Inductance Calculation and New Modeling of a Synchronous Reluctance Motor Using Flux Linkages

Masayuki Nashiki Member (Denso corporation, m_nashiki@ybb.ne.jp)

Yoshimitu Inoue Non-member (Okuma corporation, y-inoue@gmx.okuma.co.jp)

Youichi Kawai Non-member (Okuma corporation, y-kawai@gmx.okuma.co.jp)

Shigeru Okuma Member (Nagoya University, okuma@okuma.nuee.nagoya-u.ac.jp)

Keywords: reluctance motor, flux barrier rotor, finite element method, inductance, flux linkage, motor control

New modeling of a synchronous reluctance motor SynRM which has non-linear magnetic characteristics is proposed. And a control method of the SynRM using the new model is developed.

The new model is based on the inductance data table or the flux linkage data table which is calculated with the flux linkages $\Psi_d(i_d, i_q)$, $\Psi_q(i_d, i_q)$ of the SynRM at each current (i_d, i_q) . Detailed calculation method of the inductances is described in this paper. The calculated torque T_A with the inductance data table is compared with the FEM torque T_{fem} and the difference is less than 5% at the rated torque. Therefore the accuracy of the new model is certified. Fig. 1 shows the inductances of the SynRM. Fig. 2 shows a sample of the flux linkage data table. Fig. 3 shows torque T_A and T_{fem} .

The same method is applicable to an interior permanent magnet synchronous motor IPMSM.

$$T = P_n(L_d - L_q)i_q i_d \quad (1)$$

$$= P_n(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2)$$

$$\Psi_d = L_d i_d, \quad \Psi_q = L_q i_q \quad (3)$$

Fig. 1. Inductances of the SynRM (FEM)

$i_q \backslash i_d$	i_{d1}	i_{d2}	...	i_{dm}	...	i_{dA}
i_{q1}	Ψ_{d11}, Ψ_{q11}	Ψ_{d21}, Ψ_{q21}	...	Ψ_{dm1}, Ψ_{qm1}	...	Ψ_{dA1}, Ψ_{qA1}
i_{q2}	Ψ_{d12}, Ψ_{q12}	Ψ_{d22}, Ψ_{q22}	...	Ψ_{dm2}, Ψ_{qm2}	...	Ψ_{dA2}, Ψ_{qA2}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
i_{qn}	Ψ_{d1n}, Ψ_{q1n}	Ψ_{d2n}, Ψ_{q2n}	...	Ψ_{dmn}, Ψ_{qmn}	...	Ψ_{dAn}, Ψ_{qAn}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
i_{qB}	Ψ_{d1B}, Ψ_{q1B}	Ψ_{d2B}, Ψ_{q2B}	...	Ψ_{dmB}, Ψ_{qmB}	...	Ψ_{dAB}, Ψ_{qAB}

Fig. 2. Data table of flux linkages

The high performance motor control is realized, because the exact current commands (i_d, i_q) , the exact voltage feed-forward commands (FF_d, FF_q) and the adaptive current loop gain (G_d, G_q) are obtained using the FEM data of the motor. Fig. 4 shows a block diagram of motor control. (FF_d, FF_q) means (v_d, v_q) and equations (6), (7) shows (G_d, G_q) as follows.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$= \begin{bmatrix} p & -\omega \\ \omega & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$G_d = \Delta \Psi_d / \Delta i_d \quad (6)$$

$$G_q = \Delta \Psi_q / \Delta i_q \quad (7)$$

Fig. 3. Torque T versus Current i_d of the SynRM (FEM)

Fig. 4. Block diagram of motor control

シンクロナスリラクタンスモータの磁束鎖交数を用いた インダクタンス算定法とモデル化の提案

正員 梨木 政行* 非会員 井上 芳光**
非会員 川井 庸市** 正員 大熊 繁***

Inductance Calculation and New Modeling of a Synchronous Reluctance Motor Using Flux Linkages

Masayuki Nashiki*, Member, Yoshimitu Inoue**, Non-member,
Youichi Kawai**, Non-member, Shigeru Okuma***, Member

New modeling of a synchronous reluctance motor SynRM which has non-linear magnetic characteristics is proposed. And a control method of the SynRM using the new model is developed. The new model is based on the inductance data table or the flux linkage data table which is calculated with the flux linkages of the SynRM at each current (i_d , i_q). Detailed calculation method of the inductances is described. The calculated torque T_A with the inductance data table is compared with the torque T_{fem} which is calculated by FEM and the difference is less than 5% at the rated torque. Therefore the accuracy of the new model is certified. And the same method is applicable to an interior permanent magnet synchronous motor IPMSM. The high performance motor control is realized. The exact current commands (i_d , i_q), the exact voltage feed-forward commands (FF_d , FF_q) and the adaptive current loop gain (G_d , G_q) are obtained using the FEM data of the motor.

キーワード：リラクタンスモータ，フラックスバリア形ロータ，有限要素法，インダクタンス，磁束鎖交数，電動機制御

Keywords: reluctance motor, flux barrier rotor, finite element method, inductance, flux linkage, motor control

1. まえがき

スリット回転子を持つフラックスバリア型のシンクロナスリラクタンスモータ^{(1)~(9)} (SynRM) は、永久磁石を使用することなく製作できるので低コストであり、界磁弱め制御による定出力制御が可能であるという特徴を持っている。トルクリップルについては、回転子構造を改良することにより低減⁽²⁾⁽³⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾が進められてきた。トルクの向上などの特性改善については、多くの回転子の改良に関する研究がなされ、さらに、固定子の改良についても筆者らの研究がなされ、力率 78%と従来型 SynRM の 1.6 倍の連続トルク出

力の SynRM が示された⁽⁴⁾。

しかし、筆者らの改良電動機を含め、一般的に SynRM の磁気特性は透磁率の変化、磁気飽和の非線形問題があり、d 軸インダクタンス L_d 、q 軸インダクタンス L_q の値を一定値の電動機パラメータとして扱うことは困難であるという問題がある。また、 L_d 、 L_q は d、q 軸の電流 i_d 、 i_q の相互の干渉があり、q 軸電流 i_q の時の q 軸インダクタンス L_q が d 軸電流 i_d の値より変化するという問題がある。これらの問題を解決するために SynRM のインダクタンス L_d 、 L_q について磁気飽和および軸間の干渉を含めて測定⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾することは可能であるが、電動機の全動作領域について正確かつ詳細に測定することは困難である。なお、SynRM の電流 i_d 、 i_q の値によって変化する非線形なインダクタンス L_d 、 L_q を非線形有限要素法 FEM の解析データから求める具体的な方法、および、そのインダクタンス L_d 、 L_q の精度を電動機例で検証した例は報告されていない。

また、SynRM の磁気的な非線形性を含めた制御については、非線形性を考慮した制御方法^{(7)(11)~(13)}、磁束オブザーバを使用して磁気的な非線形性を補償する制御方法⁽⁷⁾⁽¹¹⁾⁽¹³⁾、軸間の磁気的な相互干渉を補償した非干渉制御方法⁽⁷⁾⁽¹²⁾等が報告されている。しかし、補償制御の精度の問題、遅れ

* (株) デンソー 開発部

〒448-8661 愛知県刈谷市昭和町 1-1

Denso Co., Ltd.

1-1, Showa-cho Kariya, Aichi 448-8661

** オークマ (株) 研究開発部

〒480-0193 愛知県丹羽郡大口町下小口 5-25-1

Okuma Co., Ltd.

5-25-1, Simooguchi, Oguti-cho Niwa-gun, Aichi 480-0193

*** 名古屋大学

〒464-8603 名古屋市中種区不老町

Nagoya University

Furo-cho Chikusa-ku, Nagoya 464-8603

要素を含むことによる応答性の問題、制御の複雑化による制御装置の高コスト化の問題などがある。

本論文では、磁気的に非線形な SynRM の制御での問題について検討し、正確な制御を実現するためには各動作点 (i_d, i_q) における正確なインダクタンス $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$ を得ることが必要であることを示す。そして、非線形有限要素法 (FEM) で得たデータからそのインダクタンス L_d , L_q を正確に求める具体的な方法を示す。

次に、著者らが改良開発した SynRM へその方法を適用して電動機パラメータ L_d , L_q を決定し、そのパラメータで表現されるトルクと FEM で求めたトルクとの誤差が 5% 以下であることを示す。なお、回転子内部に永久磁石を配置した電動機構成であっても、永久磁石の有無を意識することなく、同じアルゴリズムで電動機モデルを扱える。

さらに、電動機制御の新しい状態変数決定法と制御パラメータ決定法を提案する。それは、電動機の FEM のデータを使用して磁束鎖交数 $\Psi_d(i_{dm}, i_{qn})$, $\Psi_q(i_{dm}, i_{qn})$ のデータテーブルを作成し、電動機を制御するものである。この方法によれば、非線形磁気特性、磁気飽和に対して正確な電動機情報に基づいて制御できるので、精度と応答性が期待できる。

以下、第 2 章では SynRM の特性と制御における問題を示す。第 3 章では動作点におけるインダクタンス L_d , L_q を求める方法を示す。第 4 章では SynRM の具体例についての第 3 章の方法のトルクによる検証、SynRM に磁石を内蔵した IPMSM のトルクによる検証、d, q 軸を回転移動させた場合のトルクによる検証を示す。第 5 章では磁束鎖交数 $\Psi_d(i_{dm}, i_{qn})$, $\Psi_q(i_{dm}, i_{qn})$ を用いた電動機モデルと電動機制御法を提案する。第 6 章はまとめである。

2. SynRM の制御における問題

筆者らが直面した SynRM の制御上の問題を磁気非線形性に着目して示す。

〈2・1〉 SynRM の構成 筆者らは、先に、回転子と固定子の両方を改良した SynRM を試作し報告した⁽⁴⁾。図 1(a) は従来電動機の横断面図、図 1(b) は改良電動機の横断面図である。表 1 はその諸定数である。この SynRM の構成概略は、(a) 固定子の歯の先端部を圧粉磁心で製作した分割コアとして巻線の挿入を容易にし、巻線の占積率向上、コイルエンド部の短縮を実現、(b) 固定子と回転子間のエアギャップ短縮による L_d の向上、(c) 回転子の電磁鋼板 20 枚に 1 枚の割合で非磁性体であるステンレス板を挿入し、軸方向相互に接着剤で固定することにより、回転子内部の細い磁路間のつなぎ部を排除し、q 軸インダクタンス L_q を低減している。その結果、図 2 に示すように、定格電流近傍における突極比 L_d/L_q を約 9 とし、トルクは従来電動機比 1.6 倍の値を得ることができた。

〈2・2〉 SynRM の問題 しかし、図 2 に示すインダクタンス特性は電流により大きく変化する非線形な特性であるため、次に示すいくつかの問題がある。

図 1 SynRM の横断面図

Fig. 1. Cross sectional view of the SynRM.

表 1 SynRM のパラメータ

Table 1. SynRM parameters.

Parameters	Conventional motor	Improved motor
Phase, Pole	3 phase, 6 pole	3 Phase, 6 pole
Slot number	36 slots	36 slots
Stator outer dia.	ϕ 172 mm	ϕ 172 mm
Partial teeth	no	36 pieces
Air gap	0.3 mm	0.13 mm
Rotor outer dia.	ϕ 100 mm	ϕ 100 mm
Outer bridge	0.5 mm	0 mm
Inner bridge	0.5 ~ 1 mm	0 mm
Core length	78 mm	95 mm
Rated torque	15.7 Nm	25.7 Nm
Rated current i_d	19.5 A	16 A
Rated current i_q	38.2 A	36 A

図 2 インダクタンス L_d , L_q (FEM)

Fig. 2. Inductance L_d , L_q (FEM).

- ① 図 3 の電動機制御ブロックダイアグラムの例において、高精度・高応答の用途では、トルク指令 T^* に対する電流指令値 i_d^* , i_q^* 、電圧のフィードフォワード量 FF_d , FF_q 、電流制御ループゲイン定数 G_d , G_q の正確な値が必要であるため、調整要素が多くなるなど、調整機能が複雑化する。
- ② SynRM のインダクタンス L_d , L_q 、あるいは、磁束鎖交数 Ψ_d , Ψ_q を FEM による解析データから求める手法が明確でない。また、そのインダクタンス L_d , L_q

図3 電動機制御のブロックダイアグラム

Fig. 3. Block diagram of motor control.

がトルク T などの電動機特性をどの程度正確に表現できるのかが検証されていない。

例えば、精密な工作機械などの制御においては、小トルク領域で精密位置決めを行うことが多々あり、大電流領域で過電流とならないように電流制御ループゲイン G_d , G_q を設定すると、小電流領域では L_d , L_q が数倍大きくなるためゲインが不足して応答性が劣化する問題がある。

また、高速回転領域での界磁弱めによる定出力制御を行う場合、電源電圧の飽和を回避するための調整、電流の安定性を確保する調整が複雑化する。

3. 動作点のインダクタンス $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$ を求める方法

本研究では、高い精度で得られる FEM の解析データを効果的に活用することを考える。

SynRM のトルク T は (1) 式なので、インダクタンス L_d , L_q は重要なパラメータである。しかし、前記のように、SynRM のインダクタンス L_d , L_q は、図 2 に示すように磁気飽和を含む非線形な値を示し、かつ、 d 軸と q 軸との相互干渉もあるため、複雑な値を示す。従って、正確なトルクを計算するためには、その動作点のインダクタンス L_d , L_q あるいは磁束鎖交数 Ψ_d , Ψ_q を正確に求める必要がある。

$$T = P_n(L_d - L_q)i_d i_q \dots \dots \dots (1)$$

$$= P_n(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \dots \dots \dots (2)$$

そこで、電動機の FEM データを使用してこの動作点のインダクタンス $L_d(i_q, i_d)$, $L_q(i_q, i_d)$ および磁束鎖交数 $\Psi_d(i_q, i_d)$, $\Psi_q(i_q, i_d)$ を正確に求める方法を、次の (1) ~ (7) 項に具体的に示す。

(1) モータモデルと解析条件の設定

モデル例として筆者らの開発した電動機を挙げ、説明する。その SynRM のパラメータを表 1 に、6 極 36 スロットの内の 2 極 12 スロットモデルを図 4 に示す。スロット部にスロット番号を、その近傍に各巻線の U, V, W 相を、ステータ外周部にその他のスロット番号 13~36 を付記する。図 5 は、図 4 のモータの結線と配置関係をシンボリックに表現した図である。なお、電流は 1 スロット内の巻き回数を N_s とすると、スロット ① と ② には、それぞれ、U 相電流 $i_u \times N_s$ の電流が流れる。

図4 電動機のスロット配置

Fig. 4. Each slot position of the SynRM.

図5 巻線の結線と回転子との位置関係

Fig. 5. Winding connections and relation to the rotor.

(2) 固定座標系の d , q 軸電流成分の計算

評価する動作点における d , q 軸の電流 i_{d1} , i_{q1} を電流振幅 i_a と制御位相角 θ_c の値から求める。

$$i_{d1} = i_a \cdot \cos \theta_c, \quad i_{q1} = i_a \cdot \sin \theta_c \dots \dots \dots (3)$$

次に、固定座標系での 3 相電流振幅値に換算した電流成分 i_{d2} , i_{q2} を求める。

$$i_{d2} = \sqrt{2/3} \cdot i_{d1}, \quad i_{q2} = \sqrt{2/3} \cdot i_{q1} \dots \dots \dots (4)$$

(3) U 相から V 相へ全電流が流れる位相の電流値に換算

相電流が最大の点から位相が 30° 進んだ電流値に換算した i_{d3} , i_{q3} を求める。

$$i_{d3} = \sqrt{3}/2 \cdot i_{d2}, \quad i_{q3} = \sqrt{3}/2 \cdot i_{q2} \dots \dots \dots (5)$$

(4) 各コイルの鎖交磁束 ϕ_n

評価する電流振幅 i_a と制御位相角 θ_c より図 4 における 3 相巻線電流 i_u , i_v , i_w を換算する。

$$i_u = \sqrt{2/3} \cdot i_a \cdot \sin \theta_c \dots \dots \dots (6)$$

$$i_v = \sqrt{2/3} \cdot i_a \cdot \sin(\theta_c - 2\pi/3) \dots \dots \dots (7)$$

$$i_w = \sqrt{2/3} \cdot i_a \cdot \sin(\theta_c - 4\pi/3) \dots \dots \dots (8)$$

これらの 3 相電流を図 1(b) の電動機モデルへ通電した状態で FEM 解析を行い、トルク T_1 と各巻線の鎖交磁束 $\phi_1 \sim \phi_{36}$ を単位厚さ t_0 当たりの解析値として求める。なお、解析条件として、回転子は図 4 の d , q 軸の回転位置に固定し、電流振幅 i_a , 電流位相角 θ_c の値は、図 8, 図 9, 図 10

等に示すそれぞれの値をとっている。ここで、前記鎖交磁束は各巻線 W_n に沿ったベクトルポテンシャル A の積分値として求められる。なお、3次元形状巻線の場合でも、巻線に沿ってベクトルポテンシャル A を積分して鎖交磁束を求めることができる。

(5) 磁束鎖交数 Ψ_{d3} , Ψ_{q3} の計算

d 軸を向いた 2 相分の巻線の磁束鎖交数 Ψ_{d3} を求める。スロット⑨, ⑩, ⑪, ⑫からスロット③, ④, ⑤, ⑥へ(5)式の i_{d3} が通電されていると想定している。

$$\begin{aligned} \Psi_{d3}(i_{d1}, i_{q1}) = & \{(\phi_9 - \phi_3) + (\phi_{10} - \phi_4) + (\phi_{11} - \phi_5) \\ & + (\phi_{12} - \phi_6)\} \times N_s \times t_c / t_0 \times Pn \\ & \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

ここで、 N_s はスロットに巻回される巻き回数、 t_c はコア積厚、 Pn は極対数 $6/2 = 3$ である。

なお、トルクリプル低減対策のために、ロータ形状が各磁極対ごとに異なる場合には、(9)式と同様の計算を 36 スロット分行い、(9)式から極対数 Pn を削除する必要がある。

同様に、 $\Psi_{q3}(i_{d1}, i_{q1})$ を求める。スロット⑫, ①, ②, ③からスロット⑥, ⑦, ⑧, ⑨へ(5)式の i_{q3} が通電されていると想定している。

$$\begin{aligned} \Psi_{q3}(i_{d1}, i_{q1}) = & \{(\phi_{12} - \phi_6) + (\phi_1 - \phi_7) + (\phi_2 - \phi_8) \\ & + (\phi_3 - \phi_9)\} \times N_s \times t_c / t_0 \times Pn \\ & \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

(6) 固定座標系でのインダクタンス L_{d3} , L_{q3}

図 5 の端子間インダクタンス L_{d3} , L_{q3} を求める。

$$L_{d3}(i_{d1}, i_{q1}) = \Psi_{d3}(i_{d1}, i_{q1}) / i_{d3} \dots\dots\dots (11)$$

$$L_{q3}(i_{d1}, i_{q1}) = \Psi_{q3}(i_{d1}, i_{q1}) / i_{q3} \dots\dots\dots (12)$$

(7) d, q 軸のインダクタンス $L_d(i_{d1}, i_{q1})$, $L_q(i_{d1}, i_{q1})$

d, q 軸のインダクタンス L_d , L_q はスター結線時の端子間インダクタンスの最大値、最小値の 1/2 の値となる関係^⑦から求める。

$$L_d(i_{d1}, i_{q1}) = 1/2 \times L_{d3}(i_{d1}, i_{q1}) \dots\dots\dots (13)$$

$$L_q(i_{d1}, i_{q1}) = 1/2 \times L_{q3}(i_{d1}, i_{q1}) \dots\dots\dots (14)$$

なお、前記手順で求められたインダクタンス $L_d(i_{d1}, i_{q1})$, $L_q(i_{d1}, i_{q1})$ の計算は、その表計算ソフトを準備しておけば、FEM 解析結果のデータを入力するだけで(3)~(14)式を容易に計算することができる。そして、各電流 i_d , i_q におけるインダクタンス $L_d(i_{d1}, i_{q1})$, $L_q(i_{d1}, i_{q1})$ を、例えば図 6 に示すデータテーブルとして得ることができる。

4. 動作点のインダクタンス $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$ を用いて求めたトルク

第 3 章に記述したインダクタンス算定方法で求めた $L_d(i_{d1}, i_{q1})$, $L_q(i_{d1}, i_{q1})$ の妥当性について、改良電動機のト

$i_q \backslash i_d$	i_{d1}	i_{d2}	$\dots$	i_{dm}	$\dots$	i_{dA}
i_{q1}	L_{d11}, L_{q11}	L_{d21}, L_{q21}	$\dots$	L_{dm1}, L_{qm1}	$\dots$	L_{dA1}, L_{qA1}
i_{q2}	L_{d12}, L_{q12}	L_{d22}, L_{q22}	$\dots$	L_{dm2}, L_{qm2}	$\dots$	L_{dA2}, L_{qA2}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
i_{qn}	L_{d1n}, L_{q1n}	L_{d2n}, L_{q2n}	$\dots$	L_{dmn}, L_{qmn}	$\dots$	L_{dAn}, L_{qAn}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
i_{qB}	L_{d1B}, L_{q1B}	L_{d2B}, L_{q2B}	$\dots$	L_{dmB}, L_{qmB}	$\dots$	L_{dAB}, L_{qAB}

図 6 インダクタンス L_d , L_q のデータテーブル例

Fig. 6. Data table of inductances.

図 7 トルク T -電流特性

Fig. 7. Torque T versus Current i_a .

ルク、従来電動機のトルク、永久磁石を内蔵した電動機のトルクの各例で検証する。また、d, q 軸座標の回転方向位置を 30° 変えた時のトルクについて比較し、インダクタンスとトルクの座標依存性を評価する。

なお、この第 4 章では、FEM で求めたトルク T_{fem} がほぼ正しい値であると仮定し、トルクの検証値とする。信頼のおける非線形有限要素法で求められるトルク精度は、解析対象モデルの形状精度、材料特性と条件設定等が正確であれば十分に信頼に足るものであることは周知である。また、筆者らの先の報告^④でも、図 1(b)の電動機のトルクは、図 7 に示すように、FEM のトルクと試作電動機の実測トルクとがほぼ一致することを確認している。横軸は電流振幅値 i_a 、縦軸はトルク T である。

〈4・1〉 インダクタンス L_d , L_q から計算されるトルク

図 1(b)の改良 SynRM のトルク特性を図 8 に示す。 T_{fem} は FEM で求めたトルク、 T_A は第 3 章で示した方法で求めた動作点のインダクタンス $L_d(i_{d1}, i_{q1})$, $L_q(i_{d1}, i_{q1})$ より(1)式で計算したトルク、 T_B は d 軸と q 軸でそれぞれに単独に電流と磁束鎖交数を求めて得たインダクタンス $L_d(i_{d1}, 0)$, $L_q(0, i_{q1})$ より(1)式で計算したトルク、 T_C は連続定格電流における L_d , L_q を全電流領域で比例定数として扱って(1)式で計算したトルクである。

各トルク T_A , T_B , T_C を FEM トルク T_{fem} と比較して各インダクタンスの精度を検証する。トルク T_A は T_{fem} とほぼ一致した値であり、電流 $i_a = 180$ A の時の誤差でも 3.3% と小さい値である。d 軸と q 軸との相互干渉を無視し

図 8 改良型 SynRM のトルク特性 (FEM)

Fig. 8. Torque T versus Current i_a of the SynRM (FEM).

図 9 従来型 SynRM のトルク特性 (FEM)

Fig. 9. Torque T versus Current i_a of the SynRM (FEM).

た T_B はやや誤差が大きく、電流 $i_a = 180$ A の時の誤差が 13.9% となった。インダクタンス L_d , L_q を定数として扱う T_C は、特に電流の大きな領域では実際のトルクとはかけ離れた値となることが分かる。

次に、図 1(a) に示す従来電動機と同様なトルク特性を図 9 に示す。インダクタンスから計算されるトルク T_A は T_{fem} とほぼ一致した値であり、電流 $i_a = 170$ A の時の誤差でも 5.7% と小さい値である。改良電動機に比較して回転子形状、インダクタンスが異なるが、良く一致している。d 軸と q 軸との相互干渉を無視した T_B はやや誤差が大きく、電流 $i_a = 180$ A の時の誤差が 17.1% となった。

〈4・2〉 界磁弱め領域におけるトルク 次に、改良電動機の界磁弱め領域について、前記方法で求めたインダクタンスから計算されるトルクの精度について検証する。図 10 は横軸を電流位相角 θ_c 、縦軸をトルク T とし、q 軸電流 $i_q = 10$ A, 20 A, 30 A, 40 A をパラメータとした特性である。インダクタンスから (1) 式で計算したトルク T_{25L} , T_{50L} , T_{75L} , T_{100L} は、d 軸電流の微小な領域においても、FEM トルク T_{25fem} , T_{50fem} , T_{75fem} , T_{100fem} に近い値が得られており、各動作点において正確なインダクタンスが得られていることが解る。

〈4・3〉 IPMSM の磁束鎖交数 Ψ_d , Ψ_q から計算されるトルク 図 11 に示す NdFeB 系の永久磁石を内蔵する電

図 10 界磁弱め領域のトルク特性 (FEM)

Fig. 10. Torque T versus Current i_a of the SynRM (FEM).

図 11 永久磁石を内蔵した SynRM

Fig. 11. SynRM with permanent magnets in the rotor.

動機の例について、第 3 章で示した方法でのトルク計算値 T_A を検証する。通常、永久磁石を使用した電動機の電圧方程式は、電流に起因する電圧成分と磁石に起因する電圧成分とを分けて表現することが多いが、(2) 式のように、トルクは電流ベクトル i_a と磁束鎖交数ベクトル Ψ_a の外積なので、磁石に起因する磁束とその他の磁束とを分離することなく取り扱うこともできる。ただしその時は、d, q 軸の全ての磁束鎖交数 (Ψ_d , Ψ_q) と電流 (i_d , i_q) の比をインダクタンス (L_d , L_q) であると仮定して (1) 式よりトルク T を求めることにする。この条件で、第 3 章で示した方法で求めたインダクタンスから計算されるトルク T_A は、図 12 に示すように、 T_{fem} とほぼ一致した値であり、最大誤差でも 2.9% と小さい値となった。

〈4・4〉 回転子の d, q 軸の回転方向位置を 30° 変えた場合のトルク 第 3 章で示した方法の妥当性を検証する一つの方法として、d, q 軸座標を図 4 の座標から図 13 に示す d_1 , q_1 軸座標に回転方向位置を 30° 変えてみる。図 1(b) の改良電動機について、この d_1 , q_1 座標で各軸の電流成分、磁束成分を第 3 章の方法で求め、(1) 式で計算したトルクを図 14 に示す。新しい座標でのインダクタンスから計算したトルク T_{ACW} は T_{fem} とほぼ一致した値であり、電流 $i_a = 180$ A の時の誤差でも 2.7% と小さい値となった。なお、図 8 の回転しない座標で求め、計算したトルク T_A を図 14 に書くと T_{ACW} と殆ど同じ値であり、重なった。

この結果、SynRM において正確なインダクタンスを求めることができれば、座標軸を回転させても大きなトルク

図 12 永久磁石内蔵の SynRM のトルク特性 (FEM)

Fig. 12. Torque T versus Current i_a of the SynRM (FEM).

図 14 座標軸を回転したトルク特性 (FEM)

Fig. 14. Torque T versus Current i_a of a SynRM (FEM). 図 13 CW へ 30° 座標軸を回転した d_1 q_1 座標

Fig. 13. Each slot position of the SynRM.

誤差が発生しないことを検証できた。

この時、 d_1 、 q_1 軸の磁束鎖交数 (Ψ_{d1} , Ψ_{q1}) と電流 (i_{d1} , i_{q1}) との比を (L_{d1} , L_{q1}) とした特性を図 15 に示す。この例では、 q_1 軸電流 i_{q1} により d_1 軸の磁束鎖交数 Ψ_{d1} の大半が d_1 軸電流 i_{d1} とは逆方向に発生するため、 L_{d1} が負の値になっている。しかし、この L_{d1} は電流ベクトル i_a と磁束鎖交数ベクトル Ψ_a の外積計算の一部の値としては正しく、(1) 式の答であるトルク T_{ACW} は図 14 に示すように正確である。

5. 磁束鎖交数 Ψ を使用したデータテーブルによる電動機モデルと制御法

FEM 解析結果より求めたデータテーブルを活用する制御法について考察する。そして、電動機モデルが正確になって、構成が簡素になることを示す。

〈5・1〉 磁束鎖交数 $\Psi_d(i_d, i_q)$, $\Psi_q(i_d, i_q)$ のデータテーブルを使用した電動機モデル 図 8 から図 15 に示したように、高調波を含む FEM データを使用して、正弦波理論でかつ集中定数的扱いをするインダクタンス L_d , L_q あるいは磁束鎖交数 Ψ_d , Ψ_q を第 3 章の方法で求め、(1) 式ある

図 15 座標軸を回転したインダクタンス (FEM)

Fig. 15. Inductances in the rotated axes (FEM).

いは (2) 式でトルク T_A を計算し、正確な値が得られることを検証した。

現在、良く使用されている電動機モデル、その電圧方程式等は (15) 式に示すように、電動機の磁束鎖交数 Ψ がインダクタンス L と電流 i で表現されている。図 16 の破線で囲まれた電動機の模式図における $\Psi = L \times i$ の関係である。しかし、インダクタンス L が非線形で、さらには永久磁石を含む特性を考える時、磁束鎖交数 Ψ と電流 i で表現する方が汎用的であるとも考えられる。また、電動機の各動作点で特性が変化するので、この磁束鎖交数 Ψ のデータテーブルを使用した電動機のモデル化が、非線形な特性にも柔軟に対応でき適切であると考えられる。

なお、データテーブルの内容は FEM データから正確に、かつ、容易に作成することができる。また、図 16 において破線で示される電動機の入力は電圧 v と電流 i 、出力は回転速度 ω とトルク T である。

電動機を磁束鎖交数 Ψ で表現する方法は、 $\Psi_d = L_d i_d$, $\Psi_q = L_q i_q$ と置き換えれば良く、データテーブルは図 6 から図 17 へ置き換えられる。電圧方程式は、同様に、(15) 式を (16) 式のように変更して表現できる。なお、1 kW 以上の容量の電動機で効率が 90% を超える場合、抵抗値 R が相対的に小さいので (16) 式の第 2 項を省略して (17) 式とし

図 16 SynRM の模式図

Fig. 16. Explanation of motor construction.

i_q	i_d		i_{d1}		i_{d2}		$\dots$		i_{dm}		$\dots$		i_{dA}	
i_{q1}	ψ_{d11}, ψ_{q11}		ψ_{d21}, ψ_{q21}		$\dots$		ψ_{dm1}, ψ_{qm1}		$\dots$		ψ_{dA1}, ψ_{qA1}			
i_{q2}	ψ_{d12}, ψ_{q12}		ψ_{d22}, ψ_{q22}		$\dots$		ψ_{dm2}, ψ_{qm2}		$\dots$		ψ_{dA2}, ψ_{qA2}			
$\vdots$	$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$			
i_{qn}	ψ_{d1n}, ψ_{q1n}		ψ_{d2n}, ψ_{q2n}		$\dots$		ψ_{dmn}, ψ_{qmn}		$\dots$		ψ_{dAn}, ψ_{qAn}			
$\vdots$	$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$			
i_{qB}	ψ_{d1B}, ψ_{q1B}		ψ_{d2B}, ψ_{q2B}		$\dots$		ψ_{dmB}, ψ_{qmB}		$\dots$		ψ_{dAB}, ψ_{qAB}			

図 17 磁束鎖交数 Ψ_d, Ψ_q のデータテーブル例

Fig. 17. Data table of flux linkages.

て簡素化して扱っても、制御的に影響が少ない場合もある。また、トルク T は (2) 式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

$$= \begin{bmatrix} p & -\omega \\ \omega & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$\equiv \begin{bmatrix} p & -\omega \\ \omega & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

ベクトル図は図 18 のように変更して表現できる。なお、より厳密な電圧式が必要な場合は、鉄損および漏れインダクタンス成分である漏れ磁束鎖交数 Ψ_{leak} を (16) 式に付加した精密モデルとして表現することもできる⁽⁷⁾⁽¹⁴⁾。

このように、(2), (16)~(19) 式および図 17 のデータテーブル、図 18 のベクトル図に示すように、インダクタンス L_d, L_q を使用せず、図 16 の電流 i 、電圧 v 、磁束鎖交数 Ψ 、回転数 ω で電動機を表現することもできる。

〈5・2〉 電動機制御における電流指令値作成の例

次に、電動機の定トルク制御と定出力制御の場合の電流指令値 (i_d^*, i_q^*) を作成する方法の例について、図 3 の電動機制御のブロックダイアグラムに従って示す。

(1) トルク制御型の電流指令値作成法 電動機制御の具体例として、主にトルク制御であって、界磁弱め制御を行わない場合について示す。この例では、図 3 に示すエンコーダ E が回転子軸に連結され、回転位置 θ_r および速度 ω はそのインターフェイス E-IF により得られるものとする。

図 18 SynRM のベクトル図

Fig. 18. Vector diagram of SynRM.

図 19 トルク指令 T^* と電流指令 i_d^*, i_q^* の例

Fig. 19. Current i_d, i_q versus torque T .

トルク指令 T^* に対する電流指令 (i_d^*, i_q^*) の決定方法として、例えば、図 17 のデータテーブルを元に、図 19 のような電流特性をデータテーブル化して作成しておき、トルク指令 T_1^* に対する電流指令 (i_{d1}^*, i_{q1}^*) の値を、内挿計算し決定する方法が考えられる。

なお、トルク T は (2) 式で表され、電流値選択の自由度がある。従って、図 19 に示す特性の電流指令のデータテーブルは、例えば、効率最優先の制御、 i_d を一定とする制御など目的に応じた電流指令テーブルを作成することができる。

(2) 定出力制御型における電流指令値作成法 界磁弱め制御による定出力制御においても、図 17 に示す磁束鎖交数のデータテーブルを使用して、トルク指令 T^* に対する電流指令値 (i_d^*, i_q^*) を作成することができる。

ここで、電動機の定出力制御は、制御装置の電源電圧が制限されるために必要となる制御法なので、電源電圧の制限に対応したデータテーブルを、図 17 の磁束鎖交数のデータテーブルから計算して作成することになる。具体的な例として、回転数 ω_1 とトルク指令 T_1^* とに対する電流指令 (i_{d1}^*, i_{q1}^*) を図 20 に示すようなテーブルとして作成しておく。図 20 は、回転数 ω において所定電圧以下となるような電流指令 (i_{d1}^*, i_{q1}^*) を決定できるようなデータテーブルであって、高速回転においては、同時に電動機特性に応じたトルク制限も加えられることになる。そして、トルク指令 T_1^* 、回転数 ω に対する電流指令 (i_{d1}^*, i_{q1}^*) の値を、テーブルから内挿計算して得ることができる。

$T \backslash \omega$	ω_1	ω_2	...	ω_m	...	ω_A
T_1	i_{d11}, i_{q11}	i_{d21}, i_{q21}	...	i_{dm1}, i_{qm1}	...	i_{dA1}, i_{qA1}
T_2	i_{d12}, i_{q12}	i_{d22}, i_{q22}	...	i_{dm2}, i_{qm2}	...	i_{dA2}, i_{qA2}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$
T_n	i_{d1n}, i_{q1n}	i_{d2n}, i_{q2n}	...	i_{dmn}, i_{qmn}	...	i_{dAn}, i_{qAn}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$		$\vdots$		$\vdots$
T_B	i_{d1B}, i_{q1B}	i_{d2B}, i_{q2B}	...	i_{dmB}, i_{qmB}	...	i_{dAB}, i_{qAB}

図 20 トルク指令 T^* と回転数 ω と電流指令 i_d^*, i_q^*
Fig. 20. Data table of torque T^* , speed ω and current i_d^*, i_q^* .

図 21 定出力制御の特性例 (FEM)

Fig. 21. Torque T versus speed S_m (FEM).

例として、図 1(b) の改良電動機について、回転数 S_m が 2,000~6,000 rpm の時の線間電圧の最大値が 283 V となるように電流 i_d, i_q を計算した例を図 21 に示す。 v_{pa} は 3 相線間電圧のピーク値で、 v_{pd} は d 軸方向の 3 相線間電圧ピーク値、 v_{pq} は q 軸方向の 3 相線間電圧ピーク値であり、その時の (2) 式によるトルク計算値が T_A である。一方、同一電流条件において FEM で求めたトルクは T_{fem} であり、前記計算トルク T_A がほぼ正確に求められていることが確認できる。そして、q 軸方向の 3 相電圧ピーク値 v_{pq} は、回転数 ω の上昇と共に無視できない程度に大きな電圧となっている様子が良く分かる。

〈5・3〉 電圧のフィードフォワード量 FF_d, FF_q 、電流制御ループゲイン定数 G_d, G_q の計算法 次に、〈2・2〉節、図 3 で示した電圧のフィードフォワード量 FF_d, FF_q と電流制御ループゲイン定数 G_d, G_q の計算方法を示す。

最初に、〈5・2〉節で求めた電流指令値 (i_d, i_q) における磁束鎖交数 $\Psi_d(i_d, i_q), \Psi_q(i_d, i_q)$ を、図 17 のデータテーブルから内挿計算して求める。

電圧のフィードフォワード量 FF_d, FF_q は、(16) 式の電圧 v_d, v_q で表され、求めることができる。

そして、電流制御ループゲイン定数 G_d, G_q は、電流制御ループの動的なゲインを一定化するための係数であり、動作点近傍における微小範囲のインダクタンスを L_{rd}, L_{rq} とし、図 17 のデータテーブルの動作点近傍の磁束鎖交数の微小変化分 $\Delta\Psi_d, \Delta\Psi_q$ と電流の微小変化分 $\Delta i_d, \Delta i_q$ を使用して次式のように求められる。

$$G_d = L_{rd} = \Delta\Psi_d / \Delta i_d \cdots \cdots \cdots (18)$$

$$G_q = L_{rq} = \Delta\Psi_q / \Delta i_q \cdots \cdots \cdots (19)$$

以上の結果、図 6 あるいは図 17 のテーブルと (2), (16), (18), (19) 式で、各電流値 i_d, i_q における電動機のトルク T 、電圧 v_d, v_q そして動作点近傍におけるインダクタンス L_{rd}, L_{rq} が得られることが示された。そして、電動機の磁気非線形性を含めた正確な制御が実現できることになり、高速応答、高精度な制御が期待できる。

〈5・4〉 磁束鎖交数 Ψ のデータテーブルを使用する電動機モデルの特徴 以上のことから、この手法の特徴は次のように言える。

(a) 電動機の特徴を正確に表すパラメータは、動作点のインダクタンスあるいは動作点の磁束鎖交数である。

(b) 非線形で磁気飽和を含む電動機特性は、データテーブルを使用して、全動作領域を正確にモデル化できる。その結果、正確な磁束データを持つことになり、高精度で高応答な制御を実現できる。

(c) FEM データを使用して、正確かつ容易に前記データテーブルを作成できる。データテーブルの値は離散的なので、各動作点 (i_d, i_q) の値は内挿計算して求める。

データテーブルのサイズは、電流 i_d, i_q を各 10 ポイントについて、磁束鎖交数 Ψ_d, Ψ_q を 2 バイトデータとして合計 400 バイト程度のメモリ容量であり、全く問題ない。漏れ磁束 Ψ_{leak} 、鉄損等のその他の制御情報も付加できる。

電動機を制御するマイクロプロセッサの処理時間は、処理内容が単純なので、従来と同等あるいは短縮できると推定される。

(d) 永久磁石を内蔵する電動機についても同じ方法が適用できる。

(e) 回転子の d, q 軸の方向が曖昧な電動機においても、座標軸に制約を受けず、正確に表現できる。

(f) また、電動機の開発段階で、電動機のより精密な制御シミュレーションが可能となり、電動機開発から制御、負荷運転までの連成、連携開発が容易となり、開発期間短縮とコスト低減が期待できる。

6. あとがき

従来の電動機モデルは、電圧、電流、インダクタンス、抵抗を用いて作られてきた。しかし、磁気的な非線形性、あるいは、内蔵する永久磁石などにより電動機が複雑な特性を示すことが多く、制御上の問題があった。

そこで筆者らは、有限要素法のデータを有効に活用して、電動機の各動作点における磁束鎖交数を求めてデータテーブルを作成し、そのデータテーブルを使用して電動機を制御する方法を提案した。

この方法は、正確な磁束データを持つため、電流とトルクの関係だけでなく、電圧フィードフォワード量の計算、電流制御ループのゲイン設定を正確に行うことが可能となり、高精度で高応答な制御を実現できる。従って、電動機

制御において、従来の調整では排除しきれない誤差を低減でき、また、 d , q 軸の磁気的な干渉問題⁽⁷⁾⁽¹²⁾の低減も可能である。

(平成18年3月13日受付, 平成18年7月12日再受付)

文 献

- (1) M. Nashiki, A. Satake, Y. kawai, T. Yokochi, and S. Okuma: "Analytical study of flux and experiments of a flux-barrier type reluctance motor with a slit rotor", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.6, pp.694-701 (1996-6) (in Japanese)
梨木政行・佐竹明喜・川井庸市・横地孝典・大熊 繁:「スリット回転子を用いたフラック m スパリア型リラクタンスモータの磁界解析と試作実験」, 電学論 D, **116**, 6, pp.694-701 (1996-6)
- (2) M. Nashiki, A. Satake, Y. kawai, T. Yokochi, and S. Okuma: "Torque Ripple Reduction of Reluctance Motor with Slit Rotor", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.8, pp.1008-1014 (1997-8) (in Japanese)
梨木政行・佐竹明喜・川井庸市・横地孝典・大熊 繁:「スリット回転子を用いたリラクタンスモータのトルクリプル低減法」, 電学論 D, **117**, 8, pp.1008-1014 (1997-8)
- (3) M. Nashiki, A. Satake, Y. kawai, T. yokochi, and S. Okuma: "A New Flux-Barrier-Type Reluctance Motor with a Slit Rotor", *IEEE Trans. IES*, Vol.46, No.6, pp.1199-1206 (1999-12)
- (4) M. Nashiki, Y. Inoue, Y. kawai, T. Yokochi, A. Satake, and S. Okuma: "Improvement of power factor and torque of a synchronous reluctance motor with a slit rotor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.2, pp.116-123 (2006-2) (in Japanese)
梨木政行・井上芳光・川井庸市・横地孝典・佐竹明喜・大熊 繁:「スリット回転子を用いたシンクロナスリラクタンスモータの力率・トルク向上に関する検討」, 電学論 D, **126**, 2, pp.116-123 (2006-2)
- (5) N. Matsui and Y. Takeda: "Reluctance Motors—State-of-the-art—", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.6, pp.685-690 (1998-6) (in Japanese)
松井信行・武田洋次:「見直されてきたリラクタンスモータ」, 電学論 D, **118**, 6, pp.685-690 (1998-6)
- (6) M. Morimoto, N. Matsui, and Y. Takeda: "Recent Advances of Reluctance Motors", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.10, pp.1145-1148 (1999-10) (in Japanese)
森本雅之・松井信行・武田洋次:「リラクタンストルク応用電動機の現状と動向」, 電学論 D, **119**, 10, pp.1145-1148 (1999-10)
- (7) 応用面から見たリラクタンストルク応用電動機の開発動向調査専門委員会:「応用面から見たリラクタンストルク応用電動機の開発動向」, 電気学会技術報告第 833 号, pp.12-38 (2001)
- (8) Y. Honda, S. Kawano, H. Kiriya, T. Higaki, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Rotor Design and Performance of a Multi-Flux Barrier Synchronous Reluctance Motor", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.10, pp.1177-1184 (1998-10) (in Japanese)
本田幸夫・川野慎一郎・桐山博之・檜垣俊郎・森本茂雄・武田洋次:「マルチフラックスバリア型シンクロナスリラクタンスモータのロータ構造と特性比較」, 電学論 D, **118**, 10, pp.1177-1184 (1998-10)
- (9) Y. Honda, H. Murakami, K. Narazaki, T. Higaki, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Optimum design of a multi layer interior permanent magnet synchronous motor using reluctance torque", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.7, pp.898-904 (1997-7) (in Japanese)
本田幸夫・村上 浩・檜垣和成・檜垣俊郎・森本茂雄・武田洋次:「リラクタンストルクの有効利用をめざした多層埋込磁石構造 PM モータ」, 電学論 D, **117**, 7, pp.898-904 (1997-7)
- (10) S. Yamamoto and T. Ara: "Detamination of Quadrature Axes Inductances of Reluctance Motors Taking into Account Cross Saturation", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.8, pp.911-917 (2003-8) (in Japanese)
山本 修・荒 隆裕:「軸間の干渉を考慮したリラクタンスモータの直軸および横軸インダクタンス算出法」, 電学論 D, **123**, 8, pp.911-917 (2003-8)
- (11) A. Vagati, M. Pastorelli, A. Canova, and P. Guglielmi: "Design and Control of High Performance Synchronous Reluctance Motors with Multiple-Flux-Barrier Rotor", *Proc. of IPEC-Tokyo 2000*, Vol.1, pp.627-636 (2000)
- (12) K. Tobari, T. Endo, Y. Iwaji, and Y. Itou: "Examination of the new vector control system of the permanent magnet synchronous motor for high-speed", *IEEJ Industry Application Society Conference*, No.1-130, pp.575-580 (2003) (in Japanese)
戸張和明・遠藤常博・岩路善尚・伊藤佳樹:「高速用永久磁石同期モータの新ベクトル制御方式の検討」, H15 電学産業応用部門大会講演論文集, No.1-130, pp.575-580 (2003)

- (13) A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, and V. Drogoreanu: "Flux-Observer-Based High Performance Control of Synchronous Reluctance Motors by Including Cross Saturation", *IEEE Trans. IA*, Vol.35, No.3, pp.597-605 (1999)
- (14) T. Senjyu, A. Omoda, and K. Uezato: "High Efficiency Control of Synchronous Reluctance Motors Using Extended Kalman Filter", *IEEE Trans. IES*, Vol.50, No.4, pp.726-732 (2003)

梨木政行 (正員) 1948 年 3 月 24 日生。1970 年 3 月室蘭工業大学電気工学科卒業。同年オークマ (株) 入社。工作機械用サーボモータ, その制御装置, 位置検出器, メカトロニクスに関する開発に従事。1979 年ブラシレスサーボモータを開発。1993 年スリット回転子を備えるシンクロナスリラクタンスモータを開発。本研究着手後, 2003 年 4 月 (株) デンソーへ入社, 主幹。精密工学会会員。1986 年度年精密工学会技術賞, 1995 年度精密工学会賞, 1999 年度精密工学会技術賞を受賞。

井上芳光 (非会員) 1969 年 9 月 21 日生。1988 年 3 月岐阜県立工業高等学校卒業。(株) 平松機械製作所にて自動車部品生産設備設計。(株) 柏菱エンジニアリングにて航空機構造設計。2001 年オークマ (株) 入社。シンクロナスリラクタンスモータ開発, 工作機械設計に従事。

川井庸市 (非会員) 1963 年 12 月 6 日生。1987 年 3 月福井大学工学部応用物理学科卒業。同年オークマ (株) 入社。CO2 レーザ発振器の開発。現在, リラクタンスモータ, リニアモータ, 及びメカトロニクスに関する開発に従事。

大熊 繁 (正員) 1948 年 2 月 16 日生。1972 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科修士課程修了。1974 年 6 月ケース・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 3 月名古屋大学大学院博士課程修了。同年 4 月同大学助手, 1979 年 4 月同講師, 1984 年 11 月同助教授, 1990 年 12 月同教授, 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 2 回, ファナック FA ロボット財団論文賞をそれぞれ受賞。