外乱オブザーバを利用した SynRM センサレスベクトル制御への 積分フィードバック形速度推定法の適用可能性

新 中 新 二*・高 塚 康 平**

Applicability of the "Integral-Feedback Type Speed Estimation Method" to
Synchronous Reluctance Motor Using Disturbance Observer

Shinji SHINNAKA* and Kohei TAKATSUKA**

This paper newly shows applicability of the "integral-feedback type speed estimation method" to sensorless vector controls of synchronous reluctance motor using disturbance observer, which has identified rotor speed separately from rotor phase by adaptive identification algorithm so far. The employed speed estimation method can exploit the integral-derivative relation between phase and speed of rotor, and consequently can allow simpler realization of sensorless vector controls of synchronous reluctance motor.

Key Words: integral-feedback type speed estimation method, disturbance observer, sensorless drive, synchronous reluctance motor

1. はじめに

堅牢性, 廉価性, 高リサイクル性等に優れた特徴をもつ同期リラクタンスモータ (SynRM) が最近注目を集めている。本モータの適切なトルク発生には, ベクトル制御によるのが一般である。ベクトル制御には回転子の正突極または負突極の位相 (位置と同義) を知る必要がある。本位相は回転子に位置速度センサを装着することにより得ることができるが, 位置速度センサの装着は, 堅牢, 安価等の SynRM の特徴を損なうことになる。本認識に立ち, 位置速度センサを要しないセンサレスベクトル制御法の研究・開発が進められている^{1)~5)}。

SynRM のための従来のセンサレスベクトル制御法の 1 つとして, モータ駆動用の電圧, 電流を用いた外乱オブザーバにより拡張誘起電圧を推定し, 拡張誘起電圧に含まれる位相情報を利用した方法が, 大熊を中心とする名古屋大学グループにより, 提案されている^{3)~5)}。外乱オブザーバの構築には, 速度情報が必要とされるが, 大熊らは, 位相推定と独立した速度適応同定器を別途用意することにより, 本問題に対処している^{3)~5)}。

同一回転子にあっては, 位相と速度は積分と微分の関係にあり, この関係を利用することにより, 位相と速度の簡潔一体的な推定が可能である。このような推定法の 1 つが, 新中により提案された積分フィードバック形速度推定法であ

る⁶⁾。積分フィードバック形速度推定法は, 最小次元磁束状態オブザーバに基づく永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御に関連して提案されたものであり⁶⁾, SynRM への適用可能の可否については, 検討がなされていない。

本論文は, 積分フィードバック形速度推定法が外乱オブザーバを利用した SynRM のセンサレスベクトル制御法に適用可能であり, ひいては適応同定器の利用に比較しより簡単・有用なセンサレスベクトル制御法の構成が可能であることを新規に提示する。

2. 回路方程式と外乱オブザーバ

直交 α 軸 β 軸からなる固定 $\alpha\beta$ 座標系を考える。電気角速度 ω_{2n} で回転している SynRM の負突極が α 軸に対し, ある瞬時に位相 θ_a をなしているものとする。SynRM の本座標系上の回路方程式は, 新中によれば, 位相と同期した拡張誘起電圧 e をもつつぎの形に構築することができる²⁾。

$$v_1 = [(R_1 + sL_q)I + 2\omega_{2n}L_m J] i_1 + e \quad (1)$$

$$e = 2L_m((s i_d) + \omega_{2n} i_q) u(\theta_a) \quad (2)$$

$$u(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos \theta_a \\ \sin \theta_a \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$L_m = \frac{1}{2} (L_d - L_q) \quad (4)$$

ここに, 2×1 ベクトル v_1, i_1 は, それぞれ固定子の電圧, 電流であり, R_1, L_d, L_q は固定子の巻線抵抗, d 軸インダクタンス, q 軸インダクタンスである。また, 電流の脚符 d, q はそれらの d, q 成分を意味している。すなわち,

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = R^T(\theta_a) i_1 \quad (5)$$

$$R(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a \\ \sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \quad (6)$$

本論文では, (2) 式に定義された拡張誘起電圧を, (1) 式

* 神奈川大学工学部 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1

** (株)日本ビジネスエンジニアリング
横浜市西区高島町 2-12-6

* Faculty of Engineering, Kanagawa University, 3-27-1
Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama

** Nihon Business Engineering Co. Ltd., 2-12-6 Takashima-cho, Nishiku, Yokohama
(Received May 2, 2005)

に立脚したつぎの外乱オブザーバにより推定することを提案する。

$$\dot{\mathbf{e}} = F_o(s, \hat{\omega}_{2n})[\mathbf{v}_1 - (R_1 + sL_q)\mathbf{i}_1 - 2\hat{\omega}_{2n}L_m\mathbf{J}\mathbf{i}_1] \quad (7)$$

外乱オブザーバの基本は、拡張誘起電圧を(1)式の外部混入外乱と見なし、残差の考えにより推定するものである。外乱オブザーバは、元来、1次ローパスフィルタリング処理を伴ってきたが、本論文では、電気角速度 $\hat{\omega}_{2n}$ で回転する拡張誘起電圧の特性を考慮の上、つぎの安定な $2m$ 次の時変バンドパスフィルタ(外乱フィルタ)による処理を提案する。

$$F_o(s, \hat{\omega}_{2n}) = \prod_{i=1}^m \frac{2\zeta_i |\hat{\omega}_{2n}| s}{s^2 + 2\zeta_i |\hat{\omega}_{2n}| s + \hat{\omega}_{2n}^2}; 0 < \zeta_i \leq 1 \quad (8)$$

本外乱フィルタの基本である2次フィルタは、中心周波数 $\hat{\omega}_{2n}$ 、 $Q=1/2\zeta$ のバンドパス特性をもつ。このときの Q は、速度に応じてシフトする中心周波数と独立に設定可能である。なお、(7)式においては、本外乱フィルタは、 2×1 ベクトル信号の各要素に個別に作用し、(7)、(8)式における記号 $\wedge$ は対応物理量の推定値を意味している。

3. 積分フィードバック形速度推定法

(7)式の外乱オブザーバの利用には、電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ が必要とされる。これは、つぎの積分フィードバック速度推定法により、位相の最終推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ と共に一体的に得ることができる⁶⁾。

$$\hat{\theta}'_\alpha = \tan^{-1} \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_{2n} &= sF_s(s) \hat{\theta}'_\alpha \\ &= C(s)(\hat{\theta}'_\alpha - \hat{\theta}_\alpha) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_\alpha = \frac{1}{s} \hat{\omega}_{2n} \quad (11)$$

ここに、 $F_s(s)$ はつぎの安定ローパスフィルタである。

$$\begin{aligned} F_s(s) &= \frac{B(s)}{A(s)} \\ &= \frac{b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_0}; a_0 = b_0 > 0 \end{aligned} \quad (12)$$

$$C(s) = \frac{sB(s)}{A(s) - B(s)} \quad (13)$$

(10)、(11)式より明白なように、回転子の位相と速度は、

積分と微分の関係を利用して一体的に推定されている。

位相と速度の微積分関係を利用した速度フィードバック形速度推定法の基本アイデアはすこぶる簡単である。しかしながら、新中により提案されるまで、アイデアの具体化はなされなかった。具体化の困難さが、位相の発散である。モータが同一方向へ回転する場合、連続変化の位相は無限大へと発散する。発散する連続位相および同推定値はアナログ的にもデジタル的にも扱うことができない。発散位相は、実際的には、 2π のモジュラーを利用して、 $0 \sim 2\pi$ (rad) (あるいは、 $-\pi \sim \pi$ (rad)) の間の不連続なしかし有限な位相として扱うことになる。こうした不連続な位相推定値(初期推定値 $\hat{\theta}_a$) を(10)式第1式に従って微分処理しても、正しい速度を得ることはできない。この問題を解決したのが積分フィードバック形速度推定法であり、本法では、速度推定値の積分フィードバック値(すなわち、位相の最終推定値)利用を前提とした(10)式第2式により速度を推定する。位相が発散する場合においても、位相の初期推定値 $\hat{\theta}'_a$ と最終推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ の偏差は $-\pi \sim \pi$ (rad) に保つことが可能であり、速度と発散する位相の連続的推定が可能となる。なお、(10)式第2式に利用する位相偏差は、次式によっても決定できる⁶⁾。

$$\left\{ \begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{e}_d \\ \hat{e}_q \end{bmatrix} &= \mathbf{R}^T(\hat{\theta}_\alpha) \mathbf{e} \\ \hat{\theta}'_\alpha - \hat{\theta}_\alpha &= \tan^{-1} \frac{\hat{e}_q}{\hat{e}_d} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

4. システム構成

Fig. 1 に、積分フィードバック形速度推定法併用の外乱オブザーバによる SynRM のセンサレスベクトル制御系の1構成例を示した。本構成では、(2)式の拡張誘起電圧の特徴を考慮の上、q 軸電流指令は負値一定とし、速度制御器の出力から d 軸電流指令を得ている。位相推定器(Phase Estimator と表示)は、固定座標系上の固定子電流・電圧情報を得て、回転子の位相と速度の推定値を出力している。電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ は極対数 N_p で除されて機械角速度 $\hat{\omega}_{2m}$ の推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ に変換された後、速度制御器へ送られている。

Fig. 2 は、位相推定器の内部構造であり、これは、外乱オブ

Fig. 1 A configuration of sensorless vector control systems using disturbance observer and integral-feedback type speed estimation method

Fig. 2 A configuration of phase estimator

ザーバ(Disturbance Observer と表示)と積分フィードバック形速度推定法を実現した速度推定器(Speed Estimator と表示)とから構成されている。外乱オブザーバは(7),(8)式に従い,また速度推定器は(9)~(11)式に従い,構成されている。

5. シミュレーション

提案のセンサレスベクトル制御法の妥当性を確認すべくシミュレーションを行なった。供試モータの電気磁気的特性を文献3)表1と同一とし,負荷を考慮の上,機械的特性の慣性モーメント,粘性摩擦係数を $J_m=0.005(\text{kgm}^2)$, $D_m=0.0005(\text{Nms/rad})$ とし,2個の安定フィルタを以下のように設計した。

$$F_o(s, \hat{\omega}_{2n}) = \frac{2|\hat{\omega}_{2n}|s}{s^2 + 2|\hat{\omega}_{2n}|s + \hat{\omega}_{2n}^2}$$

$$F_s(s) = \frac{100s + 2500}{s^2 + 100s + 2500}$$

電流制御系,速度制御系の帯域をおおの 2000, 40 (rad/s) と設計し, $i_q^* = -8.6(\text{A})$ とした場合の台形波速度指令 ω_{2m}^* (角加速度 $400(\text{rad/s}^2)$) に対する応答の1例を Fig. 3 に示す。上段の図は速度指令,速度応答値,同推定値である。また,下段は,速度 $150(\text{rad/s})$ で連続的に変化している位相と同推定値である。位相は正方向へ向け連続的に変化しているが, 2π モジュラー化の上, $-\pi \sim \pi(\text{rad})$ の間で表現している。同図より,速度および位相が真値との差が視認できないほど良好に推定され,ひいては,正常なシステム動作が達成されていることが確認される。

6. おわりに

本論文では,外乱オブザーバを利用した SynRM のセンサレスベクトル制御への積分フィードバック形速度推定法の適用可能性を新たに検討すべく,新モデルに基づいたこの1構

Fig. 3 A response example by the proposed systems

成法を新規提示すると共に,シミュレーションにより適用可能性を明らかにした。積分フィードバック形速度推定法は,従来の適応的速度推定法に比較しより簡単であり,総合的により簡単なセンサレスベクトル制御系の構成を可能とする。従来に継ぐ本新規改良は有用であり^{1)~5)}, SynRM のセンサレスベクトル制御の発展に寄与するものと思われる。

参考文献

- 1) 新中新二:同期リラクタンスモータの鏡相特性とこれに基づくセンサレスベクトル制御のための突極オリエンテーション法,電気学会論文誌, **121D-2**, 210/218 (2001)
- 2) 新中新二:同期リラクタンスモータの動的数学モデルに関する一考察,モデル特性の簡易統一的解析,電気学会論文誌, **124D-11**, 1149/1154 (2004)
- 3) 陳, 富田, 道木, 大熊:シンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御のための外乱オブザーバ,平成12年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 1107/1110 (2000)
- 4) 市川, 富田, 道木, 大熊, 藤原:シンクロナスリラクタンスモータにおける拡張誘起電圧モデルとその主磁束方向の選択法,電気学会論文誌, **123D-12**, 1507/1515 (2003)
- 5) 市川, 富田, 道木, 大熊:拡張誘起電圧モデルに基づくシンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御とそれに適したインダクタンス測定法,電気学会論文誌, **125D-1**, 16/25 (2005)
- 6) 新中新二:永久磁石同期モータの最小次元D因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案,電気学会論文誌, **123D-12**, 1446/1460 (2003)