スイッチトリラクタンスモータの簡易鉄損計算に関する検討

学生員 稲 村 慎 吾 (慶應義塾大学)

非会員 柴 山 洋 徳 (慶應義塾大学)

正 員 沢 孝一郎 (慶應義塾大学)

A Study on Simple Method of Iron Loss in Switched Reluctance Motor

Shingo Inamura, Student Member, Hironori Shibayama, Non-member, Koichiro Sawa, Member (Keio University)

With recent remarkable development of power electronic technology, a Switched Reluctance Motor (SRM) has been widely studied for practical use. There still remain some problems to improve, e.g. relatively high torque ripples, electromagnetic noise and iron loss.

We have concentrated on iron loss and discussed simple method to estimate it. The analysis of iron loss enables us to know not only total loss but also its distribution, therefore it would be possible to calculate the temperature analysis. A proposed method is based on 2D static Finite Element Analysis (FEA) and loss data given by open circuit test. Eddy current loss is evaluated by the frequency analysis of flux density waveforms using Fourier transform, while hysteresis loss is evaluated by the classification of the waveforms in each position of the magnetic circuit. The total loss and loss distribution are obtained. The validity of this method is verified in comparison with measured values in two types of SRM with different material property.

キーワード：スイッチトリラクタンスモータ (SRM), 鉄損, 渦電流損, ヒステリシス損, 有限要素法, フーリエ解析

Keywords: Switched Reluctance Motor, Iron loss, Eddy current loss, Hysteresis loss, Finite element method, Fourier Transform

1. はじめに

近年のパワーエレクトロニクス技術や CAD/CAE をはじめとする設計技術の向上の発展により、スイッチトリラクタンスモータ (以下、SRM と略記) の実用化へ向けて研究が行なわれている。この SRM は、固定子、回転子ともに突極構造をもち、位置検出器を設けて回転子位置のフィードバックにより制御回路を通して可変速駆動する回転機である⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。SRM は回転子が積層されたケイ素鋼板から作られて簡単な構造であり、非常に丈夫でメンテナンスなどが容易であるが、トルクリプル、磁気騒音、鉄損が大きいなどの問題点が残されている。

著者らはその問題点の一つである損失のついて着目し⁽⁷⁾、特に鉄損の数値解析による評価について検討してきた⁽⁸⁾⁽⁹⁾。また、鉄損解析結果は損失の推定のみならず、損失の分布が得られ温度解析への応用性がある。現在、鉄損、特に渦電流損に関しては主に FEM による $A-\phi$ 法、 $T-\Omega$ を用いて複素数近似や、ステップ・バイ・ステップの差分近似⁽¹⁰⁾で解析が行なわれている。また、ヒステリシス損においては、プライザツハモデルをはじめとした、ヒステリシスループ

のモデリング⁽¹¹⁾、そして、材料特性に着目しベクトル磁気特性を考慮にいれた解析も提案されている⁽¹²⁾。しかしながら、積層鉄心のメッシュ分割などを考慮にいれ時系列計算をした場合、大規模なマトリクス計算が必要で計算コストが莫大となる。

そこで計算コストの低い簡易な鉄損評価法として FEM による二次元静磁界解析の解析結果を基にした手法を提案した。それは、SRM の鉄心内の磁束密度波形をフーリエ解析や形状分析することにより、渦電流損、ヒステリシス損を解析するものである。解析結果は二種類の鉄心の材質特性の異なる SRM の測定結果と比較され、本手法の有効性について検討する。

なお、本論文の構成は、以下 2 章で本手法の説明、3 章で解析に必要な鋼板のもつ鉄損パラメータの決定、4 章で鉄損解析、最後に 5 章でまとめとする。

2. 鉄損評価法

〈2・1〉 評価方法の概要 鉄損 W_i は渦電流損 W_e とヒステリシス損 W_h とからなり、一般的に交番磁界であれば、以下の Steinmetz の式で近似することができる。

$$W_i = W_h + W_e \dots\dots\dots (1)$$

$$W_h = k_h f B_{\max}^{a+b} \dots\dots\dots (2)$$

$$W_e = k_e f^2 B_{\max}^2 \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 k_h 、 k_e 、 a 、 b は銅板固有の定数であり $B_{\max}$:最大磁束密度、 f :周波数である。そして本論文ではこの式を基本式とする。なお、パラメータの導出は3章で示す。

ところで、実際のSRMではその駆動方式により電流波形は時間的に複雑に変化し、それにともない、鉄心内の磁束密度波形も時間高調波、空間高調波を多く含むことになる。そのため、式(1)~(3)を直接適用することができない。これより、実際のSRM波形をモデル化し基本式に適用させるために、図1のように、渦電流損とヒステリシス損解析を別途に計算する。

図1 フローチャート

Fig. 1. A flowchart of analysis method

〈2・2〉磁界解析 FEM解析は二次元静磁界で行なわれ、解析は電圧方程式である式(4)を満たすように各ステップごとにロータを回転させて計算する。ここでは、定常解析となるので電気角で360 elec. degだけで行なえばよい。ここで、駆動回路によって励磁条件も異なるが本論文では、回生形の Asymmetric bridge converter⁽⁶⁾(図2)を用いた。この場合ステータ90deg、ロータ120degで一周期となる⁽⁶⁾から120degだけ計算すればよい。

$$V = \frac{d\psi}{dt} + Ri \dots\dots\dots (4)$$

以上より、電流波形は図2のように得られ、FEM解析により磁束密度の時系列データが得られる。これより、ユニポーラ駆動となり各相の励磁は一方方向のみとなる。

〈2・3〉回転磁界 磁束密度のモデル化では、まず回転磁界を考慮する必要があるか検討しなければならない。ここで、参考のため磁束密度分布を図3に示す。なお、軸は、

図2 駆動回路と電流波形

Fig. 2. Driving circuit and current waveform

ステータ部とロータ部でそれぞれ、 x 、 y 方向、 r 、 θ 方向とする。図3からわかるように、SRMの鉄心部分に生じている磁束分布はヨーク部を除いて回転磁界となっている。これより、交番磁束モデルでは十分ではない。回転磁界中の鉄損に関してはさまざまな検討がなされており⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、その中で最も簡潔な評価方法として、次のように定式化した。それは回転磁束に対して、各部分での磁束密度波形を長軸(major axis)、短軸(minor axis)の二方向へ分けて、その二方向成分の損失を式(5)のように重畳して求めるものである。

$$W_{\text{total}} = W_{\text{major axis}} + W_{\text{minor axis}} \dots\dots\dots (5)$$

このような計算に関して誤差は、各成分の和が飽和磁束密度以下の場合、15%以下であると報告されている⁽¹⁵⁾。

図3 各所磁束密度波形

Fig. 3. The waveform in each position of SRM

〈2・4〉 鉄損導出

〈2・4・1〉 渦電流損 渦電流損解析は、周波数解析を行ない以下の式を用いて計算した。

$$W_{\text{axis}} = \sum_{k=1}^N k_e (kf)^2 B_k^2 \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 B_k : k 次高調波の磁束密度スペクトル、 f :基本周波数である。そして、前述したように、ステータ 90deg, ロータ 120deg で一周期となる。

実際の計算では高調波成分 B_k は、離散フーリエ解析により求めることができる。そして N は標本化定理より一周期でのサンプル数の 1/2 となり、 N 次高調波まで考慮する。

〈2・4・2〉 ヒステリシス損 ヒステリシス損は図 4 に示すようなヒステリシス性により生じているため、周波数解析はできない。ここで、ヒステリシスループに着目すると、ヒステリシスループは $-B_{\text{max}}$ から B_{max} への変化と、0 から B_{max} の変化の場合ではその履歴が異なり、一般的に前者のような曲線をメジャーループと、後者をマイナーループと呼ぶ。

図 4 ヒステリシス曲線
Fig. 4. Hysteresis loop

それぞれのループでの損失は大きく異なり、損失解析には波形の解析が不可欠と考えられる。しかしながら、それをモデリングしないで FEM 解析をした場合、実際には波形の解析はできず、その磁束密度の経路よりそのループを推定する必要がある。図 3 より、波形はそれぞれ異なった性質をもっていることがわかるが、これらをパターンに分類することができる。本論文では長軸・短軸の磁束波形パターンから図 5 のように 5 つに分類した。

またマイナーループでの損失は、文献 (16) を参考にし、下式のようにメジャーループのその 40% 程度であるとし、式 (7) のように定義した。

$$W_{\text{minor loop}} = 0.4 W_{\text{major loop}} \dots\dots\dots (7)$$

次に、ヒステリシス損の計算では磁束密度波形一周期において、それぞれのループを何回描くかを調べ、それを表 1 に示した。ここで○の数が各ループの回数となる。

これより、各ループの回数 (m_{major} , m_{minor}) から式 (8) のようにヒステリシス損を導出する。

図 5 磁束密度波形パターン
Fig. 5. Classified wave forms in SRM core

表 1 波形パターンとヒステリシスループ
Table 1. Classified forms and hysteresis loops

		(a)	(b)	(c)	(d)	(e)
Major axis	Major Loop	○		○	○	○
	Minor Loop		○			
Minor axis	Major Loop		○	○	○	
	Minor Loop			○		○

$$W_{\text{axis}} = k_h f (m_{\text{major}} + 0.4 m_{\text{minor}}) B^a + b B \dots\dots (8)$$

5 つの磁束密度波形パターンの分布を図 6 に示す。それぞれの波形パターンの分布について述べると、最初に交番磁界である (a) は、ステータ、ロータともにヨーク部に分布しており、次に一方方向磁界の (b) は、前述したようにステータ突極部に主に分布、それから 8 の字を描く (c) は回転する際に各相の励磁方向によって向きが決まるロータ突極部、また楕円に近い (d) のパターンはロータ突極とヨークの接合部に、最後に、短軸方向のみ一方方向振動する (e) は、ステータ突極とヨークの接合部に主に分布していることがわかる。

図 6 波形パターンの分布
Fig. 6. The distribution of typical flux forms

3. 鉄損パラメータ k_e, k_h, a, b の導出

鉄損導出基本式である式 (1)~(3) の各パラメータ k_e, k_h, a, b の求める。ここでは、鉄鋼メーカーにより公表されているカタログ値を用いた場合と、実機に基づいた場合でのパラメータを比較する。前者の導出は、データシートの鉄損-磁束密度特性に対して式 (1)~(3) に最小自乗フィッティングするよう決定した。後者の導出に関して 以下のような開放試験を行なって求めた。

〈3・1〉 実験方法 実験は、図 7 に示すように、ステータとロータを整列位置で固定し、周波数を可変とした正弦波電流を一相のみに励磁した。それを、デジタルパワーメータで有効電力 P_{in} 電流 I_{rms} を測定した。

図 7 開放試験

Fig. 7. Open circuit test

ここで、コイル抵抗 R_c とすると、鉄損 W_i は

$$W_i = P_{in} - R_c I_{rms}^2 \quad (9)$$

となる。また、実験は正弦波励磁が保たれる範囲のみで、飽和領域での測定は行なわなかった。巻線抵抗の測定中の温度上昇による変化は考慮しない。

〈3・2〉 実験結果 実験による鉄損特性を図 8 に示す。図は JIS50A350 クラスの鉄心材料で試作した SRM の測定結果を示したものである。同様に JIS50A1000 の鉄心材料でも行った。今後はこの結果に基にしてパラメータ導出を進める。 I_p はピーク電流値を表す。この結果からは磁束密度 B が直接得られないため、各パラメータを求めるのは困難となり、よって以下に示す方法で導出する。

図 8 鉄損特性 (実験値)

Fig. 8. Measured iron loss

〈3・3〉 パラメータの導出 この実験では、磁束密度が交番磁束となり、鉄損の計算は式 (1)~(3) を用いて式 (10) のように表せられる。

$$W = \int_V (k_e f^2 B^2 + k_h f B^{a+b}) dv \quad (10)$$

しかしながら、各所の磁束密度 B の値は測定することができないため FEM 解析で磁束密度を求め、その結果を用いると以下のように式変形することができる。

$$W = \sum_{n=1}^{N_e} (k_e f^2 B_n^2 + k_h f B_n^{a+b}) \Delta v_n \quad (11)$$

N_e は要素数である。鉄損 W を周波数 f で割ると、

$$\frac{W}{f} = \sum_{n=1}^{N_e} (k_e f B_n^2 + k_h B_n^{a+b}) \Delta v_n \quad (12)$$

f の一次式で表すことができる。これにならって、図 8 の鉄損に関しても周波数で割ってみると図 9 のようになる。

図 9 鉄損測定値/周波数

Fig. 9. Measured iron loss / frequency

図 9 より低周波数領域では一次式で近似できるが (点線)、高周波数領域では一致しないことがわかる。そして、その一次近似に対する減衰率は図 9 より $I_p = 5A, f = 500Hz$ で 0.62 となり、JIS50A1000 では 0.29 となった。この原因を探るため、各周波数ごとのインダクタンスを求めその減衰率を図 10 に示す ($I_p = 5A$)。これより、インダクタンスの値が周波数に対して一様に減少してことがわかる。ここで、その減衰率 α を $(L(f=freq)/L(f=0))$ とした。ただし $L(f=0)$ はこの実験では求められないので 30Hz と 50Hz でのインダクタンスがほぼ一致している (99%) ことより、 $L(f=30)$ を用いた。同様に、鉄損特性の悪い 50A1000 の鋼板の結果も載せて比較すると 500Hz では前者が 0.78 で、後者が 0.56 まで落ちている。これは、交番磁界で電流一定の時、非飽和領域ではインダクタンス L は磁束密度 B に比例するため、周波数変化による B の減少を意味している。換言すると、高周波数では磁束が侵入しにくくなっている、なおかつ抵抗率の高い鋼板の方がそれは強くなっていることを示している、そしてこれは表皮効果の影響であると考えられる⁽¹⁷⁾。ここで表皮深さを求めるとする。 ρ を抵抗率、 μ

図 10 インダクタンスと周波数
Fig. 10. Characteristics of inductance

を透磁率とすると、表皮深さは、 $\delta = \sqrt{\rho/\mu\pi f}$ となり、ここで、50A350 のカタログ値である $\rho = 5.2 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{m}$ 、 $\mu = 9.4 \times 10^{-3} \text{H/m}$ を用いると、50Hz で 0.59mm、100Hz で 0.42mm、400Hz で 0.21mm となる。試作 SRM の鋼板の厚さは 0.5mm であることを考慮すると、磁束の減少を考慮して定式化する必要がある。

また、式 (12) での $a + bB$ を 2 として近似すると $W/f \propto B^2$ となるが、 L の減衰率の自乗 α^2 はそれぞれ $0.61 (=0.78^2)$ 、 $0.31 (=0.56^2)$ となり前述した W/f の減衰率とはほぼ一致している。これより、インダクタンスの減衰率は磁束密度の減衰率として表されることが確かめられ、そしてそのまま用いることができる。これより、磁束密度の減衰率 α を導入して、FEM 解析に適用するために式を以下のようにした。

$$\frac{W}{f} = \sum_{n=1}^N (k_e f (\alpha B_n)^2 + k_h (\alpha B_n)^{a+b\alpha B_n}) \Delta v \quad (13)$$

そして式 (13) に最小自乗フィッティングするように各パラメータを決定することで求めることができる。その結果を表 2 に、また参考としてデータシートから求めたパラメータを示す。なお表記として前者を加工後、後者を加工前とする。

表 2 鉄損パラメータ

Table 2. Each parameter of iron loss

	JIS50A350		JIS50A1000	
	加工前	加工後	加工前	加工後
k_h	2.2×10^{-2}	2.9×10^{-2}	6.0×10^{-2}	1.5×10^{-1}
k_e	1.2×10^{-4}	7.4×10^{-4}	2.4×10^{-4}	1.1×10^{-3}
a	1.5×10^0	1.7×10^0	1.7×10^0	1.9×10^0
b	2.0×10^{-1}	0.0×10^0	0.0×10^0	0.0×10^0

以上の結果より、各パラメータの増加がみられ、ヒステリシス損は 1~3 倍程度に対して渦電流損に関しては 5~6 倍も増加していることが明らかになった。この実験結果より、積層加工された鋼板が単層の鋼板と比較して鉄損が増大しており、そしてその原因が板間の絶縁の状態や抵抗率の上昇に大きく関係していることが予想される。特に板の両端において通電してしまうと、そこに大きな渦電流ループができ、板内の絶縁があまり意味をなさない。結果、このような開放試験が、加工処理されてある電気機器の鉄損解析には必要であることがわかった。

4. 鉄損解析

〈4・1〉 解析条件 解析モデルは、極数 6:4 の三相機の試作モータである。問題となる鉄心の材料は無方向ケイ素鋼板である JIS50A350、JIS50A1000 二つである。(表 3) また FEM 解析での解析諸元を表 4 に以下に示す。

表 3 試作 SRM の材質

Table 3. Materials in SRM

材質	密度 [g/cm ³]	$W_{15/50}$ [W/kg]	B_{50} [T]
JIS50A350	7.65	3.2	1.68
JIS50A1000	7.85	6.8	1.74

表 4 解析諸元

Table 4. Parameters for analysis

要素数	12690	節点数	6576
1 ステップ角 [deg]	2.5	回転速度 [min ⁻¹]	1700~3000
磁気特性	非線形	電源電圧 [V]	10.0

図 11 試作 SRM

Fig. 11. Prototype SRM

〈4・2〉 解析結果

〈4・2・1〉 解析値と測定結果との比較 求めた解析値と測定結果を図 12 に示す。鉄損 W_i は入力電力 P_{in} から機械出力 P_o 、銅損 W_c を減じて求めた⁽⁷⁾。

$$W_i = P_{in} - P_o - W_c \quad (14)$$

図 12 鉄損解析値と測定値

Fig. 12. Calculated value vs Measured value

図 12 より、解析で求めた値と実測値と比較した結果、ほぼ一致しており最大でも誤差 10% 以内で推定することができた。

〈4・2・2〉鉄損分布 回転速度 2000min^{-1} 駆動時の鉄損分布を求め、結果を図 13 に示す。分布図から、磁束の集中するステータ・ロータの各ギャップ周辺部や、ステータのヨーク部に集中している。逆に磁束分布に直流成分を持つステータ突極部や、磁路が広いロータヨーク部は小さいといえる。これらの鉄損分布は、損失解析のみならず熱伝導解析などの分野においても大変重要となる。解析結果より、ステータとロータの鉄損は、ステータの方が大きいことがわかった。これを 1kg あたりの鉄損について比較すると、表 5 に示すように、ステータ部の方が若干大きくなる。基本周波数はステータの方が高いため (それぞれ 133Hz , 100Hz)、ステータ部の方が大きいと考えられるが、突極部の直流成分が大きくその分鉄損を抑えていることがわかる。

図 13 鉄損分布

Fig. 13. Distribution of iron loss in SRM

表 5 ステータの、ロータの鉄損

Table 5. Iron Loss in rotor and stator		ステータ	ロータ
50A350	[W/kg]	19.7	18.2
50A1000	[W/kg]	43.1	39.9

〈4・3〉検 討 解析結果と実験値の比較により、本手法を用いて推定が可能であることを示したが、多少大きく見積もっていることがわかる。誤差の大きな要因として飽和と各成分の重畳の影響が挙げられる。これは、鉄損解析には基になる磁界解析結果を除いて飽和を考慮にいたした計算は実際には行なわれていない。ゆえに低速域での磁束が飽和している場合に誤差を生じってしまうと考えられる。そして、飽和領域では二方向成分の損失の重畳より小さくなってしまふことが報告されており⁽¹⁵⁾、その結果、低速域で大きく推定してしまうといえる。

次に 2000min^{-1} 駆動時における加工前後のパラメータを用いて解析した鉄損構成を図 14 に示す。これより、鉄損は加工処理により 3 倍以上も異なってしまう。加工前の鋼板の鉄損は磁束密度の基本周波数においては、ヒステリシス損の方が大きい、加工後では渦電流損が大きく増加しており、その結果、鉄損全体の増加に大きく寄与していることがわかる。

図 14 加工前後での各鉄損

Fig. 14. Iron loss before and after press

最後に式 (5), (6), (8) で示した。回転磁束、および高調波の鉄損の対する影響について図 15 に示す。図は、回転磁束の長・短軸方向に分離した鉄損 $W_{\text{major axis}}$, $W_{\text{minor axis}}$, 第一高調波 $W_1 (= k_e(f)^2 B_1^2 + W_h)$: 渦電流損+ヒステリシス損) とその他の高調波とに分離した鉄損 $W_{2-N} (= \sum_{k=2}^N k_e(kf)^2 B_k^2)$: 渦電流損) を表しており、それぞれの成分の鉄損全体に占める割合を示す。なお、 W_{2-N} にヒステリシス損が計算されていないのは、波形解析によるモデル化により、考慮されないからである。結果、回転磁束での鉄損では、9 割程度が長軸で、そして 5~7 割が第一高調波で占めていることがわかる。

これより従来の Steinmetts の式をそのまま適用して解析した場合、実験値より小さく評価することがいえる。以上より、本手法に示したようにこれらを考慮する必要性がある。

図 15 回転磁束、および高調波の鉄損に対する影響

Fig. 15. Effect of rotational flux and harmonic on total iron loss

5. ま と め

本論文では SRM 運転時における鉄損の簡易な数値的評価を目的として、FEM による静磁界解析を基にした手法を提案した。本手法は磁束密度波形を、周波数解析と形状のパターン化をすることにより、渦電流・ヒステリシス損を導出するものであり、結果、得られた解析値は実験値と比較して良く一致した。一方、積層鋼板はその製造過程に

において、その特性を劣化させる可能性があることがわかった。本論文で用いた実機に関して述べると渦電流損が銅板のデータシートからえられたカタログ値よりも約5~6倍もの上昇がみられた。そしてそれがデータシートに基づいた解析値に大きな誤差が生じる原因となることがわかった。これにより、パラメータに関しては、実験を基にした導出が必要であるといえる。

(平成13年12月13日受付, 同14年6月14日再受付)

文 献

- (1) T.J.E.Miller, "Electronic Control of Switched Reluctance Machines", Butterworth-Heinemann, 2001
- (2) T.J.E.Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives", CLARENDON PRESS OXFORD 1989
- (3) 松井, 千葉, 武田, "リラクタンストルクを利用した回転機", 電学論 D, 114 巻 9 号, 平成 6 年
- (4) 松井, 武田, "見直されてきたリラクタンスマータ", 電学論 D, 118 巻 6 号, 平成 10 年
- (5) 千葉, 池田, 中村, 泥堂, 深尾, "方形波電圧印加時のスイッチドリラクタンスマータの動作点と運転方式", 電学論 D, 115 巻 4 号, 平成 7 年
- (6) 高木, 高橋, 千葉, 池田, 泥堂, 深尾, "スイッチドリラクタンスマータの運転方法と入出力特性", 電気学会半導体電力変換研究会 SPC-91-60
- (7) 會沢, 西濱, 沢, "スイッチドリラクタンスマータの鉄心材料と効率", 電気学会回転機研究会資料 RM98-152
- (8) 柴山, 稲村, 沢, "FEMを用いたスイッチドリラクタンスマータの鉄損解析の一方", 電気学会回転機研究会資料 RM-00-05
- (9) 稲村, 柴山, 沢, "FEMを用いたスイッチドリラクタンスマータの鉄損解析の一方", 電気学会回転機研究会資料 RM-00-133
- (10) 中田, 高橋, "電気工学の有限要素法 第2版" 森北出版, 1982
- (11) N.Takahashi, S.Miyabara, K.Fujiwara, "Problems in Practical Finite Element Analysis Using Preisach Hysteresis Model" IEEE Trans. Magn. vol.35, pp.1243-1246, 1999
- (12) 榎園, "二次元磁気特性", 電学論 A, 115 巻, 第1号, 平成7年
- (13) Jian Guo Zhu "Improved Formulations for Rotational Core Losses in Rotating Electrical Machines", IEEE Transactions on Magnetics, vol.34, pp.2234-2242, 1998
- (14) Werner Salz "Power Loss in Electrical Steel Under Elliptically Rotating Flux Conditions", IEEE Transactions on Magnetics, vol.32, pp.567-571, 1996
- (15) 開道, 力, 脇坂, 岳, "鉄心素材特性を考慮したモデルによる磁石モータの性能の基本検討", 電気学会回転機研究会資料 RM-00-160
- (16) Yoichi Hayashi, T.J.E. Miller, "A New Approach to Calculation Core Losses in the SRM", in Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting, Toronto, Ont. Canada, Oct. 1994, pp.322-328
- (17) 開道, 脇坂, "電磁鋼板における高周波磁気特性のモデリング", 日本応用磁気学会誌 23, 1565-1568, 1999

稲村 慎吾 (学生員) 1973年4月10日生まれ, 97年慶應義塾大学理工学部電気工学科卒業, 99年同大学理工学研究科修士課程修了, 現在, 同大学理工学研究科博士課程在籍。有限要素法を用いたSRM鉄損解析に関する研究に従事。

柴山 洋徳 (非会員) 1976年11月10日生まれ, 99年慶應義塾大学理工学部電気工学科卒業, 01年同大学理工学研究科修士課程修了, 同年, NTTデータ株式会社入社

沢 孝一郎 (正員) 1941年12月11日生まれ, 1964年慶應義塾大学工学部電気工学科卒。1969年同大学大学院工学研究科博士課程単位取得修了。工学博士。現在, 慶應義塾大学理工学部システムデザイン工学科教授。研究分野は, 小形モータ (DCモータの整流, スイッチドリラクタンスマータの特性解析他), 電気接点の接触信頼性, 磁界解析 (FEM, BEM) ならびに高温超電導応用に関心をもっている。電気学会, 電子情報通信学会, IEEE 等会員。