

## 1 サンプル電流追従形インバータで駆動される

## PM モータのセンサレス制御法

関 浩輔\* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Mechanical-Sensorless Control of PM Motor Using Current-Controlled Inverter with One-Sampling Time Delay  
Kohsuke Seki, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## Abstract

This paper presents a mechanical-sensorless control method of a permanent-magnet (PM) motor using a current-controlled inverter with one-sampling time delay. In the dead-beat current-vector controlled PWM inverter for an adjustable speed drive of the PM motor, its back e.m.f. can be estimated by observing movement of the current vector. Thus, proposed current control method can be applied to position sensorless control of the PM motor. In addition, the proposed method introduces online inductance identification to add adaptability to the parameter change. In this paper, feasibility of the proposed method has been confirmed through computer simulations and several experimental tests, which proves proper operation of the proposed system.

キーワード: PWM インバータ, PM モータ, デッドビート電流ベクトル制御, 逆起推定, パラメータ L 同定  
(PWM inverter, PM motor, dead-beat current-vector control, back e.m.f. estimation, parameter inductance identification)

## 1. はじめに

筆者らはこれまでに電流制御形インバータのデジタル制御法として、1 サンプル毎に電流ベクトルの制御偏差ノルムを最小化する空間的なデッドビート制御法を検討してきた。この手法は1 サンプル期間で非零電圧ベクトルと零電圧ベクトルを交互に出力し、電流ベクトルがその指令値に最も接近するように、最適な非零電圧ベクトルを選択するとともに両電圧ベクトルの印加時間割合を適切に調整するものである。負荷として永久磁石 (PM) モータを用いる場合、両電圧ベクトルの印加毎に電流ベクトルの挙動を観測することによりモータの逆起電力ベクトルを推定することができる。したがって、本手法は永久磁石モータの磁極位置センサレス制御システムにも応用することが可能である。さらに、負荷パラメータであるインダクタンスのオンライン同定を導入し、パラメータ変動に対する適応性も付加することができる。ここでは、以上のような応用技術の有効性を確認するために実機システムを用いて検証を行ったので報告する。

## 2. デッドビート電流ベクトル制御

図1に PM モータのセンサレス制御システムを示す。本制御システムでは DSP を用いてソフトウェアでサンプル値制御を行い、静止座標上の電流ベクトルを空間的にデッドビート制御する。図2は DSP 内部の電流制御系である。本稿で検討する空間的な電流ベクトルのデッドビート制御は静止 (固定子) 座標上で実現される。したがって、フィードバック電流は三相交流であるため三相-二相変換が施

されるのに対し、電流指令値は回転座標系で生成される直流量であるため静止座標系に回転座標変換される。

このデッドビート制御法により、1 サンプル毎の電流指令値に対する制御偏差ノルムを最小化するように操作量であるインバータの電圧ベクトルを決定する。あるサンプリング点  $k$  において、PM モータの電流ベクトル  $i(k)$  の制御

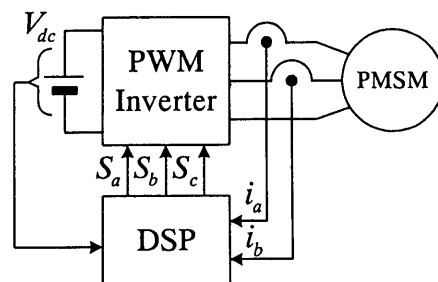


図1 PM モータのセンサレス制御システム  
Fig. 1. PM motor sensorless control system.

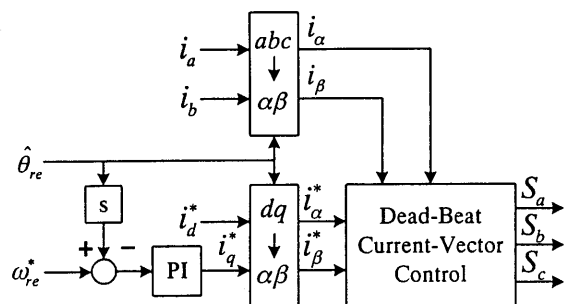


図2 DSP 内部の電流制御系  
Fig. 2. Current control system in DSP.

偏差をサンプリング毎に最小化するように追従させるためには、最適な非零電圧ベクトル  $v_n(k)$  を選択した上で非零電圧ベクトルと零電圧ベクトルの印加時間を所定のサンプリング期間  $t_s$  内で適切に配分しなければならない。提案するシステムでは三相電圧形インバータで PM モータを電流制御しており、インバータの出力電圧ベクトル  $v_n(k)$  は下式で表すことができる。各スイッチングパターンに応じた出力電圧ベクトル  $v_n(k)$  を静止座標上に示すと図 3 のようになり、6 方向の非零電圧ベクトル  $v_{1-6}$  と 2 種類の零電圧ベクトル  $v_{0,7}$  を出力できることがわかる。

$$v_n(k) = v_{n\alpha}(k) + jv_{n\beta}(k) \quad (1)$$

$$= \sqrt{2/3} V_{dc} [S_a(k) + S_b(k) e^{j2\pi/3} + S_c(k) e^{j4\pi/3}]$$

インバータの負荷として PM モータを考える場合、図 4 に示したように電流ベクトル  $i(k)$  は印加した非零電圧ベクトル  $v_n(k)$  の方向とは別に、逆起電力ベクトル  $v_e(k)$  の影響を受けて  $v_n(k)$  と異なる方向へ移動する。故に制御偏差  $\hat{i}_{err}(k)$  を導出する際には、図 5 に示した 1 制御周期  $t_s$  期間中の逆起電力ベクトルによる電流ベクトルの移動量  $i_{ve}(k)$  を考慮する必要がある。 $\hat{i}_{err}(k)$  は下式で予測することができる。

$$\hat{i}_{err}(k) = i^*(k) - [i(k) + \hat{i}_{ve}(k-1)] \quad (2)$$

このように導出した偏差の推定値に対し図 6 に示す領域判別を行い、最適な非零電圧ベクトルを決定する。非零電圧ベクトルの印加時間  $t_{1-6}(k)$  は偏差の距離と電流ベクトルの移動速度から下式で導出される。

$$t_{1-6}(k) = \frac{|\hat{i}_{err}(k)|}{2\sqrt{2/3}V_{dc}/(\hat{L}_\alpha + \hat{L}_\beta)} \quad (3)$$

1 サンプリング期間で残った時間は下式のように零電圧ベクトルの印加に充てられる。

$$t_{0,7}(k) = t_s - t_{1-6}(k) \quad (4)$$

### 3. 零電圧ベクトルを利用した磁極位置およびインダクタンス推定法

#### 3.1. 磁極位置推定原理

提案法では 1 制御周期期間中に零電圧ベクトルと非零電圧ベクトルを交互に印加する。零電圧ベクトルを印加している間、電流ベクトルは逆起電力の影響だけで移動し、非零電圧ベクトルを印加している間は非零電圧ベクトルと逆起電力ベクトルの合成ベクトルの方向に移動する。また、零電圧ベクトルから非零電圧ベクトルへ切り換える際のデッドタイム期間中においても、電流ベクトルはインバータの上アームか下アームどちらかのダイオードを通過して移動する。

提案する磁極位置推定法は逆起電力ベクトルの傾きを利用する。したがって、まず最初に零電圧ベクトル印加中の

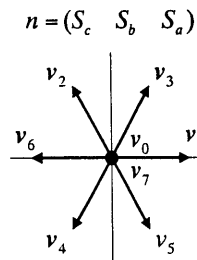


図 3 インバータ出力電圧ベクトル  
Fig. 3. Voltage vectors of inverter.

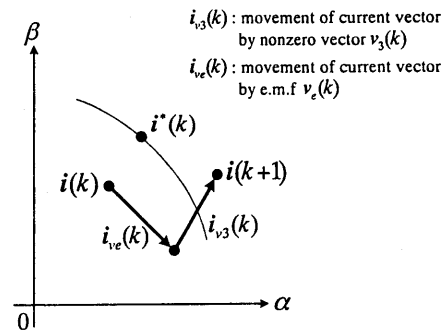


図 4 電流ベクトルの動き  
Fig. 4. Movement of current vector.

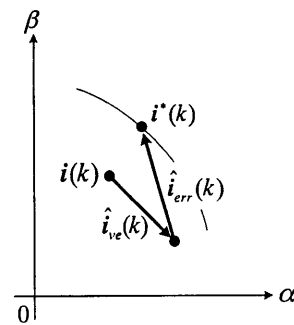


図 5 逆起電力を考慮した制御偏差の導出  
Fig. 5. Current-control-error vector taking e.m.f. into account.

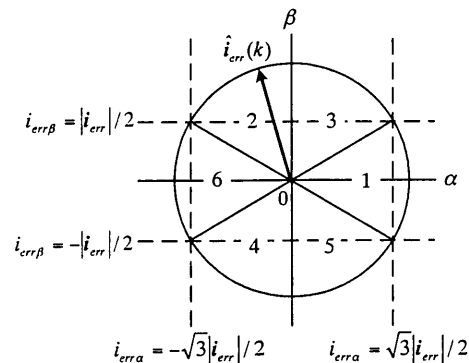


図 6 電流誤差ベクトルの領域判別  
Fig. 6. Spatial sectors to determine current-error vector direction.

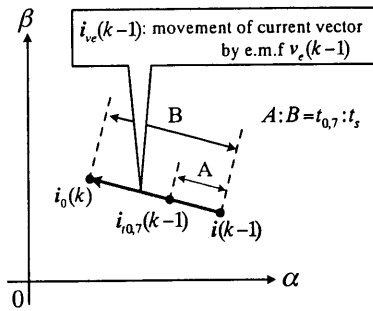


図7 逆起電力による電流ベクトルの移動  
Fig. 7. Movement of current vector caused by e.m.f. vector.

逆起電力ベクトルによる電流ベクトル移動量を抽出する。図7に示すように零電圧ベクトル印加後の電流位置  $i_{0,7}(k-1)$  を取得することによって、図7のA区間で示される零電圧ベクトル印加時間分の逆起電力による電流ベクトル移動量  $di_{0,7}(k-1)$  が得られる。

$$di_{0,7}(k-1) = i_{0,7}(k-1) - i(k-1) = di_{0,7\alpha}(k-1) + jdi_{0,7\beta}(k-1) \quad (5)$$

この電流移動量  $di_{0,7\alpha}(k-1)$ ,  $di_{0,7\beta}(k-1)$  に零電圧ベクトル印加時間  $t_{0,7}(k-1)$  と制御周期  $t_s$  の比を取ると、図7のB区間に当たる1制御周期間の逆起電力ベクトルによる電流ベクトル移動量  $i_{ve}(k-1)$  がわかる。

$$\hat{i}_{ve\alpha}(k-1) = di_{0,7\alpha}(k-1) \frac{t_s}{t_{0,7}(k-1)} = \hat{i}_{ve\alpha}(k-1) + j\hat{i}_{ve\beta}(k-1) \quad (6)$$

これらの計算結果より、磁極位置は逆起電力ベクトルの傾きから次式で推定することができる。

$$\hat{\theta}_{re}(k-1) = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{i}_{ve\beta}(k-1)}{\hat{i}_{ve\alpha}(k-1)} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

### 3.2. インダクタンス同定原理

デッドビート制御はパラメータに対する感度が非常に高いという欠点をもつ。本稿の制御システムにおいても負荷モータのパラメータであるインダクタンスは、非零電圧ベクトルの印加時間に影響するので電流制御特性を大きく左右する。ここではインダクタンスのオンライン同定について述べる。

提案するインダクタンス同定法は、電圧、電流およびインピーダンスの関係を利用する。同定するインダクタンス  $L_d, L_q$  は回転座標系のパラメータであるので、下式のように回転座標系で表したPMモータの電圧電流方程式を考える。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + PL_d & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & R_a + PL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \Phi_{fa} \end{bmatrix} \quad (8)$$

(8)の両辺を時間  $t$  で積分し、微分演算子を除去すると下式のようなになる。

$$v_d t = R_a i_d t + L_d i_d - \omega_{re} L_q i_q t \quad (9)$$

$$v_q t = \omega_{re} L_d i_d t + R_a i_q t + L_q i_q + \omega_{re} \Phi_{fa} t \quad (10)$$

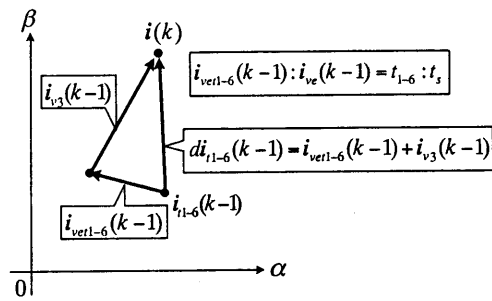


図8 非零電圧ベクトル印加時の電流ベクトルの移動  
Fig. 8. Movement current vector by applying nonzero voltage vector by applying.

(9), (10)はある一定期間  $t$  における電圧、電流とインピーダンスの関係を表している。しかし、この式には  $q$  軸に逆起電力成分が含まれているので、このままではインダクタンスの同定が困難である。そこで時刻  $k-1$  における非零電圧ベクトルの印加時間を  $t_{1-6}(k-1)$  とし、印加した非零電圧ベクトル  $v_n(k-1)$  による電流ベクトル移動量  $i_{v1-6}(k-1)$  のみを考慮すると、(9), (10)は下式のように変形できる。

$$v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) = R_d i_{v1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) + L_d i_{v1-6d}(k-1) - \omega_{re}(k-1)L_q i_{v1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) \quad (11)$$

$$v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) = \omega_{re}(k-1)L_d i_{v1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) + R_d i_{v1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) + L_q i_{v1-6q}(k-1) \quad (12)$$

非常に短いサンプリング期間においては(高調波に対しては)  $R_d = 0$  と近似できるので、(11), (12)から  $L_d, L_q$  を導出すると下式のようなになる。

$$L_d = \frac{v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \omega_{re}(k-1)v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{i_{v1-6d}(k-1)\{1 + \omega_{re}^2(k-1)t_{1-6}^2(k-1)\}} \quad (13)$$

$$L_q = \frac{v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \omega_{re}(k-1)v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{i_{v1-6q}(k-1)\{1 + \omega_{re}^2(k-1)t_{1-6}^2(k-1)\}} \quad (14)$$

これより、印加した非零電圧ベクトル  $v_{1-6}(k-1)$  による電流ベクトルの移動量  $i_{v1-6}(k-1)$  が判明すればインダクタンスを同定できることがわかる。次に非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量の導出法を述べる。

図8に示すように非零電圧ベクトル印加前の電流ベクトル  $i_{11-6}(k-1)$  を取得しておき、現在の電流ベクトル  $i(k)$  との差を取って非零電圧ベクトル印加期間中の電流ベクトル移動量  $di_{11-6}(k-1)$  を検出する。

$$di_{11-6}(k-1) = i(k) - i_{11-6}(k-1) \quad (15)$$

$di_{11-6}(k-1)$  には非零電圧ベクトル印加時間  $t_{1-6}(k-1)$  分の逆起電力による電流移動量  $i_{ver1-6}(k-1)$  も含まれている。その移動量は次式で導出できる。

$$i_{ver1-6}(k-1) = i_{ve}(k-1) \frac{t_{1-6}(k-1)}{t_s} \quad (16)$$

したがって、非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量  $i_{v1-6}(k-1)$  は以下のように導出される。

$$i_{v1-6}(k-1) = di_{v1-6\alpha}(k-1) - i_{v_{rc-6}}(k-1) = i_{v1-6\alpha}(k-1) + ji_{v1-6\beta}(k-1) \quad (17)$$

ここで、前回  $k-1$  の非零電圧ベクトルによる移動量  $i_{v1-6}(k-1)$  は磁極位置推定値  $\hat{\theta}_{rc}(k-1)$  を用いて回転座標系に変換することにより次式のように得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{v1-6\alpha}(k-1) \\ \hat{i}_{v1-6\beta}(k-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_{rc}(k-1) & \sin\hat{\theta}_{rc}(k-1) \\ -\sin\hat{\theta}_{rc}(k-1) & \cos\hat{\theta}_{rc}(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{v1-6\alpha}(k-1) \\ i_{v1-6\beta}(k-1) \end{bmatrix} \quad (18)$$

以上のように導出した回転座標系における非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量の推定値  $\hat{i}_{v1-6\alpha}(k-1)$ ,  $\hat{i}_{v1-6\beta}(k-1)$  を用いて、(13), (14) からインダクタンスは下式で同定することができる。

$$\hat{L}_d(k-1) = \frac{v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \hat{\omega}_{rc}(k-1)v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{\hat{i}_{v1-6d}(k-1)\{1 + \hat{\omega}_{rc}^2(k-1)t_{1-6}^2(k-1)\}} \quad (19)$$

$$\hat{L}_q(k-1) = \frac{v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \hat{\omega}_{rc}(k-1)v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{\hat{i}_{v1-6q}(k-1)\{1 + \hat{\omega}_{rc}^2(k-1)t_{1-6}^2(k-1)\}} \quad (20)$$

なお、制御周期が十分短く、モータ回転速度  $\omega_{rc}$  が高くなければ、(19), (20) を以下のように近似できる。

$$\hat{L}_d(k-1) = \frac{v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \hat{\omega}_{rc}(k-1)v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{\hat{i}_{v1-6d}(k-1)} \quad (21)$$

$$\hat{L}_q(k-1) = \frac{v_{1-6q}(k-1)t_{1-6}(k-1) + \hat{\omega}_{rc}(k-1)v_{1-6d}(k-1)t_{1-6}^2(k-1)}{\hat{i}_{v1-6q}(k-1)} \quad (22)$$

#### 4. 非零電圧ベクトルを利用した磁極位置およびインダクタンス推定法

前章で述べた零電圧ベクトルを利用した手法では、磁極位置を推定するために1制御周期中に最低一度は零電圧ベクトルを挿入する必要があった。ここでは零電圧ベクトルに頼らない推定法について述べる。磁極位置推定には前章と同様に逆起電力ベクトルの傾きを利用するが、非零電圧ベクトル印加時の電流ベクトルの移動は逆起電力ベクトルと非零電圧ベクトルの合成ベクトルとなるので、逆起電力ベクトルによる電流ベクトル移動量を抽出するには非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量を除去するしなければならない。

まず、非零電圧ベクトル印加期間の電流ベクトルの移動量  $di_{i1-6}(k-1)$  を、制御周期と非零電圧ベクトル印加時間の比をとって制御周期分の移動量  $di_{v1-6fs}(k-1)$  に変換する。

$$di_{v1-6fs}(k-1) = di_{i1-6}(k-1) \frac{t_s}{t_{1-6}(k-1)} \quad (23)$$

この  $di_{v1-6fs}(k-1)$  は、逆起電力による1制御周期あたりの電流ベクトル移動量  $i_{ve}(k-1)$  と1制御周期あたりの非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量  $i_{v1-6fs}(k-1)$  の合成ベクトルである。

$$di_{v1-6fs}(k-1) = i_{ve}(k-1) + i_{v1-6fs}(k-1) \quad (24)$$

上式において、非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量  $i_{v1-6fs}(k-1)$  は  $L_d = L_q$  の条件を満足しているならば、印加

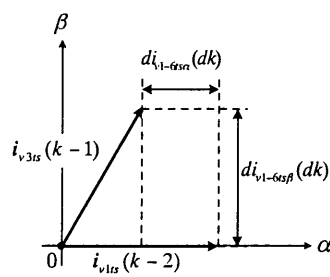


図9  $di_{v1-6fs\alpha}(dk)$ ,  $di_{v1-6fs\beta}(dk)$  導出  
Fig. 9. Calculation of  $di_{v1-6fs\alpha}(dk)$  and  $di_{v1-6fs\beta}(dk)$

した非零電圧ベクトル  $v_n(k-1)$  と同じ方向である。印加した非零電圧ベクトルの方向は(1)より既知であるので、あとは電流ベクトルの移動量、すなわち  $i_{v1-6fs}(k-1)$  のノルム  $|i_{v1-6fs}(k-1)|$  が判明すれば、制御周期分の移動量  $di_{v1-6fs}(k-1)$  と非零電圧ベクトルによる電流ベクトル移動量  $i_{v1-6fs}(k-1)$  の差をとることで、逆起電力による1制御周期あたりの電流ベクトル移動量  $i_{ve}(k-1)$  を導出することができる。  $i_{v1-6fs}(k-1)$  のノルム  $|i_{v1-6fs}(k-1)|$  は電流ベクトルの移動速度であるため下式が成立する。

$$|i_{v1-6fs}(k-1)| = \frac{\sqrt{2/3}V_{dc}(k-1)}{L(k-1)} t_s \quad (25)$$

ここで  $di_{v1-6fs}$  の時系列  $k-1$  と  $k-2$  間での変化量  $di_{v1-6fs}(dk)$  を計算すると次のようになる。

$$\begin{aligned} di_{v1-6fs}(dk) &= di_{v1-6fs}(k-1) - di_{v1-6fs}(k-2) \\ &= i_{ve}(k-1) + i_{v1-6fs}(k-1) - i_{ve}(k-2) - i_{v1-6fs}(k-2) \end{aligned} \quad (26)$$

制御周期が十分短く、サンプリング点  $k-1$  と  $k-2$  における逆起電力に変化がないとすると、(26)は(27)のように記述することができる。

$$di_{v1-6fs}(dk) = i_{v1-6fs}(k-1) - i_{v1-6fs}(k-2) \quad (27)$$

同様に制御周期が十分短く、サンプリング点  $k-1$  と  $k-2$  における  $V_{dc}$  と  $L$  に変化がないとすると、  $i_{v1-6fs}(k-1)$  と  $i_{v1-6fs}(k-2)$  は  $|i_{v1-6fs}(k-1)| = |i_{v1-6fs}(k-2)| = |i_{v1-6fs}|$  となるので(1)から以下のように書ける。

$$\begin{aligned} i_{v1-6fs}(k-1) &= |i_{v1-6fs}| \left[ S_a(k-1) + S_b(k-1)e^{j2\pi/3} + S_c(k-1)e^{j4\pi/3} \right] \\ &= i_{v1-6fs\alpha}(k-1) + ji_{v1-6fs\beta}(k-1) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} i_{v1-6fs}(k-2) &= |i_{v1-6fs}| \left[ S_a(k-2) + S_b(k-2)e^{j2\pi/3} + S_c(k-2)e^{j4\pi/3} \right] \\ &= i_{v1-6fs\alpha}(k-2) + ji_{v1-6fs\beta}(k-2) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\therefore di_{v1-6fs\alpha}(dk) = i_{v1-6fs\alpha}(k-1) - i_{v1-6fs\alpha}(k-2) \quad (30)$$

$$di_{v1-6fs\beta}(dk) = i_{v1-6fs\beta}(k-1) - i_{v1-6fs\beta}(k-2) \quad (31)$$

この  $di_{v1-6fs\alpha}(dk)$  と  $di_{v1-6fs\beta}(dk)$  から、  $|i_{v1-6fs}|$  を求めることができる。例として図9に示すようにサンプリング点  $k-2$  において非零電圧ベクトル  $v_1(k-2)$ 、サンプリング点  $k-1$  において非零電圧ベクトル  $v_3(k-2)$  を印加した場合の  $di_{v1-6fs\alpha}(dk)$  と  $di_{v1-6fs\beta}(dk)$  は(28)~(31)より、

$$di_{v1-6fs\alpha}(dk) = -|i_{v1-6fs}|/2 \quad (32)$$

$$di_{v1-6\beta}(dk) = |i_{v1-6\alpha}| \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (33)$$

$$\therefore |i_{v1-6\alpha}| = -2di_{v1-6\beta}(dk) \quad (34)$$

$$\text{または, } |i_{v1-6\alpha}| = \frac{2}{\sqrt{3}} di_{v1-6\beta}(dk) \quad (35)$$

(34), (35)を書き直すと,

$$|i_{v1-6\alpha}| = X di_{v1-6\beta}(dk) \quad (36)$$

$$\text{または, } |i_{v1-6\alpha}| = Y di_{v1-6\beta}(dk) \quad (37)$$

(36), (37)の  $X$ ,  $Y$  は過去のスイッチングパターンによって変化する係数である。 $|i_{v1-6\alpha}|$  が判明すれば, (28)より  $i_{v1-6\alpha}(k-1)$ ,  $i_{v1-6\beta}(k-1)$  が求まる。これと非零電圧ベクトル印加期間分の電流ベクトル移動量  $di_{v1-6}(k-1)$  の差を取れば非零電圧ベクトル印加時間  $t_{v1-6}(k-1)$  分の逆起電力による電流移動量  $i_{ver1-6}(k-1)$  を導出することができる。

$$i_{ver1-6\alpha}(k-1) = di_{v1-6\alpha}(k-1) - i_{v1-6\alpha}(k-1) \quad (38)$$

$$i_{ver1-6\beta}(k-1) = di_{v1-6\beta}(k-1) - i_{v1-6\beta}(k-1) \quad (39)$$

これより, 逆起電力ベクトルの傾きから(7)と同様に, 磁極位置を次式で推定できる。

$$\hat{\theta}_{rc}(k-1) = \tan^{-1} \left( \frac{i_{ver1-6\beta}(k-1)}{i_{ver1-6\alpha}(k-1)} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (40)$$

以上のアルゴリズムで必要となるインダクタンスは前節で

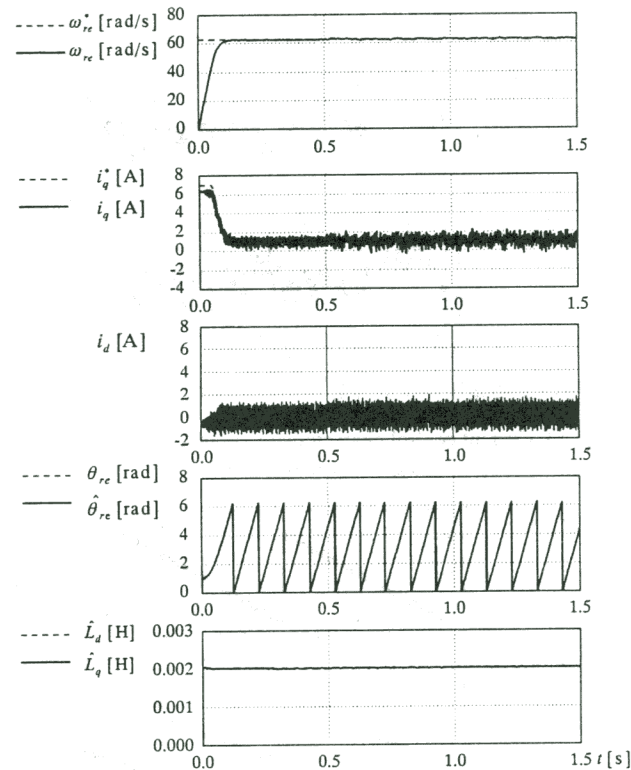


図10 零電圧ベクトルを利用した磁極位置推定法のシミュレーション結果

Fig. 10. Simulation result of rotor position estimation method using zero voltage vectors.

述べた手法を用いて同定する。以上に述べた推定法は零電圧ベクトルを利用した推定法と比較して, 零電圧ベクトルを印加せずとも推定できるという利点を有するが, 代わりに  $L_d = L_q$  の条件を満足しなければ推定できないため, 使用するPMモータに対する制約が大きい。

## 5. シミュレーション結果

提案するシステムで制御対象としたPMモータはYASKAWA製USAFED-13C22Kである。このPMモータは4極対の円筒形で,  $L$ を測定したところ  $L_d = 1.89$  [mH],  $L_q = 1.90$  [mH]であった。そこでシミュレーションにおける  $L$ の値は  $L_d = L_q = 2$  [mH]とした。その他のシミュレーション条件は  $V_{dc} = 150$  [V],  $R_s = 0.5$  [Ω],  $i_d^* = 0$  [A],  $\omega_{rc}^* = 10$  [Hz],  $\Phi_{fa} = 0.3$  [Wb],  $t_s = 300$  [μs], 無負荷とした。 $L$ 同定には最小二乗法を用いて精度向上を図った。また, 提案した推定法は起動時には逆起電力が無いので推定することができない。そこでシミュレーション開始後0.5[s]から推定値による制御を開始させた。図10に零電圧ベクトルを利用した推定法によるシミュレーション結果を, 図11に非零電圧ベクトルを用いた推定法によるシミュレーション結果を示す。磁極位置推定, インダクタンス同定は真値に追

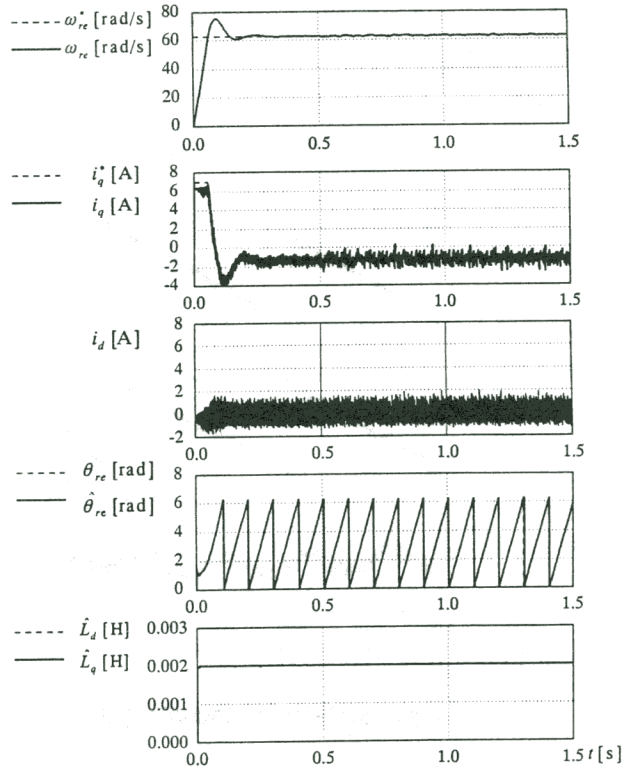


図11 非零電圧ベクトルを利用した磁極位置推定法のシミュレーション結果

Fig. 11. Simulation result of rotor position estimation method using non-zero voltage vectors.

従しており、良好に推定が行われていることがわかる。各電流波形は定速動作時に零付近で制御されているが、リップルの振幅が1[A]程度ある。これは制御周期が300[ $\mu$ s]と長いこと、インダクタンスの値が約2[mH]と非常に低いことが原因であると思われる。各推定精度と電流制御特性はトレードオフの関係にあり、制御周期を短くすると各推定精度が悪化する。

## 6. 実験結果

図12に $\omega_m = 700$ [r/min],  $t_s = 300$ [ $\mu$ s]時の零電圧ベクトルを利用した推定法における各推定波形を示す。図から磁極位置推定値,  $L_d, L_q$  同定値ともにシミュレーションの時と同様に真値に収束していることがわかる。図13に示しているのは推定値を用いて制御したときの電流波形で、実験条件は $i_d^* = 0$ [A],  $V_{dc} = 150$ [V],  $\omega_m^* = 700$ [r/min],  $t_s = 300$ [ $\mu$ s]である。各電流波形にリップルが見られるが、原因はシミュレーション結果と同様に長い制御周期と小さなインダクタンスの値にあると考えられる。図14に非零電圧ベクトルを利用した推定法における磁極位置推定値と真値の比較波形を示す。零電圧ベクトルを利用した推定法の時と比べて、推定値の波形が真値に対し若干ずれている。これは使用しているPMモータが非零電圧ベクトルを利用した推定法において必要となる条件 $L_d = L_q$ を正確に満たしていないからであると考えられる。

## 7 まとめ

本稿では1サンプル毎の制御偏差ノルムを最小化する電

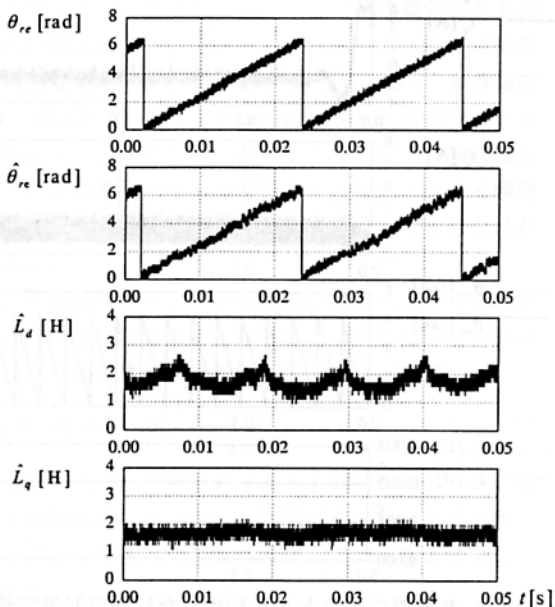


図12 零電圧ベクトルを利用した実験結果  
Fig. 12. Experimental result of rotor position estimation and inductance identification using zero voltage vector.

流ベクトル制御を利用してPMモータをセンサレス駆動する手法について検討した。計算機シミュレーションによる基本的な制御特性の評価と実機における実験結果から、本手法の有効性を確認できた。

## 参考文献

- [1] K.P.Gokhale · A.Kawamura · R.G.Hoft 「Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis」1987 IEEE Trans. Ind. Appl., IA-23, 5, 901-910
- [2] 石原・河村 「DSPによる実時間出力波形形成三相PWMインバータ」H2-6 IEEJ, 電気学会論文誌, D, 110, 6, 627-636
- [3] 竹下・小林・松井, 「電源電圧センサレス三相PWMコンバータの一方式」H6 電学論D, 114, 1219
- [4] 小太刀・野口・斎藤, 「サンプリング毎の制御偏差を最小化するPWMインバータの高速電流制御法」H14 電気学会産業応用部門全国大会, 3, 1517-1520

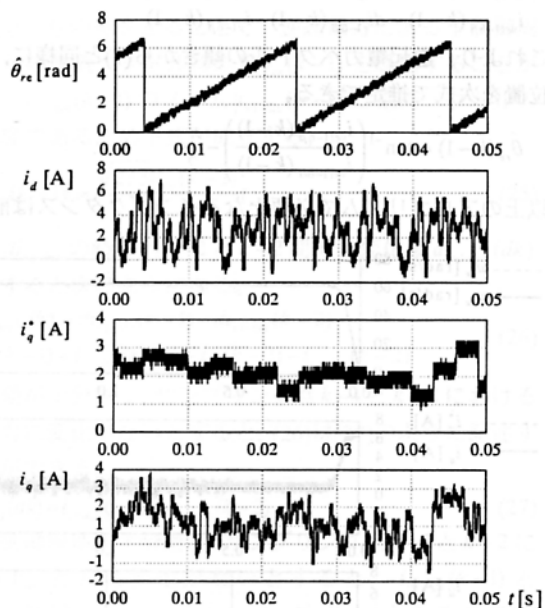


図13 零電圧ベクトルを利用した推定法における電流制御特性  
Fig. 13. Current control characteristic of presumption method using zero voltage vector.

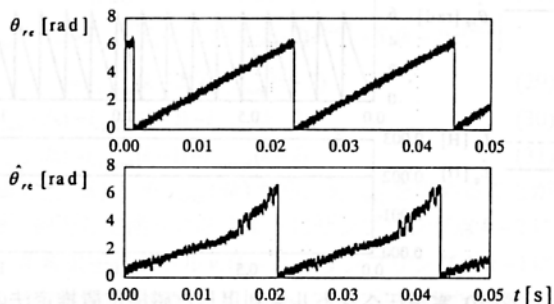


図14 非零電圧ベクトルを利用した推定結果  
Fig. 14. Rotor position estimation result using non zero voltage vector.