

1 サンプル電流追従形インバータによる センサレス PM モータの逆起電力推定法

関 浩輔* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Back e.m.f. Estimation of Sensorless PM Motor Using Current-Controlled Inverter with One-Sampling Time Delay
Kohsuke Seki, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

筆者らは電流制御形インバータのデジタル制御法として、1 サンプル毎の制御偏差ノルムを最小化する空間的なデッドビート電流ベクトル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、両電圧ベクトルの印加時間を適切に制御するものである。負荷として永久磁石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。従って、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。ここでは、提案法におけるモータの逆起電力推定法について検討し、磁極位置センサレス運転特性を計算機シミュレーションにより検証したので報告する。

2. モータの逆起電力を考慮した電流ベクトル制御

図1に提案するシステムの構成を示す。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制御する。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ので静止座標系に回転座標変換される。

図2(a)に示すように、静止座標系において電流ベクトルは逆起電力ベクトル $v_e(k)$ とインバータ出力電圧ベクトル $v_n(k)$ の合成ベクトルの方向へ移動する。インバータ出力電圧ベクトルはスイッチングモードに応じて、図2(b)に示す6方向の非零電圧ベクトルと2個の零電圧ベクトルで表される。これらを定式化すると(1)のようになる。

$$v_n(k) = v_{na}(k) + jv_{n\beta}(k) \tag{1}$$

$$= \sqrt{2/3} V_{dc} [S_u(k) + S_v(k) e^{j2\pi/3} + S_w(k) e^{j4\pi/3}]$$

電流ベクトルの制御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一定のサンプリング期間 T_s 内で配分しなければならない。1 サンプル期間中インバータから零電圧ベクトル

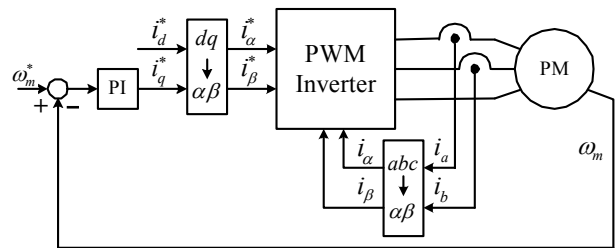
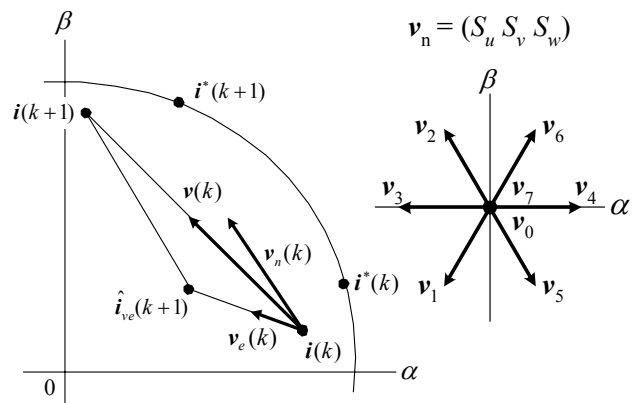


図1 提案法のシステム構成
Fig. 1. System configuration of proposed method.



(a) Current vector trajectory. (b) Voltage vectors of inverter.
図2 電流ベクトル軌跡とインバータ出力電圧ベクトル
Fig. 2. Current vector trajectory and inverter output-voltage vectors.

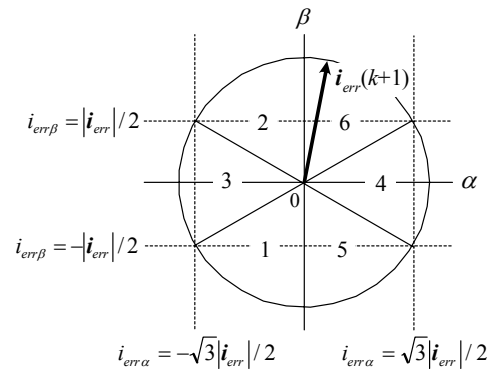


図3 電流誤差ベクトルの領域判別
Fig. 3. Spatial sectors to determine current-error vector direction.

のみを出力し、モータの逆起電力だけで電流ベクトルが移動した場合の到達位置 $\hat{i}_{ve}(k+1)$ から指令値 $i^*(k+1)$ に対する偏差 $i_{err}(k+1)$ の傾きより、図 3 に示す領域判別で最適な非零電圧ベクトルを決定する。この非零電圧ベクトルの印加時間 T_{1-6} は、制御偏差ノルムが最小化される目標座標 $i_{dest}(k+1)$ までの距離と、電流ベクトルの移動速度から(2)のように求められる。

$$T_{1-6} = \frac{\sqrt{\{i_{desx}(k+1) - i_{vex}(k+1)\}^2 + \{i_{des\beta}(k+1) - i_{v\beta}(k+1)\}^2}}{\sqrt{2/3} V_{dc} / \hat{L}} \quad (2)$$

1 サンプル期間で残った時間 $T_{0,7}$ は零電圧ベクトルの印加に充てられる。

$$T_{0,7} = T_s - T_{1-6} \quad (3)$$

3. モータの逆起電力推定法

モータの逆起電力を推定するには、インダクタンス L の値が必要である。そこで、まず $i(k)$ と $i_{ve}(k+1)$ 間の距離を用いて(4)から L の同定を行う。

$$\hat{L} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_{dc} T_{1-6}}{|i(k) - i_{ve}(k-1)|} \quad (4)$$

座標 $i_{ve}(k+1)$ の位置は、図 4 に示すように $i(k)$ と零電圧ベクトル印加後の電流ベクトル位置 $i(k+T_{0,7})$ の直線上に、制御周期 T_s と零電圧ベクトル印加時間 $T_{0,7}$ の比をとれば判明する。従って、逆起電力 $v_e(k)$ は $i(k)$ と $i_{ve}(k+1)$ 間の距離と \hat{L} の値より(5)から推定できる。

$$\hat{v}_e(k) = \{i_{ve}(k+1) - i(k)\} \frac{\hat{L}}{T_s} \quad (5)$$

磁束位置は逆起電力推定値から、(6)により求められる。

$$\hat{\theta}_m = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{v}_{e\beta}}{\hat{v}_{e\alpha}} \right) \quad (6)$$

4. シミュレーション結果

シミュレーションで制御対象とした PM モータは、円筒形で $L_d = L_q = L = 20$ [mH] とした。また、サンプリング周期を $T_s = 100$ [μ s]、直流バス電圧を $V_{dc} = 280$ [V]、速度指令値を $\omega_m^* = 10 \times 2\pi$ [rad/s] とした。提案法では起動時に逆起電力が生じないため、モータを制御することができない。そこで、磁極位置に関してオープンループで起動させるなどし、途中から逆起電力の推定を開始して制御する。

シミュレーション結果を図 5 に示す。逆起電力の推定はシミュレーション開始 0.5 秒後に行った。この結果より、 q 軸電流はその指令値に対し偏差無く高速な電流追従性を示していることがわかる。インダクタンスの同定や逆起電力の推定においては、モータの減速中にリップルが現れたが、全体的に良好な結果が得られた。

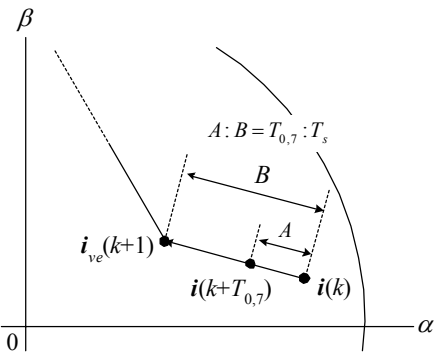


図 4 逆起電力による電流ベクトルの移動
Fig. 4. Movement of current vector caused by e.m.f. vector.

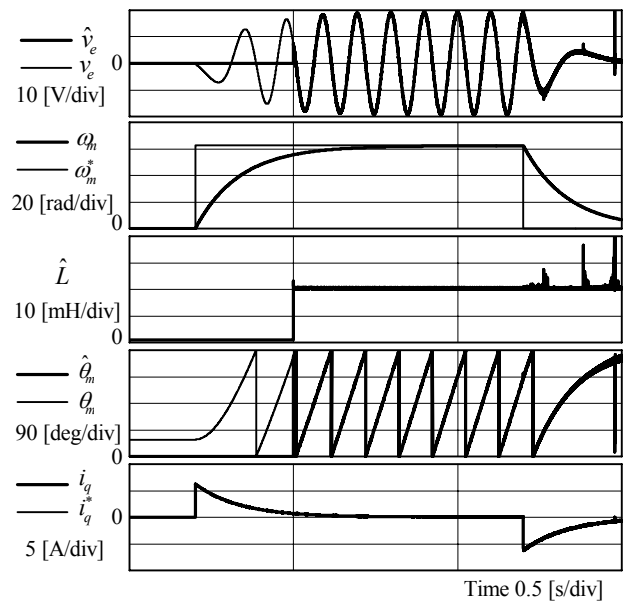


図 5 提案法によるシミュレーション結果
Fig. 5. Simulation result of proposed method.

5. 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流ベクトル制御を利用して PM モータの逆起電力を推定する手法を提案した。逆起電力から磁束位置を推定する磁極位置センサレス制御法を検討し、計算機シミュレーションにより基本的な制御特性の評価を行った。

参考文献

- [1] 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
- [2] 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
- [3] 関・野口「パラメータ同定と電源電圧推定機能を有する PWM コンバータの高速電流制御法」 H15 電気学会産業応用部門大会, 389-392