

# アキシアルギャップ誘導モータの基礎特性解析に関する研究

酒井諒典, 吉田征弘, 田島克文  
(秋田大学)

A Study on Analysis of Basic Property of Axial Gap Induction Motor

R.Sakai, Y.Yoshida, K.Tajima  
(Akita Univ.)

## はじめに

誘導モータ (IM) は堅牢で安価なモータとして広く使用されている。アキシアルギャップ誘導モータ (AGIM) はダブルロータ構造とすることで各回転子に異なる回転速度を設定することが可能であるなどの利点が報告されている<sup>1)</sup>。本稿では、誘導モータの高トルク密度化を目指し、分布巻と同様の起磁力分布が得られ、かつ占積率向上が期待できる巻線方式であるトロイダル巻<sup>2)</sup>を用いた新構造の AGIM を提案し、有限要素解析 (FEA) にて従来のラジアルギャップ誘導モータ (RGIM) と基礎特性の比較を行ったので報告する。

## アキシアルギャップ誘導モータの設計・解析

Fig.1 に比較対象である従来の RGIM の形状を示す。直径 100 mm, コア積厚が 30 mm, 固定子と回転子間のギャップは 0.35 mm である。巻線方法は分布巻, 占積率は 11 % で, コアからはみ出したコイルエンドの寸法は軸方向両側に 14 mm である。

Fig.2 に提案した AGIM の構造を示す。ギャップ長, 回転子導体の断面積は RGIM と等しく設定し, 外径はコイルエンドまで含めて 100 mm, 軸長は RGIM のコア積厚と同等の 30 mm とコイルエンドを含めた軸長と同等の 58 mm の 2 パターンを検討した。巻線方法はトロイダル巻を用い, 占積率 40 % として設計した。トロイダル巻によって固定子の両平面に回転磁界を発生させることができるため, 回転子を 2 つ配置するダブルロータ構造とした。

Fig.3 に FEA によって解析した  $s$ - $T$  特性を示す。RGIM, AGIM (30 mm), AGIM (58 mm) の最大トルクはそれぞれ 0.617 Nm, 0.686 Nm, 1.266 Nm であり, AGIM (58 mm) は RGIM と同等の体格で最大トルクが約 2 倍であった。Table 1 にトルク密度の比較を示す。AGIM (30 mm) は RGIM とほぼ同等の最大トルクであるが, コイルエンド分体積が小さくなり, トルク密度は 2 倍以上の値となった。

本検討により, 提案した AGIM がトルク密度向上に有用であることが解析によって示された。

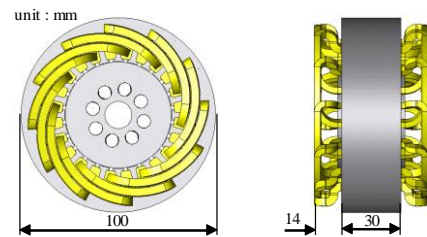
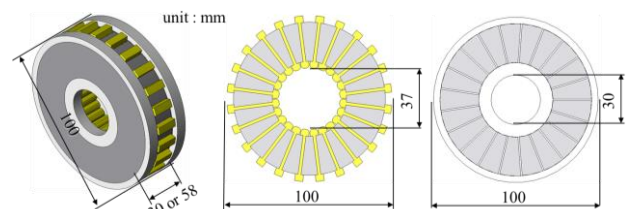


Fig.1 Shape and specification of RGIM to be compared.



(a) Overview (b) Stator (c) Rotor

Fig.2 Construction of proposed AGIM.

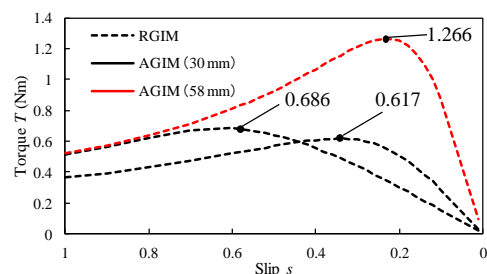


Fig.3 Comparison of Torque-Slip characteristics.

Table 1 Comparison of torque density.

	RGIM	AGIM (30 mm)	AGIM (58 mm)
Torque density (Nm/L)	1.470	3.159	3.015
Torque density ratio	1	2.149	2.050

## 参考文献

- 1) Durgesh Kumar Banchhor *et al.*, 2015 International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE), DOI: 10.1109/EPETSG.2015.7510124
- 2) 岩井優樹, 吉田征弘, 田島克文, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-15-117 (2015)

# 三次元磁石配置による高効率レアアースフリーモータの開発

齊藤秀和, 吉田征弘, 田島克文  
(秋田大学)

Development of a High Efficiency Rare Earth Free Motor by Three Dimensional Magnet Arrangement

H.Saito, Y.Yoshida, K.Tajima  
(Akita Univ.)

## はじめに

現在, 広く普及している永久磁石モータには希土類磁石が使用されているが, 希土類磁石は価格や供給の面で問題が顕在化しているため, 希土類磁石を使用しない高性能レアアースフリーモータの研究が進められている<sup>1)</sup>. 過去の研究では固定子巻線に着目し, トロイダル巻線方式によりフェライト磁石モータの損失低減を実現した<sup>2)</sup>. 本研究では回転子に着目し, 磁石配置を三次元的に考えることで, モータ性能の更なる向上を検討した.

## 三次元磁石配置モデルの検討

Fig.1に比較対象のSPMモータの形状と諸元を示す. 固定子巻線は分布巻であり, 比較検討のため, 永久磁石はフェライト磁石とネオジウム焼結磁石を用いた. Fig.2(a)に提案モデルの固定子を示す. 固定子の外径と積厚は SPM モータと等しく, 巻線方法はトロイダル巻を用いた. 同図(b)に提案モデルの回転子形を示す. 三次元方向(軸方向)に磁石6mm, ヨーク厚3mmのユニットを配置することで磁石表面積が増加し, フェライト磁石のみでもトルクの向上が可能となる.

Fig.3(a)に  $N-T$  特性を示す. SPMモータ(Ferrite), SPMモータ(Neodymium), 提案モデルの最大トルクはそれぞれ 0.52Nm, 1.52Nm, 0.93Nmであった. また, 提案モデルが出力可能な動作点 A, B, Cにおける損失の比較を Fig.3に示す. 提案モデルは SPMモータ(Ferrite)に比べ銅損を大幅に低減できていることがわかる. SPMモータ(Neodymium)と比べても同程度の銅損であり, 鉄損が小さいため, 提案モデルは各動作点で効率が比較対象の SPMモータよりも向上することが明らかになった. この結果から, 提案モデルは希土類磁石を使用せずに希土類磁石を使用したモータと同等以上の高効率を達成可能であることが示された.

## 参考文献

- 1) 真田雅之, 井上征則, 森本茂雄:「フェライト磁石を用いた高性能 PMASynRM の構造と特性」電学論 D, Vol.131 No.12 PP.1401-1407
- 2) 岩井優樹, 吉田征弘, 田島克文:「トロイダル巻線を用いたフェライト磁石モータの高効率化に関する考察」, MAG-15-117 (2015)

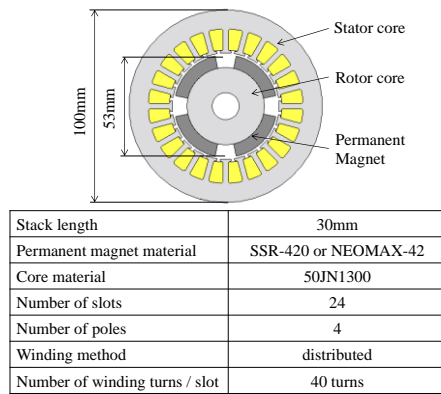


Fig.1 Shape and specification of SPM motor

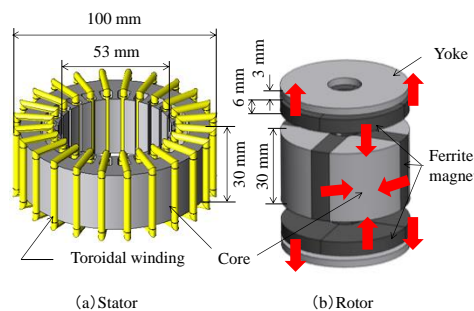
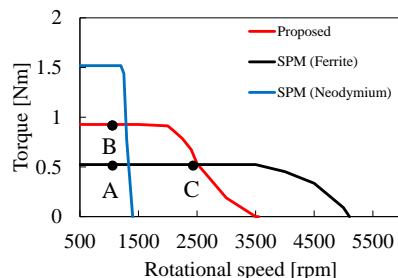
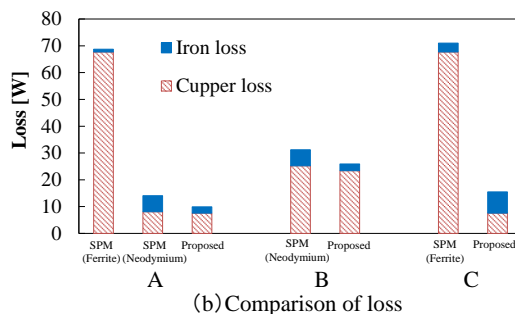


Fig.2 Shape of Proposed model



(a) Torque speed characteristic



(b) Comparison of loss

Fig.3 Comparison of characteristics

# リラクタンスネットワーク解析に基づく 巻線界磁型クローポールモータの特性算定

市川優太, 中村健二,\*鄭 浙化,\*栗本直規  
(東北大学,\*(株)デンソー)

Performance Calculation of Field-Winding type Claw-Pole Motor based on Reluctance Network Analysis  
Y. Ichikawa, K. Nakamura, \*S. Jung, \*N. Kurimoto  
(Tohoku University, \*DENSO CORPORATION)

## はじめに

近年、モータの小型高出力化の要求に対し、構造を3次元化することで、鉄心と巻線の空間利用率を高め、トルクを向上させるアイデアがいくつか報告されている<sup>1),2)</sup>。その中の一つである、界磁巻線型クローポールモータは、爪状の極を上下でかみ合わせた特殊な構造の回転子鉄心の中に同心円状に巻いた界磁巻線を取めることができるため、巻線占有率を大幅に高めることができる。また、界磁電流を調整することで、一般的な永久磁石界磁型のモータよりも広範囲な速度制御性を有する。しかしながら、本モータの特性算定には、3次元解析が必須であること、また電機子電流に加え、界磁電流も制御パラメータとなるため、諸特性を算定するためには、駆動回路も含めた高速・高精度な解析が必要不可欠である。そこで本稿では、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) に基づくクローポールモータの特性算定について検討を行ったので報告する。

## RNA によるクローポールモータの解析設計

Fig. 1 に、クローポールモータの基本構成を示す。磁気的な対称性を勘案して、Fig. 2(a)に示すように解析には 1/8 モデルを用いた。また同図(b)に示すように、RNA モデルの導出に際しては、斜めになっている爪状の極を階段状に近似した。Fig. 3(a)に、RNA に基づくクローポールモータの分割図、および分割数を示す。同図に示すように、モータを複数の要素に分割し、各々の要素を同図(b)に示すような3次元の単位磁気回路で表す。ここで、図中の磁気抵抗は分割要素の寸法と材料の  $B-H$  曲線から求めることができる。なお、ここでは回転子鉄心については磁気特性の非線形性を考慮し、固定子鉄心については無視している。

導出したクローポールモータの RNA モデルの妥当性について評価するため、有限要素法 (FEM) の結果と比較検討を行った。なお、FEM の解析形状は、Fig. 2(b)に示した RNA モデルと同一とした。Fig. 4 に界磁電流 3A、回転数 450 rpm で駆動させた場合の電機子電流対トルク特性の結果を示す。この図を見ると両者はよく一致しており、RNA の妥当性が了解される。また、両手法の計算時間は FEM がおよそ 21 時間であったのに対し、RNA は 10 分程度であり、99%以上の計算時間の短縮が図れた。

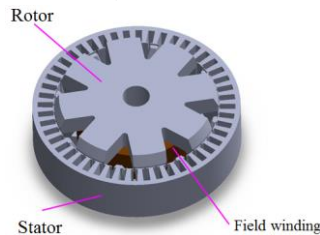


Fig. 1 Basic configuration of a claw-pole motor.

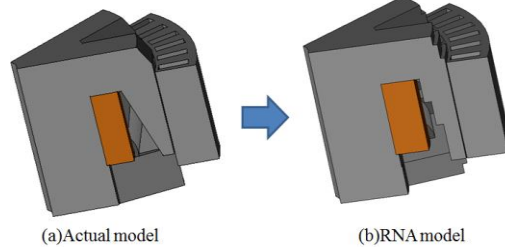
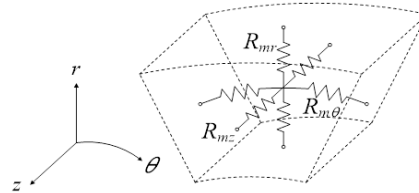


Fig. 2 RNA model of the claw-pole motor.

Number of division	r	$\theta$	Z
Stator	4	60	1
Gap	1	60	5
Rotor	4	15~60	5
Field side	12		

(a)The motor division based on RNA



(b)Three-dimensional unit magnetic circuit

Fig. 3 Motor division and unit magnetic circuit based on RNA.

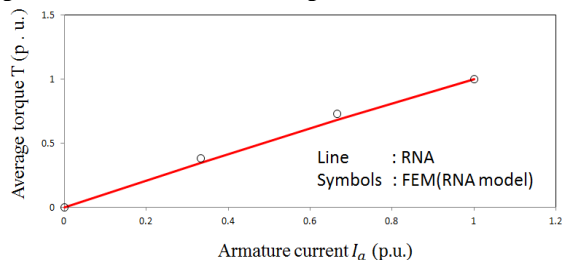


Fig. 4 Armature current versus torque characteristics.

## 参考文献

- 1) 榎本裕治, 床井博洋, 小林金也, 天野寿人, 石原千生, 安部恵輔, 電学論 D, **129**, 1004 (2009).
- 2) 井上正哉, モータ技術シンポジウム, **30**, C5-3-1 (2010).

# リラクタンスネットワーク解析による ヒステリシスモデリングに関する検討

羽根 吉紀, 田中 秀明, 中村 健二  
(東北大学)

Hysteresis Modeling for Reluctance Network Analysis

Y. Hane, H. Tanaka, K. Nakamura

(Tohoku University)

駆動における電磁鋼板の鉄損評価解析」, 電学研資 SA-13-6, RM-13-6 (2013)

## はじめに

電気機器の研究開発において、磁気ヒステリシスを含む鉄損を定量的に算定可能な手法の確立が求められている。先行研究では、磁気ヒステリシスを表現可能なモデルの一つである、プレイモデル<sup>1)</sup>を取り入れた磁気回路モデルが提案され、リアクトルのヒステリシスループを高速かつ高精度に算定可能であることが明らかになった<sup>2)</sup>。

そこで本稿では、モータ等、より複雑な形状を有する電気機器の解析に対しても、上述の手法を適用することを目的として、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) にプレイモデルを取り入れることについて検討を行ったので報告する。

## プレイモデルを取り入れた RNA モデル

Fig. 1 に、先行研究で提案されたプレイモデルを取り入れた磁気回路モデルを示す。本モデルにおいて、直流ヒステリシスはプレイモデルで表し、渦電流損失および異常渦電流損失は回路素子で表す。なお、一般にプレイモデルの導出には、最大磁束密度の異なる多数の直流ヒステリシスループの実測データが必要になるが、本手法では簡略化の仮定を取り入れた LLG 方程式<sup>3)</sup>を用いて直流ヒステリシスループを算定するため、必要最小限の実測データからプレイモデルを導出することができる。

Fig. 2 に、実験に用いた板厚 0.20 mm の無方向性ケイ素鋼板のリアクトルおよびその RNA モデルを示す。分割した要素の各非線形磁気抵抗は、同図に示すように、プレイモデルと渦電流損失および異常渦電流損失を表す回路素子で与える。

Fig. 3 に、PWM 励磁時のヒステリシスループの観測波形と計算波形を示す。この図を見ると、RNA モデルにより、マイナーループを含むヒステリシスを精度良く算定可能であることが了解される。

## 参考文献

- 1) S. Bobbio, G. Miano, C. Serpico and C. Visone: "Models of Magnetic Hysteresis Based on Play and Stop Hystérons", *IEEE Trans. Magn.*, **33**, 4417 (1997).
- 2) 田中, 中村, 一ノ倉: 「LLG 方程式から得られたプレイモデルを用いた磁気回路解析」, 電気学会全国大会講演論文集, 1-018 (2016)
- 3) 古屋, 藤崎, 上原, 清水, 大島, 村上, 高橋: 「高周波

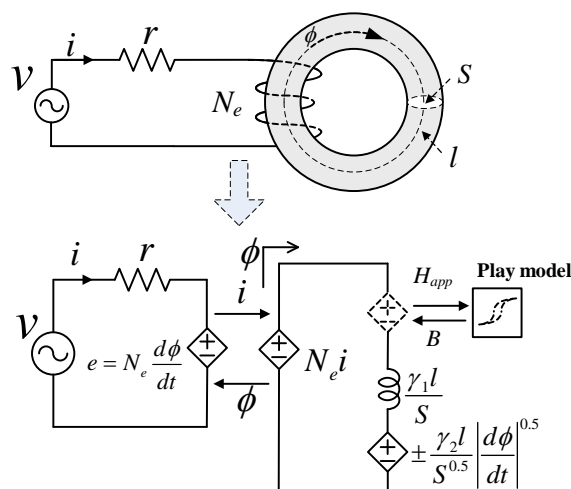


Fig. 1 Magnetic circuit model Incorporating Play model.

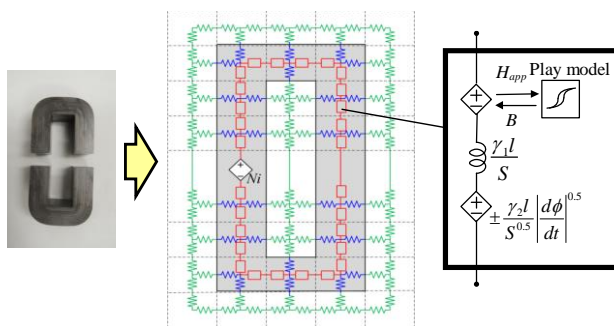


Fig. 2 RNA model Incorporating Play model.

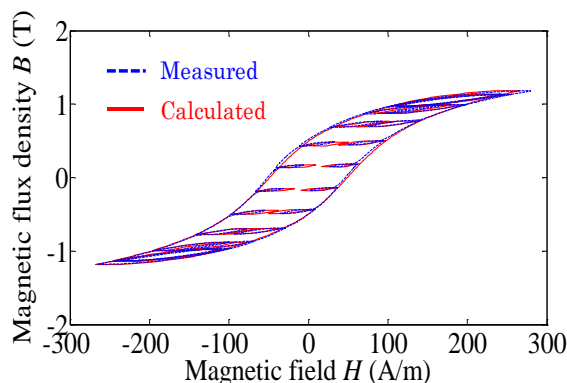


Fig. 3 Comparison of measured and calculated hysteresis loops.

# リラクタンスネットワーク解析に基づく 永久磁石モータの熱-磁気連成解析に関する検討

川村恭平, 中村健二  
(東北大学)

Electromagnetic and thermal Coupled Analysis for PM Motor based on Reluctance Network Analysis  
K. Kawamura, K. Nakamura  
(Tohoku University)

## はじめに

近年、産業・民生・運輸の様々な分野で、モータの需要が拡大している。その中でも、永久磁石 (PM) モータは、他のモータと比べて、小型高出力・高効率であることから利用が増大している。一方、さらなる小型高出力化の要求に伴い、PM モータの損失、特に磁石に流れる渦電流による発熱によって、磁石が熱減磁する問題が顕在化している。したがって、PM モータの最適設計には、熱の影響も定量的に把握する必要がある。

これまで筆者らは、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) に基づき、モータの磁気回路網と熱抵抗回路網を連成・連携させることで、スイッチトリラクタンス (SR) モータ<sup>1)</sup>や、PM モータ<sup>2)</sup>の温度上昇を算定する手法について検討を進めてきたが、磁石渦電流損失まで考慮したPMモータの熱-磁気完全連成解析については、いまだ確立されていない。本稿では、磁石渦電流損失まで考慮可能な熱-磁気連成解析モデルの構築を目指し、基礎的な検討を行ったので報告する。

## RNA に基づく PM モータの磁石磁束の算定

Fig. 1 に、考察に用いた 3 相 6 スロット 4 極の外ロータ型 PM モータを示す。Fig. 2 は、PM モータの RNA モデルの一部である。磁石渦電流損失を算定するためには、回転子の回転運動に伴って移動する永久磁石の各部に流れ込む磁束を求める必要がある。本モデルでは、この磁石各部に流れ込む磁束を計算するブロックを新たに加えた。

Fig. 3 に、磁石表面のある箇所流れ込む磁束の計算波形の一例を示す。比較のため、有限要素法による計算波形も併せて示す。この図を見ると、両者は良く一致しており、モデルの妥当性が了解される。今後は、この磁束を用いて、磁石渦電流を計算する回路を構築することで、渦電流損失を求めるとともに、熱抵抗回路網との同時連成解析の実現を目指す。

## 参考文献

- 1) 菅井悠史, 中村健二, 一ノ倉理, “熱 - 磁気回路網による SR モータの温度解析に関する検討”, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-14-168 (2014)
- 2) 菅井悠史, 中村健二, 一ノ倉理, “熱回路網解析による表面磁石モータの温度上昇算定”, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-15-120 (2015)

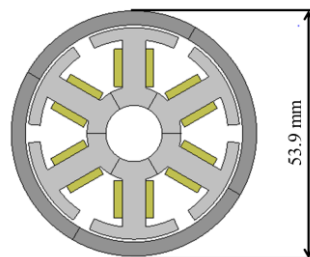


Fig. 1 Schematic diagram of outer-rotor-type PM motor.

Table. 1 Specifications of the PM motor.

Number of slot	6
Number of pole	4
Stack length	11.9 mm
Number of windings/pole	48
Magnetic length	3 mm
Core material	35A300
Magnet material	Nd-Fe-B

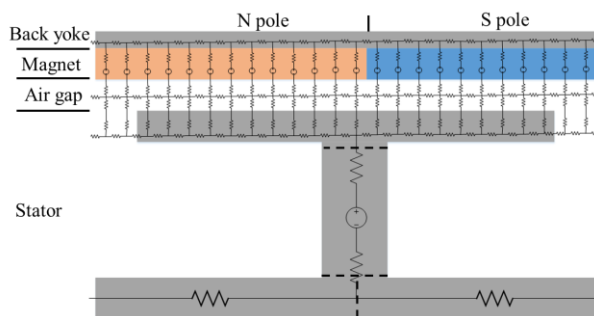


Fig. 2 A part of the RNA model of the PM motor.

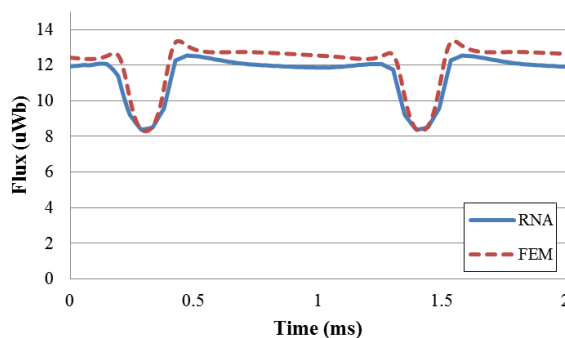


Fig. 3 Comparison of calculated fluxes flowing into a certain part of the magnet.

## 無方向性電磁鋼板の磁場中熱処理効果の基礎的検討

甲原和也、木下創\*、下地広泰\*\*、佐藤尊、戸高孝  
(大分大、\*住友重機械、\*\*大分産科技セ)

Fundamental Study on Heat Treatment Effect of Non-oriented Electrical Steel Sheets in Magnetic Field

Kazuya Kouhara, Tsukuru Kinoshita\*, Hiroyasu Shimoji\*\*, Takeru Sato, Takashi Todaka  
(Oita Univ., \* SHI., \*\* Oita Idus. Rese. Insti.)

### はじめに

モータ鉄心に使用されている電磁鋼板は、製造過程で加えられる加工応力によって磁気特性が劣化することが知られている。近年のトップランナー制度の適用により、モータの更なる高効率化の要求が高まっていることから、将来的には熱処理工程の追加による鉄損低減が必要となることが予測される。そこで著者らは、磁場中熱処理による磁気特性の改善や制御について検討を開始した。本発表では、無方向性電磁鋼板の短冊試料を用いて様々な磁場中熱処理を施し、磁気特性の変化について調査した結果を報告する。

### 実験方法

試料には 50mm×10mm の長方形に切出した電磁鋼板 50A470 を使用した。Fig.1 に示すように試料の長手方向の圧延方向 (RD) からの傾きを傾き角 (Inc) とし、RD Inc で試料を区別する。RD0 は長手方向が圧延方向、RD90 は長手方向が圧延垂直方向の試料である。磁場中熱処理<sup>1),2)</sup>は真空中で保持温度 750~1200°C、磁場 0~10T の条件で行った。磁気特性の測定には、別途開発した小型 SST (単板磁気試験機) を用いた。

### 実験結果

Fig.2 に測定結果の一例として、前述の 2 種類の切出し角の異なる試料を 10T,750°C で熱処理した場合の鉄損が、0T,750°C で熱処理した場合の鉄損に対して変化した割合 (改善率) を示している。横軸の  $B_{max}$  は周波数 50Hz で鉄損を測定した時の最大磁束密度である。図のように、RD0 の試料は長手方向に磁場をかけながら熱処理すると鉄損が増加したが、RD90 の場合には、逆に鉄損が小さくなり磁気特性が改善した。磁場の印加方法としては、750°C に保持した後、降温時のみに磁場を印加したものである。使用した無方向性電磁鋼板は圧延磁気異方性の影響によって、圧延方向の透磁率が圧延垂直方向の約 1.5 倍程度の初期の磁気異方性を有している材料であるが、熱処理時に残留歪みが緩和される過程で磁場の影響で異方性が変化したと考えられる。他の条件での測定結果や結晶粒径の変化等については発表時に報告する。

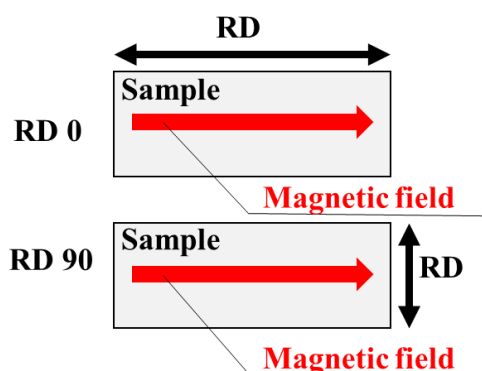


Fig.1. Samples

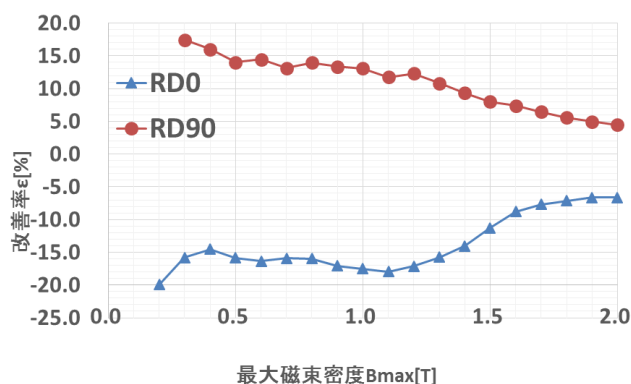


Fig.2 Improved rates of iron loss

### 参考文献

- 1) 木下、戸高、佐藤、下地、無方向性電磁鋼板の磁場中熱処理効果の評価、日本AEM学会誌、Vol.25, No. 2, pp. 162-167, 2017 (in press)
- 2) 小柴、重本、西沼、原田、異方性珪素鋼板の磁場中冷却処理について、日立評論「金属特集号 第2集」、別冊第16号

# 高周波変圧器用ラップ接合アモルファス巻鉄心の鉄損算定

栗田直幸, 畠山智行, 木村守  
(日立製作所 研究開発グループ)

Iron loss estimation of amorphous wound core with lap-joint for high-frequency transformers

Naoyuki Kurita, Tomoyuki Hatakeyama, Mamoru Kimura  
(Research & Development Group, Hitachi Ltd.)

## はじめに

大規模洋上風力発電の長距離送電には高圧直流(HVDC)システムが使われる。その電圧の昇降圧には交直変換器と変圧器からなる DC-DC コンバータが用いられ、高周波変圧器(HFT)の適用で小形化される<sup>1)</sup>。低損失なアモルファス薄帯を積層し、切断端をラップ接合した巻鉄心は商用変圧器に広く使われ、HFT への適用で低コスト化できる。高周波ではラップ接合部の鉄損が増加するが、定量化がほとんどされていない。そこでラップ接合部とそれ以外の薄帯の積層部で発生する鉄損を測定により分離し、両部分の特性の差異を検討した。

## 実験方法

Fig.1 に示す 2 つの巻鉄心 A と B を試作した。ラップ接合部の磁束は薄帯の束(フープ)の間を渡り、面内渦電流による鉄損  $W_L$  (W) が発生する。また、積層部では単位質量あたり鉄損  $P'$  (W/kg) が発生する。2 つの巻鉄心は磁路長以外が同じ仕様なので、同一の  $W_L$  と  $P'$  を持つと見なせる。鉄心の質量を  $M_i$  (kg) とすると、巻鉄心の鉄損  $P_i$  (W) は、

$$P_i = P' M_i + W_L \tag{1}$$

と表される。周波数  $f$  と励磁磁束密度  $B_m$  に対する巻鉄心 A, B の  $P_i$  特性を測定した。この結果より 2 つの未知数  $W_L$  と  $P'$  の  $f, B_m$  についての各特性が求められ、ラップ接合部と積層部で発生する鉄損を分離できる。

## 実験結果

Fig.2 に、巻鉄心 A と B の単位質量・1 周期あたりの鉄損  $P_i/M_i/f$  (J/kg) の周波数特性を示す。実線と破線は次の鉄損式<sup>2)</sup>によるフィッティング曲線である。

$$P_i/M_i/f = A_h B_m^2 + A_e B_m^2 f + A_a B_m^{1.5} f^{0.5} \tag{2}$$

$A_h, A_e, A_a$  はそれぞれヒステリシス損失、渦電流損失、異常渦電流損失の係数である。 $P_i$  に対する  $W_L$  の割合の差を反映し、巻鉄心 B の値が A より大きい。Table 1 に、巻鉄心 A と B、および(1)式で分離した積層部の損失係数の比較を示す。 $W_L$  を含む巻鉄心 A, B に比べ、積層部の  $A_e$  は薄帯状態の文献値<sup>2)</sup>に近い。 $A_h, A_a$  の差は素材の組成、焼鈍条件の違いによると考えられる。

**謝辞** 本成果は、国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものである。

## 参考文献

- 1) G. Ortiz et al: Proc. of IECON 2010, pp. 631-638.
- 2) G. Bertotti: IEEE Trans. Magnetics, 24, pp.621-630 (1988).

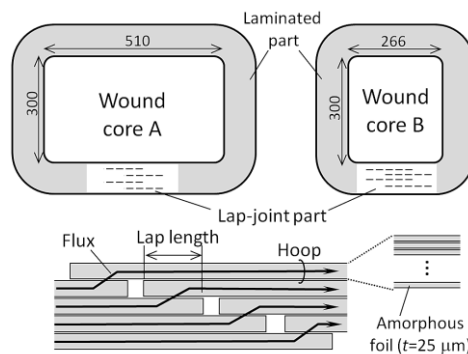


Fig.1 Dimensions of tested cores and schematic cross section of lap joint part (Unit: mm)

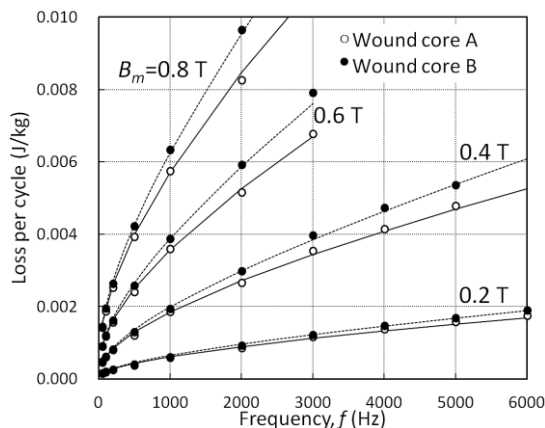


Fig.2  $f$ -performances of loss per cycle of tested cores

Table 1 Comparison of loss coefficients in eq. (2)

Name	$A_h$	$A_e$	$A_a$
Wound core A	$8.00 \times 10^{-4}$	$1.65 \times 10^{-6}$	$1.80 \times 10^{-4}$
Wound core B	$8.00 \times 10^{-4}$	$2.50 \times 10^{-6}$	$1.80 \times 10^{-4}$
Laminated part (Extracted)	$8.00 \times 10^{-4}$	$3.48 \times 10^{-7}$	$1.73 \times 10^{-4}$
As cast foil <sup>2)</sup>	$1.46 \times 10^{-3}$	$3.24 \times 10^{-7}$	$1.32 \times 10^{-4}$

# アモルファス磁性材料のビルディングファクター評価

井上皓太、佐藤尊、戸高孝

(大分大学)

Evaluation of building factor of amorphous magnetic material

Inoue Kota, Takeru Sato, Takashi Todaka,

(Oita Univ.)

## はじめに

変圧器やモータの低損失化のためには低鉄損な磁性材料の利用が有効である。近年、アモルファス磁性材料等の急冷薄帯が渦電流損の低減のため注目されている。アモルファス磁性材料は優れた磁気特性を持つ一方、磁気歪みが大きく、積層加工すると磁気特性が大幅に劣化してしまうことが知られている<sup>1)</sup>。そこで低応力加工方法を検討するに当たり、積層状態での磁気特性を正確に評価できる装置が必要となった。本報告では積層アモルファス磁性材料の磁気特性測定装置の設計・試作を行い、検証用に作製した積層試料の評価検討を行った結果について述べる。

## 実験方法

開発した積層磁性材料の磁気特性測定装置は単板磁気試験器を模した構造となっており、PCで励磁電圧波形を作成し、その信号をD/Aコンバータを介してパワーアンプで増幅し、励磁コイルに印加した。試料中の磁束密度 $B$ はBコイル、磁界強度 $H$ はHコイルで検出した。Bコイルの誘起電圧はA/Dコンバータを介してPCに取り込み、目標の正弦波形になるまでフィードバック制御した。また、試作した装置は、渦電流の影響を避ける目的で、試料を両端の補助ヨークによって挟み込む形式を用いた。補助ヨークとのギャップの影響などを考慮し、磁界強度 $H$ の測定には2Hコイル法<sup>2)</sup>を用いた。

## 実験結果

積層方法の差異が検出可能かを試験するため2種類の積層アモルファス試料を試作した。これらは、同じ寸法で作製後、試料側面を研磨したものとしていないものである。Fig.1(a), (b), (c)にそれぞれ鉄損、B-Hカーブ、ヒステリシスループ (1.3T) の比較を示す。測定周波数は50Hzである。図のようにB-Hカーブとヒステリシスループは大差がないが、Fig.2(a)に示すように側面研磨した試料の方が鉄損の値が大きくなっている事がわかる。試料の側面を研磨したことによる磁気特性の劣化の差異が検出可能であることが分かる。

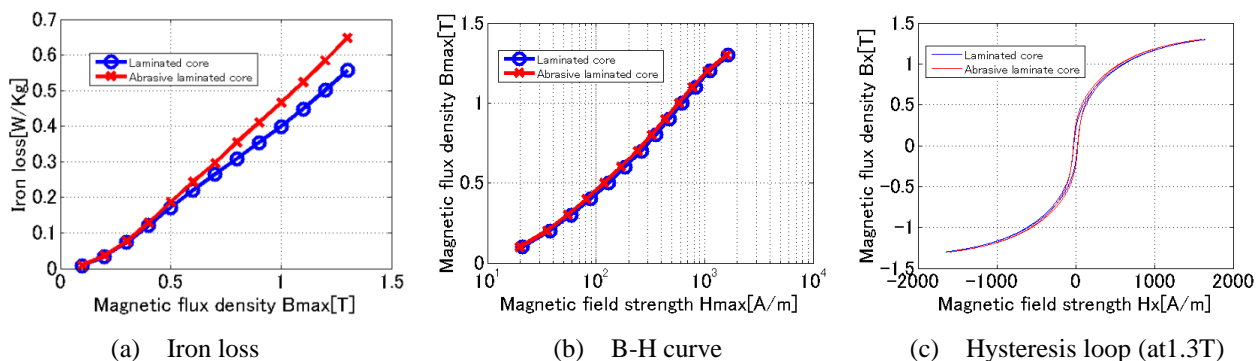


Fig.1 Comparison of measured magnetic properties of laminated amorphous cores.

## 参考文献

- 岡崎靖雄：「広幅鉄基非晶質鉄心材料の高機能化と配電トランス用巻鉄心への応用」，博士論文，1993.



# 磁気機能性流体を用いた平面研磨用工具設計のための磁界解析

池田慎治, 山本久嗣, 清水達也, 西島健一, 櫻井 豊, 西田 均  
(富山高等専門学校)

Magnetic Field Analysis for Micro Processing of Flat Plate Utilizing Magnetic Compound Fluid  
S. Ikeda, H. Yamamoto, T. Shimizu, K. Nishijima, Y. Sakurai, H. Nishida  
(National Institute of Technology, Toyama College)

## はじめに

磁気混合流体(MCF)はナノ、マイクロオーダーの磁性微粒子を分散させた磁性コロイド溶液である。MCFに非磁性砥粒を混合した上で、磁界によって微粒子を磁気クラスタ化し、加工対象面に対して摩擦運動させ、精密加工を行う<sup>1)2)</sup>。既に優れた加工特性が見出されているが、特性向上や工具設計のために加工原理の解明が必要である。工具による発生磁界と磁気クラスタが加工面におよぼす力を求め、加工結果と比較した。

## 数値解析の方法と結果

本研究では、いくつかあるMCF研磨法の中で、平面を対象とした加工法を取り上げる。この加工法の様子をFig. 1に示す。加工工具は先端を円錐状に絞った形状で、先端は半径2.5mmの平面である。加工対象の上1.25mmに工具を配置し、空隙にMCFを満たす。回転軸方向に磁束を発生させながら工具を回転させることで、MCFは工具に保持されながら回転運動する。磁界解析は、有限要素法による軸対称2次元静磁界解析を適用し、磁束密度分布よりMCFと加工対象の間に作用する圧力を算出した<sup>3)4)</sup>。

Fig. 2に示す実験結果<sup>5)</sup>より、工具先端の平面部分の直下( $r < 2.5\text{mm}$ )では加工量が小さく、 $r > 4\text{mm}$ の領域で加工量が増加していることがわかる。Fig. 3に示す圧力の計算結果からは、工具先端直下よりも外側の領域で圧力が極大となることがわかり、実験結果と定性的に同じ特徴が見られる。加工量は圧力と加工距離の積に比例するので(プレストン則)<sup>5)</sup>、今後流体の流速分布を加味した解析および評価を行う予定である。

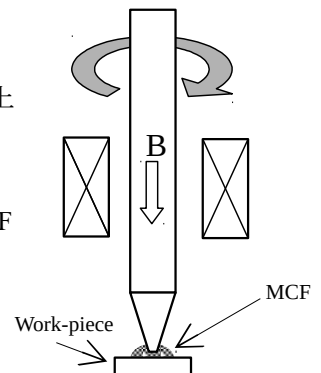


Fig.1 Schematic view of MCF Polishing for flat plate

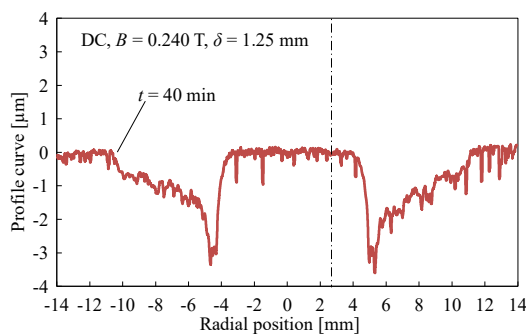


Fig.2 Surface profile of processed work piece

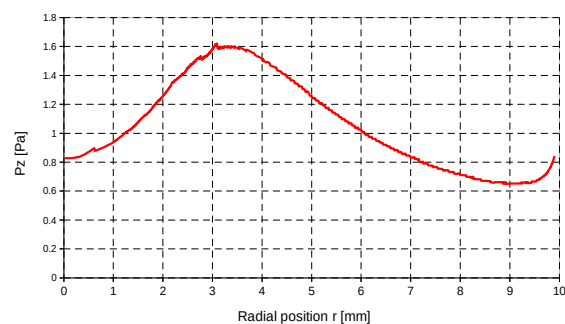


Fig.3 Magnetic pressure between MCF and work piece

## 参考文献

- 1) H. Nishida, et. al., Journal of JSAEM, Vol 22, pp.286-292 (2014)
- 2) Hitoshi Nishida, et. al., Journal of JSEM, Vol. 12, No. 4, pp.361-368 (2012)
- 3) 池田慎治 他, 第40回日本磁気学会学術講演概要集, p.129 (2016)
- 4) 池田慎治 他, 平成28年度磁性流体連合講演会講演論文集, pp. 3-4 (2016)
- 5) 赤羽里夢 他, 日本機械学会北陸信越支部第54期総会・講演会 講演プログラム G14 (2017)

# Collaboration and Invisible Gap between Magnetics & Power Electronics Researchers

- Toward Better Magnetic Design of Inverter-Driven Equipment -

Masahiro Yamaguchi

(Department of Electrical Engineering, Tohoku University)

Many of the manufacturing industries meet revolutionary change in high-power electronics, controls, and communication links. Everyone in this scientific/technological field believes that magnetic and power electronic co-design/analysis greatly improve the equipment performance and extensively the quality of life. Nevertheless everyone also feels invisible gap between magnetic and power electronic approaches to solve the problems. In particular, design of non-linear magnetic core losses under non-sinusoidal wave excitation is a matter of common concern but differently approached by the two communities.

This talk firstly reviews the magnetic approach to analyze the core losses, which is featured by physical and material-scientific interests. Then power-system approach from the power electronics community will be introduced. The author suggests magnetic researchers to try finding physical/material meaning of behavior models suggested by power electronics side, and power electronics researchers to develop tools to apply non-sinusoidal magnetic field source to magnetics side.

## Reference

- 1) R. M. Bozorth
- 2) Preisach
- 3) D. C Jiles
- 4) Play
- 5) Sakaki
- 6) Shimizu

## パワーエレクトロニクス技術から見た磁気・磁性材料への期待

清水 敏久  
(首都大学東京)

SiC や GaN 等の次世代パワーデバイスの出現によって、パワーエレクトロニクス装置の小型・高性能化、低コスト化の進展が期待されている。とりわけ、高速・高周波スイッチングによって変圧器・リアクトル、および電力用コンデンサなどの受動デバイスの小型化が期待されているが、受動デバイスの発熱に伴う温度上昇、および電磁ノイズの増加などの課題が明らかになってきた。

本稿では、パワーエレクトロニクスのスイッチング回路に使用される磁気デバイスの損失計測手法を紹介すると共に、各種磁性体の損失評価手法、およびこれらを用いた変圧器・リアクトルの低損失設計手法について解説する。さらに、今後のパワーエレクトロニクス技術の進展に対応した磁性材料への期待について紹介する。

## Recent progress in Fe-based amorphous and nano-crystalline alloys for use in motor cores

Shin Nakajima<sup>1</sup>, Daichi Azuma<sup>1</sup>, Yuichi Ogawa<sup>2</sup>, Motoki Ohta<sup>3</sup> and Ryusuke Hasegawa<sup>4</sup>

<sup>1</sup> Soft Magnetic Materials and Components Business Unit, Hitachi Metals, Ltd., Tokyo 108-8224, Japan

<sup>2</sup> Metglas Yasugi Works, Hitachi Metals, Ltd., 692-8601

<sup>3</sup> Metallurgical Research Laboratory, Hitachi Metals, Ltd., Shimane 692-8601, Japan

<sup>4</sup> Metglas, Inc., Conway, SC 29526, U.S.A.

One of the most effective methods to reduce core loss in motor cores is to use superior soft magnetic materials. Non-oriented electrical steel (NO) is generally used for motor cores and core loss is reduced by decreasing its thickness to suppress eddy current loss. The thickness of currently commercial NOs ranges from 0.35 mm to 0.15 mm. However, from the standpoint of core loss reduction, it is much more effective to change core material from NO to Fe-based amorphous (Fe-based AM) or Fe-based nano-crystalline alloys (Fe-based NANO).

Table 1 lists magnetic properties of Fe-based AM Metglas<sup>®</sup> 2605SA1 (2605SA1), Fe-based NANO and NO. Core losses of 2605SA1 and Fe-based NANO are approximately 1/10 or less than that of a conventional NO (35H300). On the other hand, these materials have some disadvantages in manufacturing motor cores.

Fe-based AM is obtained in the form of thin strip by solidifying molten metal at cooling rates of more than  $10^6$  K/s which is faster than the growth rate of crystalline nuclei with single-roll rapid-solidification method. As-cast Fe-based AM has large internal stresses introduced by rapid solidification. Therefore, the stress relief annealing is essential to obtain better magnetic properties as indicated on “Non-field annealing” line in Table 1. However, the annealed Fe-based AM becomes slightly brittle. When the as cast Fe-based AM on “Non-annealing” in Table 1 is mainly considered in AM motor core, the core loss of the motor core is still much lower than that of NO. The thickness of an Fe-based AM strip is much smaller at approximately 0.025 mm, which is less than 1/10 of that of a conventional NO. And its Vickers hardness is 900, which is approximately 5 times that of NO. Therefore it is difficult to apply the conventional punching technique to Fe-based AM core manufacturing. Therefore IE5 efficiency class axial gap motors using Fe-based AM laminated stator cores manufactured with slitting and shearing methods, which are widely used for manufacturing Fe-based AM transformer cores, have been developed and commercialized.

Fe-based Nano is also cast by single-roll rapid-solidification method. Therefore the as-cast state has almost the same physical properties, such as thickness and hardness, as those of Fe-based AM. And Fe-based NANO requires high temperature annealing comparable with Fe-based AM in order to create nanocrystalline structure. Therefore Fe-based NANO is much more brittle than annealed Fe-based AM. In order to commercialize an Fe-based NANO motor, it is necessary to develop a core manufacturing method that is applicable to brittle alloy thin strips.

### References

- 1) M. Ohta and Y. Yoshizawa, Appl. Phys. Express 2, 023005 (2009)
- 2) M. Ohta and R. Hasegawa, IEEE Trans. Magn., vol. 53, 2000205 (2017).

Table 1 Magnetic properties comparison between nanocrystalline alloys and conventional materials

Material		B <sub>s</sub> (T)	P <sub>15/50</sub> (W/kg)	P <sub>10/400</sub> (W/kg)	P <sub>10/1k</sub> (W/kg)
Fe-based AM 2605SA1	Non-field annealing	1.56	0.22 typ.	0.81 typ.	3.0 typ.
	Non-annealing		—	2.2 typ.	7.4 typ.
Fe-based NANO	FINEMET <sup>®</sup> FT-3M	1.23	—	0.12 typ.	0.57 typ.
	Fe <sub>82</sub> Cu <sub>1</sub> Nb <sub>1</sub> Si <sub>4</sub> B <sub>12</sub> <sup>(1)</sup>	1.78	0.20	1.3	4.4
	Fe <sub>80.8</sub> Cu <sub>1.2</sub> Si <sub>4</sub> B <sub>11</sub> P <sub>2</sub> <sup>(1)</sup>	1.79	0.18	1.8	6.8
	Fe <sub>80.5</sub> Cu <sub>1.5</sub> Si <sub>4</sub> B <sub>14</sub> <sup>(1)</sup>	1.80	0.27	1.6	5.8
	Fe <sub>81.8</sub> Cu <sub>1.0</sub> Mo <sub>0.2</sub> Si <sub>4</sub> B <sub>14</sub> <sup>(2)</sup>	1.75	0.28	1.5	5.0
NO	35H300 (t=0.35 mm)	2.0	2.4 typ.	18 typ.	78 typ.
	15HX1000 (t=0.15 mm)	2.0	2.0 typ.	9.3 typ.	33 typ.
	6.5% Si-Fe 10JNEX900 (t=0.1 mm)	1.8	—	5.7 typ.	18.7 typ.

## Soft Ferrite Materials in Power Electronics

I. Nakahata<sup>1</sup>, K. Mori<sup>2</sup> and M. Watanabe<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Materials development Center, TDK Corporation, Narita 286-8588, Japan

<sup>2</sup>Magnetics business group, TDK Corporation, Nikaho 018-0040, Japan

Magnetic materials are roughly classified into metallic magnetic materials and oxide magnetic materials by their composition. And, by their magnetic properties, magnetic materials are also classified into soft magnetic materials having the smaller coercive force ( $H_c$ ) and hard magnetic materials having the large  $H_c$ . (figure 1)

Ferrites are well known as typical oxide magnetic materials. Since OP magnet and CuZn ferrite core were invented by Kato and Takei at 1930's, various kinds of hard/soft ferrites have been developed and used in many applications.

Soft ferrites are one of the important materials for power electronics, even today. Generally, the saturation magnetic flux densities of ferrite materials are smaller than that of metallic soft magnetic materials such as permalloy and silicon steel. However, because of their higher electrical resistivity, ferrites have superior magnetic properties at high-frequency. Therefore, soft ferrites have been widely used as the core of inductor and transformer for high-frequency.

MnZn ferrites and NiCuZn ferrites are well known as representative materials of soft ferrite.

Since these ferrites have different magnetic characteristics, suitable applications are different. For example, as shown in figure 2, appropriate operating frequency range is different by their different permeability range.

There are various magnetic materials, and even for only MnZn ferrite used as the core of transformer, there are many kinds of materials with different magnetic properties such as permeability, core loss and saturation magnetic flux density. Therefore, it is important to understand magnetic features of various magnetic materials to select suitable materials for applications.

On the other hand, it is becoming more and more important to consider actual operating condition and usage on recent development of magnetic materials.

In the presentation, the recent topic on the development of ferrite materials and its application examples in power electronics will be reported.

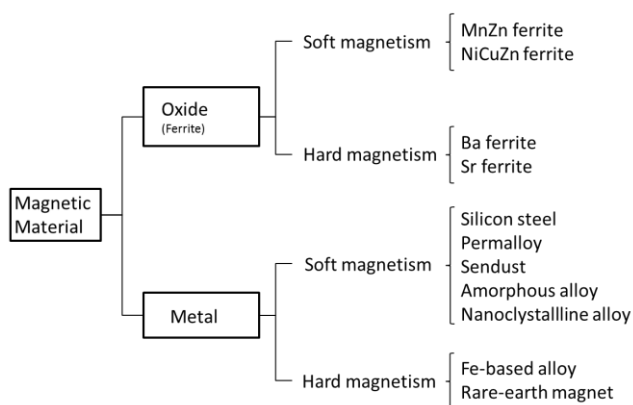


Figure 1. The classification of magnetic materials, and representative materials

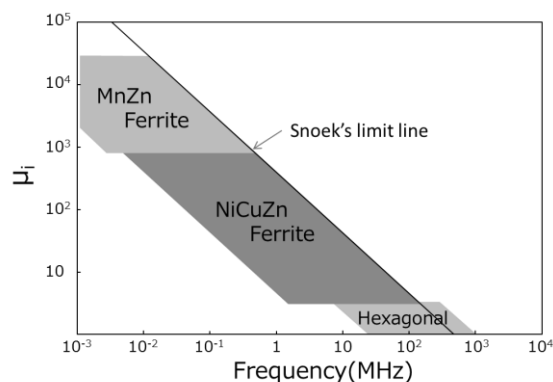


Figure 2. Schematic image of relationship between initial permeability range of ferrites and its appropriate operating frequency range.<sup>1)</sup>

### Reference

- 1) T.Hiraga: Ferrite (in Japanese), p.89 (Maruzen, Tokyo,1986)

## Magnetic material and magnetic measurement of the traction electric motor for high efficiency and miniaturization

H. Nakai<sup>1</sup><sup>1</sup> Toyota Central R&D Labs., Inc., Nagakute, Aichi 480-1192, Japan

Compared to other types of electric motors used in vehicles, traction electric motors, which are used in hybrid vehicles (HVs), plug-in hybrid vehicles (PHVs), and electric vehicles (EVs), have a long operation time and a large output. In order to drive a vehicle, a motor must have a wide operation area. Motors are most frequently used under light- to medium-load conditions, and are driven by an inverter. Based on the above characteristics, traction electrical motors must be highly efficient and compact. In order for motors to satisfy these demands, high performance is also expected for magnetic materials.

Miniaturization of motors can provide an increase in the output power with the same volume, or in other words an increase in the output density. Increasing the rotation speed and torque are effective means for increasing the output density. It is desirable for the rotor to be constructed of a high-strength core material in order to increase the rotation speed. High torque density can be achieved by improving the saturation magnetic flux density and the space factor in the core material. In order to realize a high-efficiency motor, it is necessary to lower the iron and copper losses. Iron loss is caused by magnetic flux fluctuations. Therefore, reducing unnecessary magnetic flux, which does not contribute to the torque, and selecting an appropriate core material according to the flux fluctuation, are effective strategies for improving the efficiency.

Magnetic flux in the motor exhibits various behavior. Alternating flux is dominant in the stator teeth and the stator back yoke, while rotating flux is dominant in the tips of the stator teeth and in the joint of the stator teeth and back yoke. On a rotor, a DC flux is generated by a permanent magnet and a fundamental waveform of stator currents. At the area near the air gap, the magnetic flux fluctuates due to a change in the magnetic resistance. Moreover, an inverter superimposes high-frequency magnetic flux having a switching frequency on the above-mentioned magnetic fluxes. On the other hand, various mechanical situations occur in the motor. For example, for the case in which the stator is fixed by shrink fitting, a large stress is applied to the stator back yoke. In addition, when the coil end is compressed in order to miniaturize the height of the coil end, the stator core is subjected to stress in the direction of the rotation axis. As described above, the manner in which the magnetic flux flows and the manner in which the stress is applied are different for each portion. In motor design, it is important to know in detail the types of phenomena that occur for each portion. Understanding each phenomenon makes it possible to choose the appropriate materials in a suitable shape. Magnetic measurement is important in order to determine the characteristics of the materials. The next paragraph describes two important measurement examples.

First, we show the apparatus for measuring the rotational magnetic flux<sup>1)</sup>. In this apparatus, the number of teeth of the excitation yoke is increased from four (in the conventional apparatus) to eight. The eight teeth are divided into two groups, a main-pole and a sub-pole, and different currents flow in the exciting coil on the main-pole and the exciting coil on the sub-pole. This makes generating a rotating magnetic field in the measurement part in the center of the specimen easy at high magnetic flux density. By setting the ratio of the magnetomotive force distribution of the sub-pole to the main pole to 30:70, this apparatus made it possible to measure the iron loss under the condition that there is a rotating magnetic flux up to 1.9 T, as shown in Fig. 1. Figure 2 shows the thin needle probes on a steel sheet used to measure a magnetic property under out-of-plane stress<sup>2)</sup>. Measurement is performed while pressurizing the measurement part from the normal direction of the plate. Therefore, the wire diameter of conventional search coils is too thick to generate uniform pressure. Therefore, thin-film probes were fabricated on the surface of the sheet by sputtering, and the magnetic flux was measured using the principle of the probe method. Since the probe formed by sputtering is as thin as 20  $\mu\text{m}$ , it is possible to perform measurement while applying pressure. The measurement results revealed that the iron loss increased or decreased depending on the direction of the magnetic flux by pressurization.

By measuring the magnetic characteristics, we can design an electric motor that considers these properties in detail, allowing the design of highly efficient and high power density motors.

### References

- 1) Y. Maeda et al., *IEEJ Transactions on fundamentals and materials*, Vol.131, No.6, pp.460-465 (2011).
- 2) Y. Maeda et al., *AIP Advances*, Vol. 7, issue 5, dot: 10.1063/1.4977760 (2017).

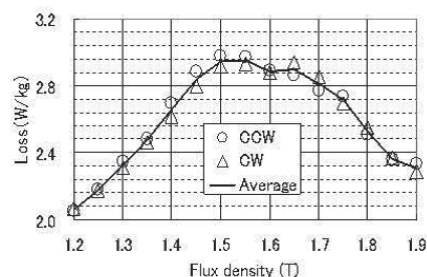


Fig. 1 Measurement results for the rotational flux.<sup>1)</sup>

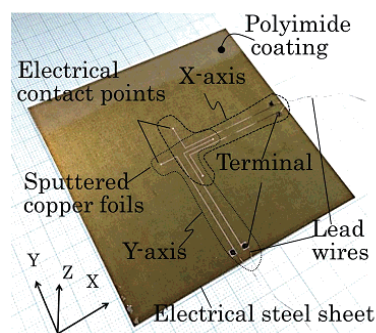


Fig. 2 Thin needle probe on a steel sheet.<sup>2)</sup>

## Required Magnetic Material Excited by Power Electronics Equipment

Keisuke Fujisaki  
(Toyota Technological Institute)

Energy magnetic material of soft one as well as hard one is used in electrical energy circumstance in order to obtain high magnetic flux density in small external magnetic field. Electrical motor, transformer and inductor are its application. Because of power semiconductor development, power electronics technology is widely applied to electrical energy. So power magnetic material is said to be excited by and used in power electronics equipment.

One of the most important key technologies in power electronics is a switching operation. By using it, the energy consumption in the power semiconductor becomes small, and then the electrical energy conversion such as AC to DC or DC to AC in any voltage and any frequency can be realized in high efficient and in high responsibility. So an electrical motor excited by inverter, a kind of power electronics equipment, makes it possible to rotate in variable velocity. Now the motor drive system can be applied to all the transportation vehicle such as automobile, ship and airplane.

However, this tendency of power electronics excitation makes energy magnetic material in a new operated condition. Usually, it is excited in commercial frequency without harmonics components basically as far as it is used in connection with electrical energy network directly. In power electronics circumstance, an operating frequency becomes high and electrical current and voltage has harmonics components. High frequency operation is required to make the electrical components small, and harmonics components always generates because of the switching operation of power semiconductors.

This tendency has been already realized in small electrical energy equipment such as mobile phone or notebook personal computer. The operating condition is MHz to GHz frequency in mW to W electrical power. However, the new tendency as transportation revolution and new material of SiC and GaN requires a new operation condition as kHz to MHz in kW to MW, which can be realized by power electronics research. New magnetic material is strongly expected.

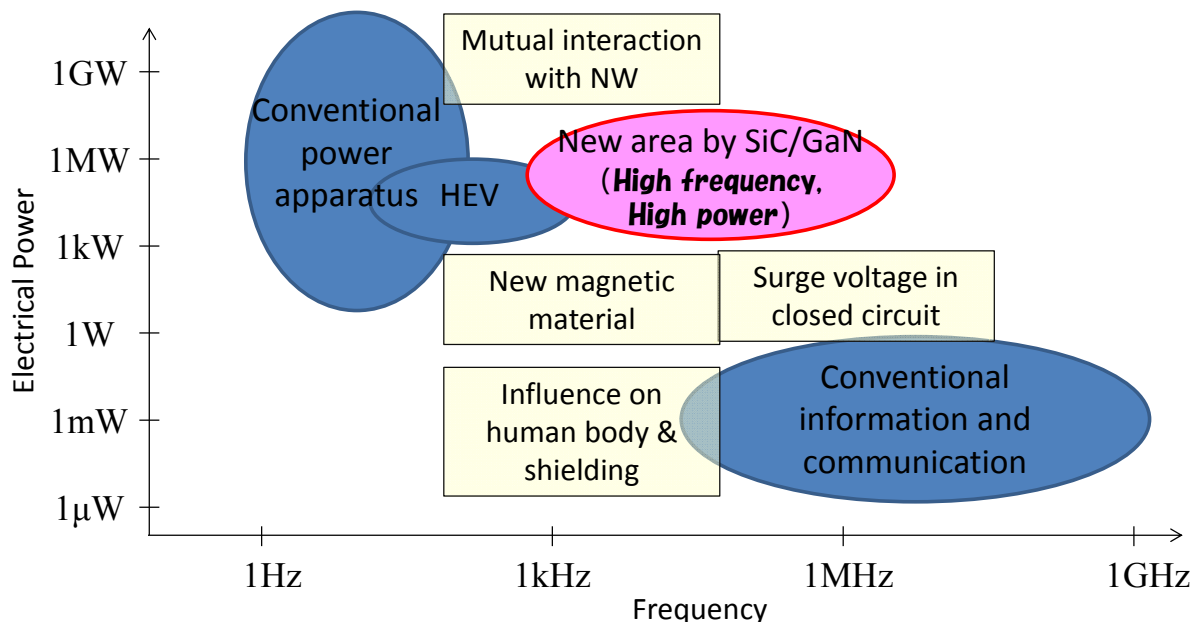


Fig. 1. Required magnetic material by power electronics development for new transportation system.

### Reference

- 1) K. Fujisaki, "Required Magnetic Property for Energy Magnetic Material," Oct.29 - 31, 2014, 3rd International Conference of Asian Union of Magnetism Societies (IcAUMS), A1 - 03, 2014.10.
- 2) T. Heidel : "ARPA-E Initiatives in High Efficiency Power Conversion", APEC (Applied Power Electronics Conference and Exposition) 2014, Plenary Session Presentations, Fort Worth, (2014).
- 3) J. W. Kolar, "Future Challenges for Research and Teaching in Power Electronics," Presentation held at the 14th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2014), Brasov, Romania, May 22-24, 2014.