位置推定精度に依存しないオンラインパラメータ同定法を用いたシンクロナスリラクタンスモータのセンサレス制御

学生員 岩田 昭寿* 学生員 市川 真士*
 正 員 富田 睦雄** 正 員 道木 慎二*
 正 員 大熊 繁*

Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Using an On-Line Parameter Identification Method not Affected by Position Estimation Accuracy

Akitoshi Iwata*, Student Member, Shinji Ichikawa*, Student Member, Mutuwo Tomita**, Member,
 Shinji Doki*, Member, Shigeru Okuma*, Member

This paper presents a novel on-line parameter identification method for sensorless control of Synchronous Reluctance Motors (SynRMs). Although conventional sensorless control methods based on mathematical models usually need some complex measurements of motor parameters in advance, the proposed identification method does not require them and can be realized on-line. The proposed method identifies motor parameters under sensorless control, so rotor position and velocity can not be used to identify these parameters. However, the proposed method does not need rotor position and velocity, identified parameters are not affected by these estimation errors. The sensorless control using identified motor parameters is realized, and effective of the proposed method is verified by experimental results.

キーワード：オンラインパラメータ同定，センサレス制御，シンクロナスリラクタンスモータ

Keywords: on-line parameter identification, sensorless control, synchronous reluctance motors

1. はじめに

同期モータは，高効率，小型高出力であり，電化製品，ハイブリッド自動車の駆動源から産業用工作機器まで幅広い分野において利用されている。また，年々高まる省エネルギー化への要求から，同期モータが今後さらに普及していく可能性は大きいと考えられる。近年はその同期モータの中でも，リラクタンストルクを積極的に利用するリラクタンス応用電動機を対象とした研究，開発が盛んに行なわれている。そのリラクタンス応用電動機の1つに，回転子に永久磁石を必要としないシンクロナスリラクタンスモータ (SynRM[†]) がある。SynRMは永久磁石が不要であるため，今後のコスト低減，耐環境性能の向上，大容量化等の可能性を有しており，将来の実用化に向けて，現在精力的な研究開発が進められている。

SynRMの制御には，他の永久磁石同期モータと同様に回転子の位置情報が必要であり，従来より位置センサを用いた位置情報の検出が行なわれている。その一方で，コスト低減，耐環境性能や信頼性の向上，省スペース化等に期待ができるセンサレス制御手法の確立に向けて，様々な研究が進められてきた。

一般に，モータモデルに基づくセンサレス制御手法^{(1)~(6)}では，位置推定に必要なモータパラメータであるインダクタンス値や固定子抵抗値を事前に把握しておくことが必須である。しかしモータ駆動時には，固定子抵抗は巻線温度の変化などにより変動し，インダクタンスも電流の変化に伴って変動する。このようなパラメータの変動に対応するために，様々な手法が検討されている。抵抗変動に対しては，温度センサを取り付けることにより，その変動を感知することが考えられる。インダクタンスに関しては，事前に様々な運転を考慮した電流パターンに対してインダクタンス値を測定し，測定したデータをテーブル化⁽¹⁾⁽⁶⁾，あるいはモデル化⁽²⁾⁽³⁾するといった対策がなされている。ところが，これらオフライン同定法では，自他軸間の干渉であるクロスカップリングの影響をも考慮に入れると，さらに膨

* 名古屋大学
 〒466-0856 名古屋市中種区不老町
 Nagoya University

** 岐阜工業高等専門学校
 〒501-0495 岐阜県本巣郡真正町
 Gifu National College of Technology
 Shinsei-cho, Motosu-gun, Gifu 501-0495

[†] Synchronous Reluctance Motor

大なる量のデータを扱うことが避けられない⁽³⁾⁽⁵⁾。そのため、事前の煩雑なパラメータ測定を必要とせずセンサレス制御を行なうことができることがより望ましいと考えることができる。

そこで本論文では、位置推定に必要なモータパラメータをセンサレス制御時の電流、電圧情報からオンラインで同定する手法を提案する。提案手法は、事前の煩雑なパラメータ測定を必要とせず、パラメータ変動にも対応することができる。さらに、モータパラメータを導出する過程において位置・速度情報を含む項を相殺しているため、パラメータ同定に位置・速度情報を必要としない。これにより、位置・速度の推定精度に依存せず、逐次変動するモータパラメータを同定可能であるという特徴を有している。

提案するオンラインパラメータ同定法を実現するにあたり、第2章では、パラメータ同定法に用いる SynRM の数式モデルを示す。次に第3章では、モータパラメータを含む行列の同定、位置及び速度項を打ち消す行列成分演算と、モータパラメータの導出法について示す。そして、最後の第4章では、提案手法により同定されたモータパラメータを用いたセンサレス制御システムを構成し、実機実験において提案手法の有効性を確認する。

2. SynRM の数式モデル

2.1 座標系とパラメータの定義 本論文で用いる座標系の定義を図1に示す。 u - v - w 軸は3相交流座標系、 α - β 軸は固定座標系、 d - q 軸は回転座標系、そして γ - δ 軸は推定回転座標系を示す。本論文では、 d 軸をインダクタンスが最小となる方向として選択した⁽⁷⁾。

また、使用するパラメータを以下のように定義する。

$[v_d \ v_q]^T$	回転座標軸上における電圧
$[i_d \ i_q]^T$	回転座標軸上における電流
$[v_\gamma \ v_\delta]^T$	推定回転座標軸上における電圧
$[i_\gamma \ i_\delta]^T$	推定回転座標軸上における電流
L_d	d 軸インダクタンス
L_q	q 軸インダクタンス
R	固定子抵抗
p	微分演算子
θ_{re}	電気角における回転子位置
$\hat{\theta}_{re}$	電気角における回転子位置の推定値
$\Delta\theta_{re}$	電気角における位置推定誤差
$\Delta\dot{\theta}_{re}$	電気角における位置推定誤差の微分値
ω_{re}	電気角における回転速度
$\hat{\omega}_{re}$	電気角における回転速度の推定値
T	サンプリング周期

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

図1 SynRM の座標系

Fig. 1. Coordinates of SynRMs.

$$Q = \begin{bmatrix} \cos 2\Delta\theta_{re} & \sin 2\Delta\theta_{re} \\ \sin 2\Delta\theta_{re} & -\cos 2\Delta\theta_{re} \end{bmatrix}$$

$$S = \begin{bmatrix} -\sin 2\Delta\theta_{re} & \cos 2\Delta\theta_{re} \\ \cos 2\Delta\theta_{re} & \sin 2\Delta\theta_{re} \end{bmatrix}$$

2.2 SynRM の数式モデル 回転座標系における SynRM の回路方程式を式 (1) に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

センサレス制御においては、真の回転子位置 θ_{re} が未知であるため、真の回転子位置より $\Delta\theta_{re}$ ずれた推定回転座標系において数式モデルを扱うこととなる。

推定回転座標系における SynRM の回路方程式は、式 (1) より式 (2) に変換される。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \left[R + \{L_0 I + L_1 Q\}p + \omega_{re}\{L_0 J + L_1 S\} + \Delta\dot{\theta}_{re}\{-L_0 J + L_1 S\} \right] \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

3. 位置推定精度に依存しないオンラインパラメータ同定法

本章では、システム同定理論⁽⁸⁾に基づきオンラインでモータパラメータを同定する手法を提案する。提案手法は、制御されているモータのパラメータをオンラインで同定でき

るため、パラメータが変動しても、その変動に追従したパラメータ同定値を得ることが可能であり、モータパラメータを必要とする位置推定手法全てに適用できる。その上、センサレス制御時においても、位置・速度推定系の推定精度に依存することなく、モータパラメータを同定することが可能である。

3・1 パラメータ行列の同定 本節では、モータパラメータの導出に必要なパラメータ行列の同定法について示す。

式(2)をオイラー法により離散化を行なうと、式(3)に示される差分方程式となる。

$$\begin{bmatrix} i_\gamma(n) - i_\gamma(n-1) \\ i_\delta(n) - i_\delta(n-1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\gamma(n-1) \\ i_\delta(n-1) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_\gamma(n-1) \\ v_\delta(n-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、

$$A = \frac{1}{L_d L_q} \left[-RL_0 I + RL_1 Q - \left\{ (\omega_{re} - \Delta\dot{\theta}_{re}) L_0^2 + (\omega_{re} + \Delta\dot{\theta}_{re}) L_1^2 \right\} J - 2\omega_{re} L_0 L_1 S \right] T \quad (4)$$

$$B = \frac{1}{L_d L_q} \{ L_0 I - L_1 Q \} T \quad (5)$$

式(3)は、さらに式(6)へと変換できる。

$$y = \Theta_N z \quad (6)$$

ただし、

$$y = \begin{bmatrix} i_\gamma(n) - i_\gamma(n-1) & i_\delta(n) - i_\delta(n-1) \end{bmatrix}^T$$

$$z = \begin{bmatrix} i_\gamma(n-1) & i_\delta(n-1) & v_\gamma(n-1) & v_\delta(n-1) \end{bmatrix}^T$$

$$\Theta_N = \begin{bmatrix} A & B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{11} & b_{12} \\ a_{21} & a_{22} & b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \dots \quad (7)$$

行列 y, z は、推定回転座標上の電流、電圧より構成されており、センサ及び推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ を用いて検出可能である。一方、 Θ_N はその真値が未知であるモータパラメータ及び位置・速度情報により構成されている。本論文では、この Θ_N をパラメータ行列と定義する。 Θ_N は行列 A, B で構成されており、その要素は式(7)示すように、 $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}, b_{11}, b_{12}, b_{21}, b_{22}$ で表される。

式(6)より、パラメータ行列 Θ_N は行列 y, z を用いて、式(8)に示す最小二乗法に基づいて同定することが可能である。

$$\begin{aligned} & \text{known } y, z \\ & \text{find } \Theta_N \\ & \text{which minimize } J = (y - \Theta_N z)^2 \dots \quad (8) \end{aligned}$$

なお本論文では、オンラインでモータパラメータを同定するため、式(9)に示す逐次型最小二乗法を適用する。

図2 推定誤差，同定誤差間の悪循環

Fig.2. Error-spiral between position estimation error and parameter identification error.

$$\begin{aligned} \Theta_N &= \Theta_{N-1} + (y - \Theta_{N-1} z) z^T P_N \\ P_N &= \frac{1}{\lambda} \{ P_{N-1} - P_{N-1} z (\lambda + z^T P_{N-1} z)^{-1} \\ &\quad z^T P_{N-1} \} \dots \quad (9) \end{aligned}$$

式(9)は繰り返し計算方式のパラメータ同定式になっており、初期値として Θ_0, P_0 を与えることにより、以後入力 y, z を得る度に Θ_N が更新されていく。初期値の与え方としては、 Θ_0 は0、 P_0 は十分大きな正の値を対角要素のみにもつ対角行列が適当であり⁽⁸⁾、本論文では、 $P_0 = 10^4 I$ としている。なお、行列 P_N に含まれる λ は忘却係数と呼ばれ、指数関数的に過去の不要なデータを忘却することができる重み係数であり、1より小さいほど忘却速度は上昇しパラメータ行列の応答特性をあげることができる。そのため、設計者の所望の応答特性を実現できるよう適切に設計する必要がある。本論文では0.998とした。

以上のように、逐次型最小二乗法を適用することにより、変動するモータパラメータを含むパラメータ行列 Θ_N を逐次同定することが可能である。

3・2 位置推定精度に依存しない中間変数の導入 前節において同定されたパラメータ行列 Θ_N は、成分としてモータパラメータのみならず、回転速度 ω_{re} 、位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ 、さらには位置推定誤差の微分値 $\Delta\dot{\theta}_{re}$ を含んでいる。これら位置・速度情報はセンサレス制御においてその真値が未知であるため、 Θ_N よりモータパラメータを導出する際に位置・速度情報が必要となる場合は、それらの推定値が代用されることとなる。この場合、推定値に誤差が含まれていると、それらを用いて導出したパラメータ同定値にも誤差が生じる可能性がある。これはつまり、図2に示すように、位置推定誤差によりパラメータ同定値に誤差が生じ、その影響によりさらに位置推定誤差が拡大するという悪循環が生じる恐れを含んでいることを示唆している。

このような現象を生じさせないためには、モータパラメータを導出する過程において、 $\omega_{re}, \Delta\theta_{re}, \Delta\dot{\theta}_{re}$ を含む項を相殺し、パラメータ同定に位置・速度情報を用いなければ良いと考えられる。そこで以降では、 Θ_N よりモータパラメータを導出する前に、未知な位置・速度情報を相殺することが可能な中間変数と、その導出過程を示す。

中間変数の導出には、まずパラメータ行列 Θ_N の成分を解析する必要がある。 Θ_N は、式(7)に示すように行列 A, B で構成されており、これら行列 A, B は、式(4), (5)に

表 1 行列の性質
Table 1. The properties of matrices.

X	$x_{11} + x_{22}$	$x_{11} - x_{22}$	$x_{12} + x_{21}$	$x_{12} - x_{21}$
I	2	0	0	0
J	0	0	0	-2
Q	0	$2 \cos 2\Delta\theta_{re}$	$2 \sin 2\Delta\theta_{re}$	0
S	0	$-2 \sin 2\Delta\theta_{re}$	$2 \cos 2\Delta\theta_{re}$	0

示すように 4 種の行列 I, J, Q, S で構成されている。行列 I, J, Q, S はそれぞれ 2×2 の行列であり、各行列の成分を式 (10) のように $x_{11}, x_{12}, x_{21}, x_{22}$ で表現した場合、それぞれの行列成分間の演算結果は表 1 に示す特徴的な性質を持つ。例えば、対角成分 x_{11} と x_{22} の和は、単位行列 I の場合は 2 となり、その他 J, Q, S の場合は 0 となる。この演算により行列 Q, S に含まれる位置情報が相殺されていることが分かる。他にも特定の演算により、行列 Q, S に含まれている位置情報 $2\Delta\theta_{re}$ が相殺可能であることが確認できる。これら表 1 に示される行列の性質を利用しながら、モータパラメータの導出を検討することにより、位置・速度情報項を含まない中間変数が導出可能となる。

$$X = \{I, J, Q, S\} \\ = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

まず、抵抗 R を導出するために必要な中間変数について検討する。式 (4), (5) より、抵抗 R は Θ_N の中の行列 A にのみ含まれており、その中で行列 I または Q との積の形になっている。そのため、この行列 A から、未知な位置情報を打ち消し、かつ抵抗 R 成分を導出するためには、行列 I を残し、行列 J, Q, S が相殺可能である演算 $x_{11} + x_{22}$ が適当であることが分かる。ここで、この演算を式 (11) のように中間変数 M_1 と定義する。式 (11) より、未知な位置・速度情報を含まない中間変数が導出できていることが分かる。次に、インダクタンス L_d, L_q を成分として含む中間変数を導出する。インダクタンス L_d, L_q は Θ_N の中の行列 B にも含まれており、行列 I または Q との積の形になっている。そのため、表 1 より $x_{11} + x_{22}$ の演算を行列 B に施せば、位置情報を打ち消した上でインダクタンスが導出可能であることがわかる。この演算結果を式 (12) のように中間変数 M_2 と定義する。また、行列 B における $x_{11} - x_{22}$ や $x_{12} + x_{21}$ の演算結果では、位置情報 $\Delta\theta_{re}$ が残るが、これらは三角関数の相互関係を用いることにより打ち消すことが可能である。その結果得られる中間変数を、式 (13) に示すように M_3 と定義する。

$$M_1 = a_{11} + a_{22} = -\frac{2L_0R}{L_dL_q}T \dots\dots\dots (11)$$

$$M_2 = b_{11} + b_{22} = \frac{2L_0}{L_dL_q}T \dots\dots\dots (12)$$

$$M_3 = \sqrt{(b_{11} - b_{22})^2 + (b_{12} + b_{21})^2} = -\frac{2L_1}{L_dL_q}T \dots\dots\dots (13)$$

これら 3 つの中間変数は、位置・速度情報が相殺されているため、これらを用いて導出されるモータパラメータは、位置推定精度の影響を受けることはない。

3.3 モータパラメータの導出 以下式 (14) ~ (16) に、前節で得られた中間変数を用いたモータパラメータの導出式を示す。

$$\hat{L}_d = \frac{2T}{M_2 + M_3} \dots\dots\dots (14)$$

$$\hat{L}_q = \frac{2T}{M_2 - M_3} \dots\dots\dots (15)$$

$$\hat{R} = -\frac{M_1}{M_2} \dots\dots\dots (16)$$

式 (14) ~ (16) により位置推定精度に依存することなく同定されるモータパラメータは、どのような位置・速度推定器においても用いることが可能である。

4. 実機実験

4.1 システム構成 提案手法の有効性を検証するために、実機においてオンラインパラメータ同定法を用いたセンサレス制御を行なった。そのシステム構成を図 3 に示す。また、表 2 に本論文で用いた供試機の仕様及び実験環境を示す。

センサより検出される 3 相交流電流及び電圧は、それぞれカットオフ周波数 1 kHz の LPF を通された後、12 ビット

図 3 システムの構成

Fig. 3. Configuration of experimental system.

表 2 供試機の仕様

Table 2. Specifications of test motor.

Rated power		1.0 kW
Rated speed		1300 r/min
Rated current		10.7 A
Number of pole pairs	P	3
Rotor inertia	J_M	$41.6 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$
DC linkage voltage	V_{dc}	200 V

の A/D コンバータを介して DSP へと入力される。DSP は TI 社の 32 ビット浮動小数点型の TMS320VC33, 150 MHz である。

入力された電流、電圧値は、位置推定値 $\hat{\theta}_{re}$ を用いて推定回転座標系に座標変換された後、提案手法によるモータパラメータの同定に用いられる。ただし、これら電流、電圧には、モータの回転速度に比例したカットオフ周波数を有する LPF を通している。むろん、これにはインバータのキャリア周波数による高調波成分を除去する意味もあるが、本稿で用いた同定手法においては、信号の高域を抑制し低域に重みを持たせることが同定精度改善に効果的であるためでもある⁽⁹⁾。

パラメータ同定器において同定されたモータパラメータは、位置・速度推定へと用いられる。提案するパラメータ同定器は特定の位置・速度センサレスアルゴリズムに縛られるものではないが、本論文では文献(10)で提案されている位置・速度推定器を用いた。この推定器では、オブザーバにおいて拡張誘起電圧を推定し、その位相より位置及び速度を推定している。

速度制御器では、速度指令値と速度推定値より電流指令値を決定し、電流制御器では、電流指令値、検出した電流と速度推定値を用いて電圧指令値を決定する。なお、本論文では、疑似の白色雑音である M 系列信号を電流指令値に重畳し、電流指令値のパワースペクトル密度を上昇させることにより、パラメータ同定精度の改善を行なっている⁽¹¹⁾。その振幅は、 d, q 軸共に定格電流の 5% 程度とした。これによる瞬時的な電圧上昇値は、 d, q 軸共に ± 1 V 程度である。

インバータへのスイッチング信号は、電圧指令値を位置推定値で 3 相交流に座標変換して生成される。インバータユニットは Myway 社の MWINV-25B であり、そのキャリア周波数は 10 kHz としている。各制御器、位置・速度推定器及び提案するパラメータ同定器は全て DSP 上で実装されており、それぞれの制御周期は、速度制御、電流制御がそれぞれ 1 ms, 500 μ s, そして、オンラインパラメータ同定及び位置・速度推定周期は共に 100 μ s としている。

4.2 モータパラメータ同定結果 モータパラメータの同定結果が位置推定精度に依存しないことを確認するために、位置センサ駆動時に位置情報に作為的な誤差を与えた状態で、オンラインパラメータ同定を行なった。

電気角における位置推定誤差が 0° の場合においてパラメータ同定を行なった結果を図 4 に示す。図中の $\hat{L}_d, \hat{L}_q, \hat{R}$ は、それぞれ d 軸インダクタンス、 q 軸インダクタンス、固定子抵抗の同定結果である。また、表 3 に位置推定誤差が $0^\circ, 5^\circ$, そして 25° の場合のパラメータ同定結果の数値比較を示す。

表 3 より、各モータパラメータが位置推定誤差の大きさに依存することなく同定可能であることが確認できる。位置推定誤差 0° の時の $\hat{L}_d$ が、 5° や 25° の時のそれと比較して 0.1 mH のずれが生じているが、これは同定値が若干脈動しているために生じているものであり、位置推定誤差の

図 4 $\Delta\theta_{re}$ が 0° 時のパラメータ同定結果

Fig. 4. Identification result in case of $\Delta\theta_{re} = 0^\circ$.

表 3 パラメータ同定結果の比較

Table 3. Comparison among identification results.

$\Delta\theta_{re}$	0°	5°	25°
$\hat{L}_d$	6.3 mH	6.2 mH	6.2 mH
$\hat{L}_q$	42 mH	42 mH	42 mH
$\hat{R}$	1.4 Ω	1.4 Ω	1.4 Ω

違いによるものではない。

また、以降に示す同定値の応答特性も、実験により位置推定誤差の大きさに依存しないことが確認できた。これより、提案するパラメータ同定法が、式(11), (12), (13)で示す中間変数を用いることにより、推定系で生じる推定誤差の影響を受けることなくパラメータが同定可能であることが確認できた。

4.3 同定したパラメータを用いたセンサレス制御 事前にモータパラメータを測定することなく、オンラインでモータパラメータを同定しながらセンサレス制御を行なった。各実験結果を以下に示す。

4.3.1 位置推定結果 モータの回転速度 500 r/min 一定、無負荷状態での、オンラインで同定したパラメータを用いた場合の位置推定値と、位置検出値との比較を図 5 に示す。図 5 において、 θ_{re} は電気角における位置検出値、 $\hat{\theta}_{re}$ は位置推定値、そして $\Delta\theta_{re}$ は位置の推定誤差を示す。

図 5 より、定常状態において誤差最大 2° 程度で位置推定が行なわれていることが確認できる。

4.3.2 加減速運転結果 無負荷状態において、500 r/min, 1000 r/min 間の加減速運転を行なった結果を図 6 に示す。図 6 において、 ω_{rm} は機械角での測定速度、 $\hat{\omega}_{rm}$ は推定速度、そして $\Delta\theta_{re}$ は電気角での位置の推定誤差である。

本稿で用いたセンサレス制御手法は、停止、極低速時のセンサレス制御の実現が困難であるため、停止時から 500 r/min まではエンコーダで検出される回転子位置 θ_{re} を用いて始動している。

図 6 の A 点において、オンラインパラメータ同定を開始した。図 6 より、 d 軸、 q 軸インダクタンスは共に 0.5 秒程

図 5 位置推定結果

Fig. 5. Position estimation result.

図 6 加減速運転結果

Fig. 6. Acceleration and deceleration result.

度で収束していることが確認できる。なお、この収束速度には、同定値との定常誤差とトレードオフがあり、組み合わせられる位置センサレス制御手法におけるパラメータ感度と速度制御系の応答速度との間において、適切な値を設定することとなる。なお、固定子抵抗は 2 秒程度とインダクタンスに比べてゆっくり収束するよう LPF を設計している。しかし、固定子抵抗の変動は非常に緩やかであるため、抵抗の変動を追従するには十分な収束速度であると考えられる。そして B 点において、オンラインで同定したモータパラメータを用いてセンサレス制御を開始した。この時、各パラメータは運転条件や雰囲気温度等が異なるため、表 3 の値と完全に一致するものではないが、これらパラメータを用いて実際にセンサレス制御を行なった際の位置推定誤差 $\Delta\theta_{re}$ は、最大 3° である。さらに、1000 r/min に加速し、再び 500 r/min に減速した場合においても、位置推定誤差は 5° 以内に保たれている。事前にモータパラメータを測定する必要なく、センサレス制御を実現することができている。

4・3・3 負荷試験結果 モータの回転速度 500 r/min 一定、無負荷状態から負荷試験を行なった結果を図 7 に示す。

A 点において 1.4 Nm の負荷を印加し、B 点において再

図 7 負荷試験結果

Fig. 7. Load test result.

び無負荷状態へと戻している。負荷印加時に増加する電流によって、 $\hat{L}_q$ は 47 mH から 40 mH に減少した。もう一方の $\hat{L}_d$ は、もともとインダクタンスが小さいために、それほど変動が見られなかった。

図 7 から、パラメータ変動に対して、安定にオンラインで同定したモータパラメータを用いながらセンサレス制御が実現できていることが確認できる。

5. まとめ

本論文では、SynRM の数式モデルに基づき、センサレス制御を行なうために必要なモータパラメータをオンラインで同定する手法を提案した。提案手法では、事前にモータパラメータを測定する必要なくセンサレス制御が可能であり、パラメータ変動に対しても対応可能である。さらに、本提案手法では、パラメータ同定結果が位置の推定精度に依存しないため、位置推定誤差、パラメータ同定誤差間に悪循環を生じる恐れがない。

実機実験においてパラメータ同定結果が位置推定精度に依存しないことの確認を行ない、構成したオンラインパラメータ同定を用いたセンサレス制御システムによる加減速運転、負荷試験の両実験では、提案手法の有効性を確認し、安定したセンサレス制御を実現した。

この結果より、提案手法は、電気的な意味で適切なパラメータを同定しているとは限らないが、少なくともセンサレス制御にとって望ましいパラメータの獲得に成功していると考えられる。

(平成 15 年 10 月 20 日受付, 平成 16 年 5 月 31 日再受付)

文 献

- (1) M. Schroedl and P. Weinmeier: "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.9, No.2, pp.225-231 (1994-3)
- (2) M.G. Jovanovic, R.E. Betz, and D. Platt: "Sensorless Vector Controller for a Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.34, No.2, pp.346-354 (1998-3/4)

- (3) E. Capecci, P. Guglielmi, M. Pastorelli, and A. Vagati: "Position-Sensorless Control of the Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.37, No.6, pp.1768-1776 (2001)
- (4) T. Senjyu, T. Shingaki, and K. Uezato: "Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors with Disturbance Torque Observer", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol.48, No.2, pp.402-407 (2001-4)
- (5) A. Kilthau and J.M. Pacas: "Parameter-Measurement and Control of the Synchronous Reluctance Machine including Cross Saturation", *IEEE Ind. Appl. Conf.* 36th, Vol.4, pp.2302-2309 (2001)
- (6) S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Consideration about the Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors", *SPC and IEA'03 Rec. IEE Japan*, pp.59-62 (2003) (in Japanese)
市川真士・富田陸雄・道木慎二・大熊 繁:「SynRM のセンサレス制御についての検討」, 電気学会半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会, SPC-03-98, IEA-03-10, pp.59-62 (2003)
- (7) S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, and F. Fumiharu: "Extended EMF Models of Synchronous Reluctance Motors and Selection of Main Flux Direction", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.12 (2003-12) (in Japanese)
市川真士・富田陸雄・道木慎二・大熊 繁・藤原文治:「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」, 電学論 D, 123, 12 (2003-12)
- (8) 相良節夫・秋月影雄・中溝高好・片山 徹:「システム同定」, 社団法人計測自動制御学会 (1987)
- (9) 足立修一: MATLAB による制御のためのシステム同定, 東京電機大学出版局 (1996)
- (10) S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Controls of Salient Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122, No.12, pp.1088-1096 (2002-12) (in Japanese)
市川真士・陳 志謙・富田陸雄・道木慎二・大熊 繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論 D, 122, 12, pp.1088-1096 (2002-12)
- (11) 佐野 昭:「制御のためのシステム同定と部分空間法」, SICE セミナー—制御のためのシステム同定—テキスト, pp.15-24 (2000)

岩 田 昭 寿 (学生員) 1979 年 10 月 26 日生。2002 年 3 月名古屋大学工学部電気電子・情報工学科卒業。同年 4 月同大学大学院工学研究科博士課程前期課程電子情報学専攻進学, 現在に至る。主として同期電動機のセンサレス制御に関する研究に従事。

市 川 真 士 (学生員) 1977 年 12 月 31 日生。2000 年 3 月名古屋大学工学部電気電子・情報工学科卒業。2002 年 3 月同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程前期課程修了。同年 4 月同大学大学院工学研究科電子情報学専攻博士課程後期課程進学, 現在に至る。主として同期電動機のセンサレス制御, HEV および EV に関する研究に従事。平成 16 年電気学会学術振興賞(論文賞)を授賞。IEEE, 計測自動制御学会, 自動車技術会各会員。

富 田 陸 雄 (正員) 1965 年 11 月 26 日生。1988 年 3 月三重大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月静岡県立浜松城北工業高校教諭, 1992 年 4 月静岡県立引佐高校教諭(電気)を経て, 1993 年 3 月退職。同年 4 月名古屋大学大学院工学研究科博士課程前期課程電気工学専攻入学。1995 年 3 月同修了。同年 4 月同後期課程進学。1998 年 3 月同修了。同年 4 月岐阜工業高等専門学校電気工学科助手, 1999 年 4 月同講師, 2003 年 4 月同助教授, 現在に至る。工学博士。平成 16 年電気学会学術振興賞(論文賞)を授賞。ブラシレス DC モータ, シンクロナスリラクタンスモータに関する研究に従事。IEEE 会員。

道 木 慎 二 (正員) 1966 年 7 月 28 日生。1995 年名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程電子機械工学専攻修了。同年 4 月同助手, 2000 年 6 月三重大学工学部電気電子工学科助教授, 2004 年 4 月名古屋大学助教授, 現在に至る。工学博士。主として制御理論に基づく電動機制御, 及び制御のためのパターン情報処理・信号処理・モデリングとその応用に関する研究に従事。IEEE, 計測自動制御学会, 電子情報通信学会各会員。IEEE IECON'92 best paper award, 平成 14 年度ファナック FA ロボット財団論文賞, 第 60 回電気学会電気学術振興賞(論文賞)を授賞。

大 熊 繁 (正員) 1948 年 2 月 16 日生。1972 年名古屋大学大学院修士課程電気工学専攻修了。1974 年ケース・ウェスタン・リザーブ大学大学院修士課程システム工学専攻修了。1977 年名古屋大学大学院博士課程電気工学専攻修了。同年名古屋大学工学部電気工学科助手, 講師, 助教授を経て, 1990 年同教授, 現在に至る。工学博士。主としてロボティクス, パワーエレクトロニクス, 創発型ソフトコンピュータに関する研究に従事。IEEE, 計測自動制御学会, 日本ロボット学会, システム制御情報学会, 日本機械学会各会員。IEEE・IECON 論文賞, 精密工学会論文賞, 電気学会論文賞, ファナック FA ロボット財団論文賞を各授賞。