

高調波瞬时无効電力に着目した 突極形PMモータの磁極位置推定法

竹花 公宏 野口 季彦 近藤 正示

(長岡技術科学大学)

1. はじめに

PM モータ（永久磁石同期電動機）は回転子の磁極位置に応じて、それに直交する電機子電流を流すように電流制御を行うため、原理的にロータリーエンコーダ等の磁極位置検出器が不可欠である。しかし、高信頼性および高耐久性が必要な用途では磁極位置センサレス制御に対する要求も強く、これまで種々の制御法が提案されている⁽¹⁾。

本稿では高調波瞬时无効電力⁽²⁾なる物理量を利用することにより、モータパラメータの変動に対して完全にロバストな磁極位置推定法を新たに提案し、その有効性をシミュレーションで検証したので報告する。

2. 磁極位置推定法の原理

本稿で提案する手法は、特定の時間高調波に関する高調波瞬时无効電力に着目し、その位相情報に含まれる磁極位置推定誤差を抽出するものである。まず、次式の微小振幅 I_h と角周波数 ω_h を有する高調波電流が、回転角推定値 $\hat{\theta}_m$ の回転子座標 ($\hat{d}-\hat{q}$ 座標) 上で観測されたとする。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

これに対して $\hat{d}-\hat{q}$ 座標上で観測される高調波電圧は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} &= R_a I_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \\ &+ (\hat{\omega}_m + \omega_h) \frac{L_d + L_q}{2} I_h \begin{bmatrix} -\sin \omega_h t \\ \cos \omega_h t \end{bmatrix} \\ &+ (2\omega_m - \hat{\omega}_m - \omega_h) \frac{L_d - L_q}{2} I_h * \\ &\quad * \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m - \omega_h t) \\ \cos(2\theta_m - 2\hat{\theta}_m - \omega_h t) \end{bmatrix} \end{aligned} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 R_a : 電機子巻線抵抗、 L_d 、 L_q : d 軸、 q 軸インダクタンスである。

ここで、次式により定義される高調波瞬时无効電力 Q_h を計算する。

$$\begin{aligned} Q_h &= \begin{bmatrix} v_{qh} & -v_{dh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \\ &= (\hat{\omega}_m + \omega_h) \frac{L_d + L_q}{2} I_h^2 \dots (3) \\ &+ (2\omega_m - \hat{\omega}_m - \omega_h) \frac{L_d - L_q}{2} I_h^2 * \\ &\quad * \cos 2(\theta_m - \hat{\theta}_m - \omega_h t) \end{aligned}$$

これより Q_h の第2項は角周波数 $2\omega_h$ で、基準となる $I_h^2 \cos 2\omega_h t = 2i_{dh}^2 - I_h^2$ に対して磁極

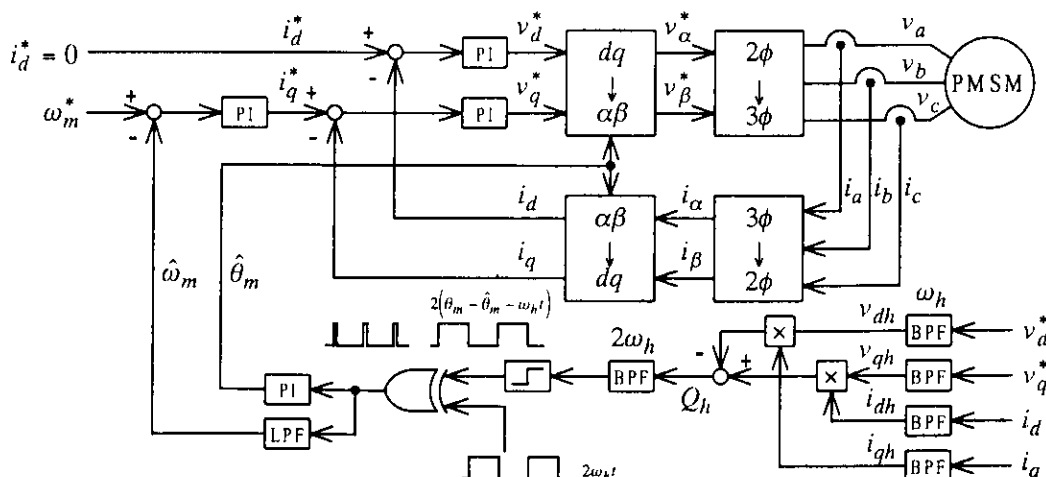


Fig. 1 Block diagram of proposed rotor position sensorless control system.

位置推定誤差に比例した位相差 $2(\theta_m - \hat{\theta}_m)$ をもつことがわかる。したがって、 Q_h の第2項が $2i_{dh}^2 - I_h^2$ と同相となるように $\hat{\theta}_m$ を修正すれば、磁極位置を推定することができる。

Fig. 1 は以上の原理に基づいて構成したPM モータの磁極位置センサレス制御システムの例である。この構成では高調波電流と高調波電圧を中心角周波数 ω_h のバンドパスフィルタ (BPF) で抽出し、Eq. (3)に基づいて Q_h を計算する。計算された Q_h から更に Eq. (3)の第2項のみを抽出するために中心角周波数 $2\omega_h$ のBPFを挿入する。このBPF出力はパルス信号に変換された後、 $2i_{dh}^2 - I_h^2$ から得られる基準位相パルス信号と排他的論理和によって位相比較される。位相誤差信号のパルス幅は磁極位置推定誤差に比例するため、PI要素を推定アルゴリズムとして磁極位置推定値 $\hat{\theta}_m$ を求める。また、速度推定値 $\hat{\omega}_m$ は位相誤差信号をローパスフィルタ (LPF) に入力することにより得られる。

3. シミュレーションによる検証

TABLE I にシミュレーションで用いたモータパラメータを示す。シミュレーションプログラムは Fig. 1 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制御も導入されている。Fig. 2 は速度ステップ応答を示したものであり、零速度も含めて速度制御が良好に行われていることがわかる。また、磁極位置推定値も真値に対して良好に追従しており、推定アルゴリズムが有効に機能していることがわかる。

TABLE I SIMULATION TEST CONDITION

| Nominal parameters of tested motor | |
|------------------------------------|-----------------------------|
| Field flux linkage | 0.306 [Wb] |
| Armature resistance | 14.8 [Ω] |
| d-axis inductance | 0.245 [H] |
| q-axis inductance | 0.485 [H] |
| Moment of inertia | 0.00414 [kg/m^2] |
| Damping coefficient | 0.00001 [Ns/rad] |
| Injected harmonic current | |
| Amplitude | 0.1 [A] |
| Frequency | 500 [rad/s] |

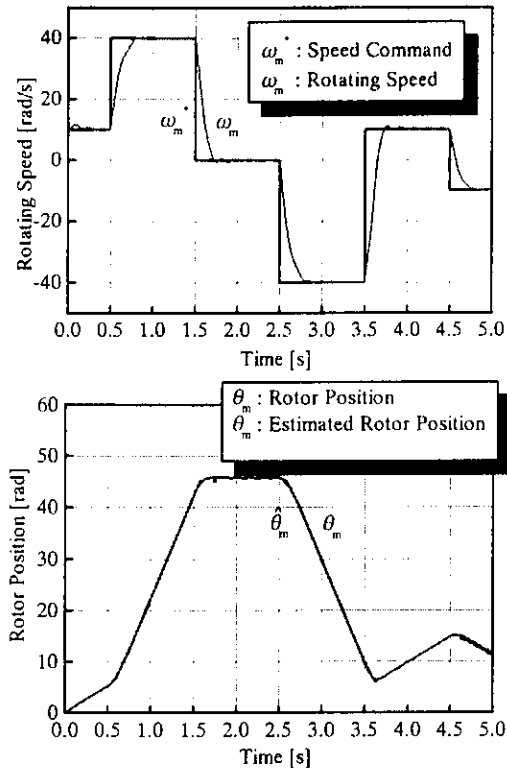


Fig. 2 Step response of sensorless speed control.

4. まとめ

本稿では高調波瞬时无効電力を利用したPM モータの磁極位置推定法を提案し、その有効性をシミュレーションで確認した。この手法は高調波瞬时无効電力の交流成分のみを利用するため、以下のような特長をもつ。

- 高調波瞬时无効電力の位相情報に基づいて磁極位置推定を行うため、モータパラメータに対し完全にロバストである。
- 電機子巻線抵抗に一切依存しないため、高調波を取扱っても表皮効果による推定誤差が発生しない。
- 速度起電力ではなく高調波に着目しているため、零速度を含めた低速から高速領域まで磁極位置推定が可能である。

参考文献

- (1) S. Ogasawara, H. Akagi, "An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency," IEEE Trans. on Ind. App., 34, 1, 163-168 (1998).
- (2) T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi, "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters," IEEE Trans. on Ind. App., 33, 1, 35-42 (1997).