

広帯域で大きなインダクタンスをもつハイブリッドインダクタの検討

志村和大, 鳥島健太, 佐藤光秀, 水野勉, 松岡孝*
(信州大, *日本ケミコン株式会社)

Examination of Hybrid Inductor with Large Inductance in Wide Band

K.Shimura, K.Torishima, M.Sato, T.Mizuno, T.Matsuoka
(Shinshu Univ., *Nippon Chemi-Con Corp.)

はじめに

電源ライン等に用いられるパワーインダクタやフィルタインダクタは、インダクタンスによりリップル電流やノイズを抑制する役割がある。そのために、PWM制御等の数十kHz~数十MHzのリップル、およびノイズ源を含む回路において、これらのインダクタには広帯域で大きいインダクタンスを維持できることが求められる。しかし、インダクタに用いられる高透磁率なコア材料には、周波数依存性があるために高周波帯でインダクタンスが大きく減少する。そこで、筆者らは複数種類の磁性材料をコアとして有し、広帯域でも大きなインダクタンスをもつ「ハイブリッドインダクタ」を検討している。本論文ではハイブリッドインダクタの構造例と、試作したインダクタのインピーダンスの測定結果について報告する。

ハイブリッドインダクタの構造

Fig.1に、インダクタの構造を示した。従来構造は、ロール状に巻かれたメットグラス®(2605SA1)の中に、リード線を通してある。これに対し、ハイブリッドインダクタはメットグラス®の中空部に磁性コンポジット材料を充填する。低透磁率で周波数特性に優れた磁性コンポジット材料を充填することで、広い周波数帯で従来よりもインダクタンスが増加することを狙う。

測定結果

Fig.2に、インピーダンスアナライザ(E4990A)を用いて測定したハイブリッドインダクタのインピーダンス-周波数特性の実測値を示した。ハイブリッドインダクタは従来構造と比較して、0Hz~30MHzの広い周波数帯域でインダクタンスが増加した。周波数30MHzにおいて、ハイブリッドインダクタのインダクタンスは従来構造よりも39.7%増加した。また、抵抗は11.0%増加し、インピーダンスZは21.9%増加した。

本研究は、JST, OPERA, JPMJOP1841の支援を受けたものである。

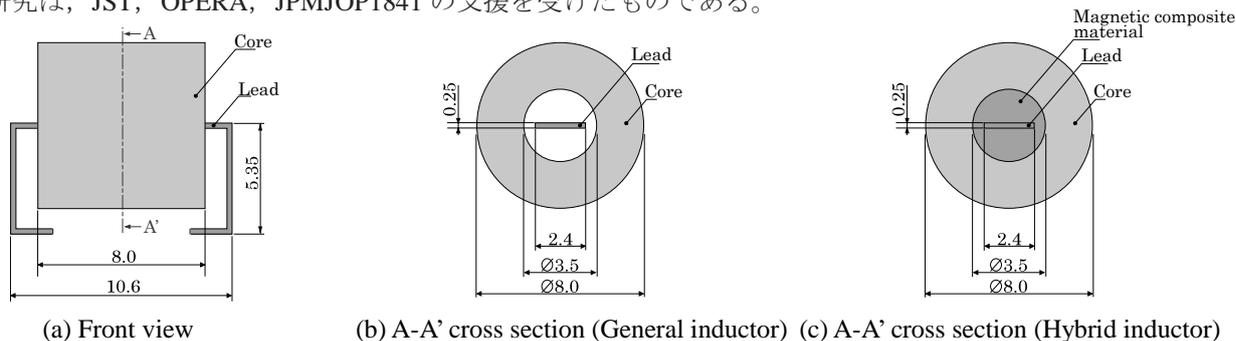


Fig. 1 Structure of inductors (unit: mm).

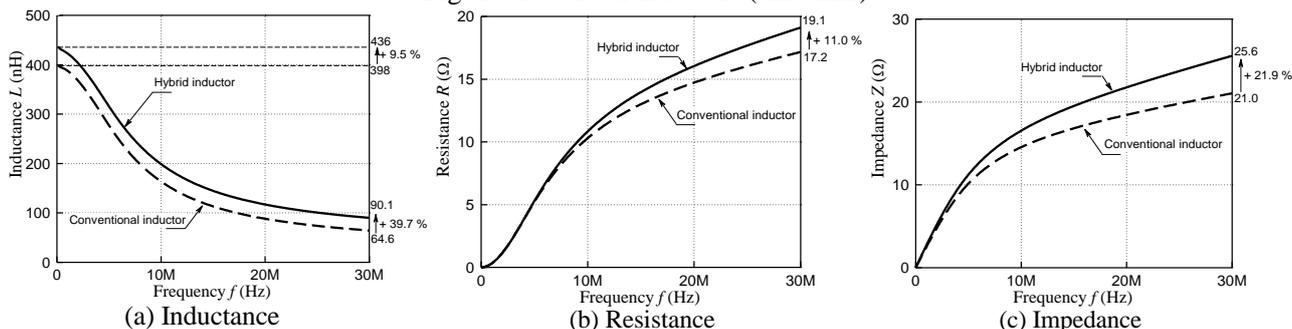


Fig. 2 Impedance vs. frequency of inductors.

二重5脚構造三相一体可変インダクタの開発および 6.6kV 電圧調整装置への適用

大日向敬, 有松健司, *山田真, *小島武彦, **一ノ倉理
(東北電力, *富士電機, **東北大学)

Development of double five-leg three-phase integrated type variable inductor and
application to 6.6kV Voltage Control Integration System

T. Ohinata, K. Arimatsu, M. Yamada*, T. Kojima* and O. Ichinokura**
(Tohoku Electric Power Co., Inc., *Fuji Electric Co., Ltd., **Tohoku Univ.)

はじめに

磁束制御技術を適用した可変インダクタは、変圧器リアクトルなどと同様に主回路は鉄心と巻線のみで構成されることから、信頼性やコスト面に優れた電力制御機器への適用が期待できる。筆者らは、これまで可変インダクタの開発^{1), 2)}を進めるとともに、電力制御機器への適用について検討³⁾してきた。本稿では新たに開発した可変インダクタおよび適用機器である高圧電圧調整装置の概要について述べる。

可変インダクタの開発

開発した二重5脚構造三相一体可変インダクタの構成を Fig.1 に示す。

本可変インダクタは二つの五脚鉄心による構成を特長としており、二つの鉄心に跨るように巻いた三相の交流主巻線 Nu, Nv, Nw と6個の制御巻線 Nc-1~Nc-6 から構成され、制御巻線に直流制御電流を流すことにより磁心の透磁率を変化させ、交流主巻線の実効的なインダクタンスを調整する。今回、三相一体構造にすることで、従来の単相の田形磁路構造¹⁾と比較して重量の低減(従来比93%)、小型化(従来比91%)が図られた。

Fig.2 に 6.6kV-300kVA 級可変インダクタのインピーダンス制御特性、Fig.3 に 6.6kV 印加時の無効電力制御特性を示す。制御電流による連続的なインピーダンス制御特性や 300kvar までの線形な無効電力制御特性を確認した。

Fig.4 に無効電力 300kvar 時の電圧電流波形を示す。このときの高調波電流歪み率は 3.06% と良好な特性を示した。

電圧調整装置への適用

Fig.5 に本可変インダクタを適用した 6.6kV 300kVA 級高圧電圧調整装置の外観を示す。本装置は電力系統に並列に接続し、線路の長さに応じたインピーダンス成分に無効電力を作用させて電力系統の電圧を調整する。現在、装置を配電系統に設置し、再生可能エネルギー普及に伴い顕在化している電圧変動や電圧上昇に対する電圧調整効果の検証を進めている。

参考文献

- 1) 赤塚, 他: 応用磁気学会誌, 27, 549 - 552 (2003).
- 2) 大日向, 他: 電気学会論文誌 A, 126 巻 10 号, 997-1003 (2006).
- 3) 有松, 他: 平成 25 年電気学会産業応用部門大会 No.3-76 (2013).

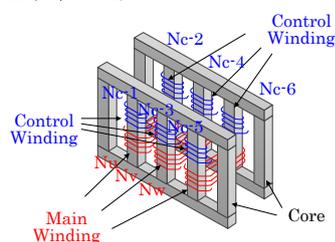


Fig.1 Appearance of the variable inductor.

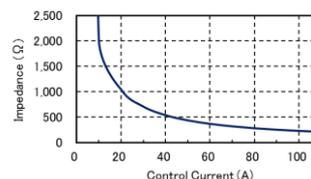


Fig.2 Control characteristics of Impedance.

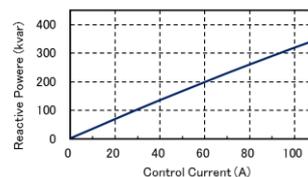


Fig.3 Control characteristics of Reactive power.

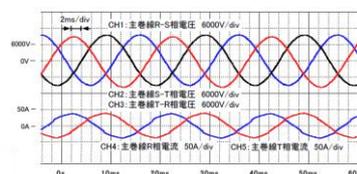


Fig.4 Waveforms of AC voltage and AC current.



Voltage	6.6kV
Capacity	300kvar

Fig.5 Appearance of the Voltage Control Integration System.

立方体永久磁石による強磁場配列

西村 一寛

(国立高専機構鈴鹿高専)

Strong magnetic field array by using cubic permanent magnets

K. Nishimura

(Nat. Inst. Tech., Suzuka Coll.)

はじめに

永久磁石を用いた磁場源は、電磁石や超電導電磁石のように使用時にエネルギーを消費せず、ハルバツハによって提案された磁石の配列¹⁾を用いれば強力な磁場を発生させることができる。しかしながら、それは、特殊な形状で、かつ、着磁方向も異なった磁石が必要になるなど製作が困難であり、磁石の動作点を考慮しなければならず、ネオジウム磁石を用いたものでも2 T以上は工夫が必要となる。

本研究では、製作の困難さを改善するために、立方体の永久磁石を用いて、 $\pm x$, $\pm y$, $\pm z$ 軸に着磁した6方向のものと、さらに xy ($-x-y$, $x-y$, $-xy$), yz , zx 軸に着磁した12方向を合わせた18方向のものを用いて、立方体の大きさを基準にした空隙を挟み込むように、それら立方体を x , y , z 軸に、それぞれ3個ずつ配置した Fig.1(a)のような貫通型と(b)のような行き止まり型について、個々の立方体での中心部(空隙)の B_x , B_y , B_z を求め、その B_z が最も大きくなるそれらの配列での B_z の総和を算出した。さらに、3軸にそれぞれ5, 7, 9個ずつ拡張したもの(空隙も x 軸のみ拡張)についても、 B_z が最も大きくなる配列とその総和を求めた。

解析方法

立方体磁石の解析は、児島氏²⁾の四角型磁極面に作られる磁界において、N極、S極面に分布している面磁束密度として、クーロンの法則から面積分する方法を参考にした。そこでは、積分公式を用いることで面積分を解析解として導出している。また、 xy 平面にN極のみ着磁した場合について記載されているが、厚みを考慮してS極を配置させたものを足し合わせることで、 z 軸上に着磁した磁石についての解析ができる。軸変換や面分布の平面を変えることで、 x, y 軸、面分布を4面にすることで xy, yz, zx 軸に着磁したものも解析することができる。

本研究では、ネオジウム磁石の残留磁束密度 $B_r = 1.25$ T に設定し、解析ソフトには Excel VBA を用いた。

解析結果と今後の展望

Fig.1(c)に解析結果を示す。18方向のものでは 5^3 構造で、6方向では 7^3 構造で2 Tを超えることがわかった。なお、これらの結果は、立方体の1辺の長さによらず同じとなる。したがって、空隙を大きくしたければ、立方体を大きくすればよい。また、5 mm 角の 3^3 と 15 mm 角の 3^3 を組み合わせたものでは、 3^3 の2倍とすることができる。

配列を組む上で、 B_z が最も大きくなる方向が2つ以上あるときは、漏れ磁場や反発力が小さく、 B_x, B_y の総和が小さくなるような方向を選べばよい。

そして、実験による解析解の検証を行うことが必要である。紙面の都合上記載できなかった、解析解、立方体の配列(ハルバツハ配列との違いも含めて)などは講演時に、紹介する予定である。

参考文献

- 1) K. Halbach: *Nucl. Instr. and Meth.*, **169**, 1 (1980).
- 2) <https://kojimag.sakura.ne.jp/htdocs/index.html>
Part 2. §3 四角型磁極面により作られる磁界
(閲覧日 2019年6月12日)

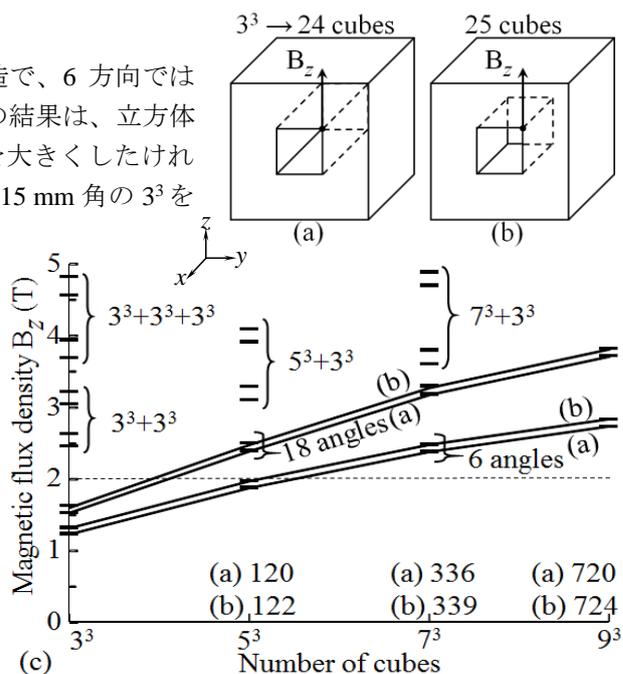


Fig.1 Two types of structure, (a) through-hole and (b) dead end. (c) Number of cubes and their magnetic flux density.

ネオジウムボンド磁石を用いた非対称磁極構造 IPM モータの検討

柳沢敏輝, 吉田征弘, 田島克文
(秋田大学)

Study on Asymmetric Magnetic Pole Structure IPM Motor Using Neodymium Bonded Magnet
T. Yanagisawa, Y. Yoshida, K. Tajima
(Akita Univ.)

はじめに

近年, Dy を使用しないネオジウムボンド磁石を用いたモータの開発が進められている. ネオジウムボンド磁石は, 焼結磁石と比べると磁力が落ちるものの, 形状自由度が高く渦電流が発生しないといった利点から注目されており, 磁石表面積を大きくすることでマグネットトルクを増大し, 希土類焼結磁石と同等のトルク密度を達成した報告もある^[1]. しかしながら, マグネットトルクを増加させるための構造は, 回転子の突極性が低くリラクタンストルクを活用できない. そこで, 本稿ではネオジウムボンド磁石を用いたモータにてリラクタンストルクを活用できる形状を検討し, 実機による評価を行ったので報告する.

検討モデルの諸元と特性評価

Fig. 1 (a) にベースモデルであるネオジウム焼結磁石を用いた IPM モータ, 同図 (b) に提案する非対称回転子構造ネオジウムボンド磁石モータの形状を示す. モータ直径は 112 mm, 回転子直径は 55 mm, ギャップ長は 0.5 mm, 固定子及び回転子の積厚は 30 mm である. 固定子は両モデル共通であり, コイルは 1 スロットあたり 35 ターン巻かれている. 各モデルのトルク特性を比較するために振幅 4 A の正弦波電流を与えたときのトルク特性を 2D-FEM にて求めた. Fig. 2 に提案モデルのトルク特性を示す. 非対称構造とすることでマグネットトルクが最大となる電流位相が 40 度ずれ, マグネットトルクとリラクタンストルクの位相が近づき, 総合トルクが増加した.

次に, ベースモデルと提案モデルの実機を試作し, 特性評価を行った. 1300 rpm におけるトルク最大時の電流位相での実験結果を Fig. 3 に示す. 計算値と測定値では概ね一致する結果であったが, 提案モデルのトルクは測定値が計算値と比較して低い値となった. この原因としては, 試作したネオジウムボンド磁石の寸法誤差が大きくなってしまい, コアと磁石間の隙間が設計より広がりマグネットトルクが低下したためである. Table 1 に示す誘起電圧の比較をみると, 提案モデルは誘起電圧の基本波振幅が計算値よりも 18.4% 減少した.

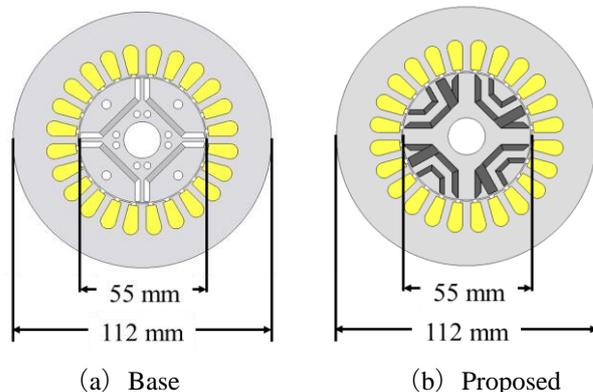


Fig. 1 Shape of the motors.

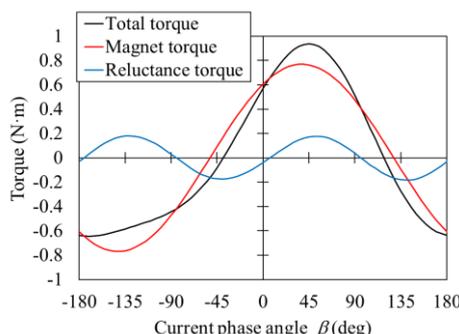


Fig. 2 Torque characteristics of proposed model.

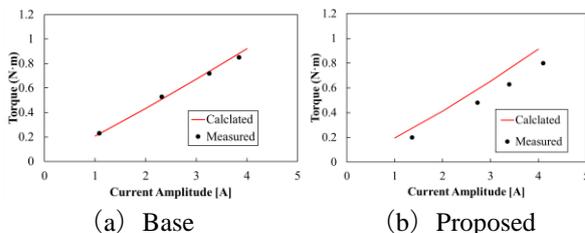


Fig. 3 Comparison of current-torque characteristics.

Table 1 Comparison of fundamental wave of back EMF

	Base model	Proposed model
Calculated	19.4 V	17.4 V
Measured	18.0 V	14.2 V
Error rate	7.1 %	18.4 %

参考文献

[1] 吉川祐一, 小川登史, 岡田幸弘, 堤真一, 村上浩, 森本茂雄: 「希土類ボンド磁石を用いた IPMSM の最適形状に関する考察」, 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.12, pp.997-1004 (2016)

リーケージトランスを用いた LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの基礎検討

傳田 隆之, 佐藤 鴻全, 佐幸 孝昭, 南澤 俊孝, 佐藤 敏郎, 曾根原 誠
(信州大学)

Basic investigation of LLC-LC resonant DC-DC converter using a leakage transformer

T.Denda, K.Sato, T.Sako, T.Minamisawa, T.Sato, M.Sonehara
(Shinshu University)

はじめに

近年, SiC/GaN パワー半導体の登場により, スイッチング周波数の高周波化が可能となり, 高効率かつ小型軽量の電源の開発が期待されているが, 高周波化に伴い, 磁気部品における損失の増加が顕在化している. 筆者らは, 1 MHz 以上の高周波でも低損失な材料である鉄心材料として鉄系メタルコンポジットに着目した¹⁾. しかし比透磁率が低く, トランスに用いた際, 大きな漏れインダクタンスを有するリーケージトランスとして動作する. 漏れインダクタンスを一次側共振インダクタとして利用する LLC 共振型 DC-DC コンバータへの適用に適用する場合, 二次側の漏れインダクタンスのコンバータに及ぼす影響を考慮する必要がある. そこで筆者らは, 二次側漏れインダクタンスを補償するため, 直列に二次側共振キャパシタを接続する LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータを検討した.

LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータ

Fig.1 に LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの回路図を示す. このコンバータは一次側直列回路と二次側直列回路の共振周波数を合わせることで, 共振周波数近傍において二次側漏れインダクタンスの影響を抑える構成となっている. 本稿では, LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータと, 二次側に共振キャパシタを持たない LLC-L 共振型 DC-DC コンバータの解析結果を報告する.

解析条件

HVDC(High Voltage Direct Current)のシステムへの応用を考え, 電源仕様を入力 380V, 出力 48V・10A, トランスの結合係数を 0.8, 共振周波数を 3MHz とし, LLC-L, LLC-LC 共振コンバータのリーケージトランスを含む共振系を設計した. ハーフブリッジインバータ回路には GaN-FET, フルブリッジ整流回路には SBD のデバイスモデルを用いて LT-SPICE で解析をした.

解析結果

Fig.2 に FET での損失の出力電流特性, Fig.3 にドレイン電流の実効値の出力電流特性を示す. Fig.2 より LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの方が全出力電流において, FET での損失が低減していることがわかる. これは負荷電流の共振周波数が両コンバータ同じ場合, 共振キャパシタを一次側と二次側に分けることで, 一次側共振キャパシタの容量が増大し励磁電流の共振周波数が低くなるため, 動作周波数における励磁電流の実効値が小さくなり, Fig.3 に示したドレイン電流が低下することで導通損が低減したためと考えられる.

参考文献

- 1) Naoki Yabu *et al.*, *INTERMAG*, Vol. 54, No.11, 2801605(2018)

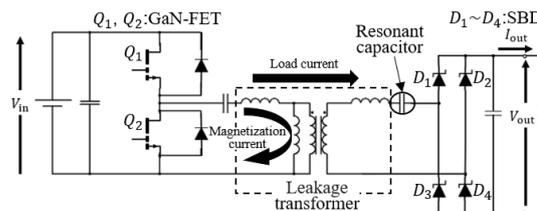


Fig. 1 LLC-LC resonant DC-DC converter

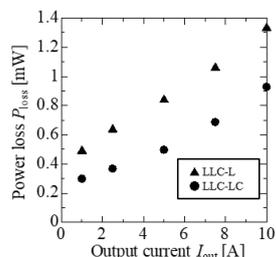


Fig. 2 Power loss of FET vs Output current

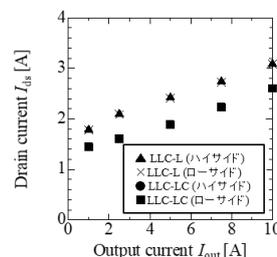


Fig. 3 Drain current vs Output current

高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデル

畠山 智行, *中村 健二
(株式会社 日立製作所, *東北大学)

Magnetic Circuit Model for High-Efficiency Core Magnetized in High-Frequency Range
Tomoyuki Hatakeyama, *Kenji Nakamura
(Hitachi, Ltd., *Tohoku University)

はじめに

鉄損をヒステリシス損, 渦電流損, 異常渦電流損に分解した従来の磁気回路モデル^{1),2)}は, 鉄心の非線形磁気特性を表現するために直流ヒステリシスループの実測値を必要とする。しかし, 高効率鉄心の正確な直流ヒステリシスループを取得することは容易ではなく, 誤差を含む可能性がある。この問題を解決するため, 本報告では, 直流ヒステリシスループの実測値を不要とする方法を提案する。

提案する磁気回路モデル

Fig. 1 に示すように, 周波数 f におけるヒステリシスループは, 直流ヒステリシスループが交流損失 W_{AC} だけ拡大したループとして表現される。 f よりも小さい周波数 f' においても同様であり, f' におけるヒステリシスループは交流損失 W'_{AC} だけ拡大する。したがって, f における一周期当たりの損失 W_i は, f' における一周期当たりの損失 W'_i を用いて次のように表すことができる。

$$W_i = W_h + W_{AC} = W'_i - W'_{AC} + W_{AC} \tag{1}$$

ここで, W_h は一周期当たりのヒステリシス損である。方形波電圧で励磁した場合, (1)式の交流損失分は次式のように展開できる。

$$W_i = W'_i + \frac{16\gamma_1 B_m^2}{q} (f - f') + \frac{8\gamma_2 B_m^{1.5}}{q} (f^{0.5} - f'^{0.5}) \tag{2}$$

ここで, γ_1, γ_2 はそれぞれ渦電流損, 異常渦電流損に対応する係数であり, 実測値を(2)式でフィッティングすることで得られる。 q は鉄心の質量密度, B_m は最大磁束密度である。

上述の考えに基づいた磁気回路モデルを Fig. 2 に示す。 f' におけるヒステリシスループをルックアップテーブル $g'(B)$ として従属電源①に与え, 従属電源②で f' における渦電流損, 異常渦電流損を相殺させる。したがって, 従属電源①, ②を合わせたものが直流ヒステリシスループに相当する。

実験による検証

f' を 1 kHz とし, ナノ結晶軟磁性材のカットコアに対して, 1 kHz から 5 kHz の範囲で方形波電圧を印加した際の鉄損を測定した結果, $\gamma_1 = 1.78 \times 10^{-4}$, $\gamma_2 = 2.21 \times 10^{-3}$ を得た。MATLAB®/Simulink®上で提案する磁気回路モデルを作成し, 鉄損を算定した結果, Fig. 3 に示すように算定値は実測値と良好に一致した。この結果から, 提案手法は高周波で励磁される高効率鉄心のモデル化に有用であるといえる。

参考文献

- 1) K. Fujita, et al.: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **37**, 44 (2013).
- 2) K. Nakamura, et al.: *IEEE Trans. Magn.*, **49**, 3997 (2013).

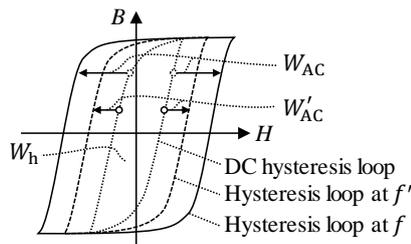


Fig. 1 Schematic of breakdown of hysteresis loop.

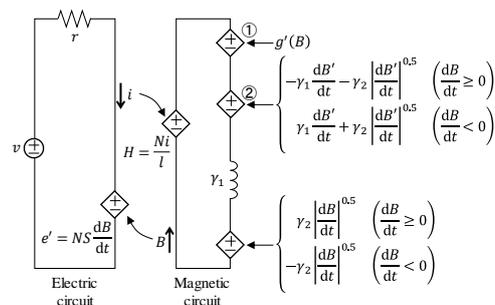


Fig. 2 Proposed magnetic circuit model.

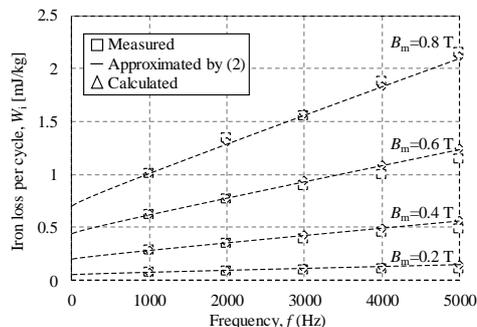


Fig. 3 Frequency performance of iron loss per cycle of nanocrystalline cut core.

LLG 方程式を用いた磁気特性の加工による変化の予測精度向上に関する検討

羽根 吉紀, 中村 健二, *川瀬 剛志, *細川 徳一, *栗本 直規
(東北大学, *(株)デンソー)

Improvement of Prediction Accuracy of Magnetic Properties in Magnetic Core due to Machining Process by using LLG Equation

Y. Hane, K. Nakamura, *T. Kawase, *N. Hosokawa and *N. Kurimoto
(Tohoku University, *DENSO CORPORATION)

はじめに

モータなどの電気機器の鉄心材料に使用される電磁鋼板は、加工時の応力によって磁気特性が変化し、この影響で機器の性能が低下することが知られている。したがって、電気機器の高性能化のためには、加工による磁気特性の変化まで考慮した解析手法の確立が必要不可欠である。

先に筆者らは、文献 1) で提案された簡略化された LLG 方程式に着目し、圧延が施された電磁鋼板の磁気特性を比較的高精度に予測する手法を提案した²⁾。しかしながら、従来の予測手法では、大きな圧延が施された場合の予測精度が低いという課題があった。

そこで本稿では、従来の予測手法を改良し、圧延の大きさに応じた補正係数を用いることで、さらなる予測精度の向上を試みたので報告する。

補正係数による高圧延時の磁気特性予測結果

Table 1 に、考察に用いた試料の諸元を示す。ここで、同表に示す圧延率とは、試料の加工前に対する加工後の板厚の減少率を示す。

まず、保磁力の推定においては、Fig. 1 に示すような、圧延率 x と加工前後の保磁力の比 h_{anir} の関係を用いた。同図のように、圧延率 3~50% において、 h_{anir} を圧延率 x の一次関数として近似することで、任意の圧延率における保磁力を予測できることがわかる。

次いで、非線形性の推定においては、次式で表される関数 $g(B)$ を用いた。

$$g(B) = \frac{1}{h_{anir}} \times \frac{H_{pre}(B)}{H_{nonpre}(B)} \tag{1}$$

Fig. 2(a), (b) に、試料 No. 1~6 のそれぞれについて導出した $g(B)$ 、およびその平均値を示す。これらの図を見ると、 $g(B)$ は圧延率 3~12% において、ほぼ一定の傾向を示すことから、(1) 式を用いてヒステリシスループの非線形性を予測可能であることがわかる。一方、圧延率が 12% を超えると、圧延率の増加に伴い、 $g(B)$ の傾向が変化しており、(1) 式では高精度な予測は困難である。そこで本稿では、圧延率に応じた係数を $g(B)$ に掛けることで、補正を行った。

Fig. 3(a), (b) に、それぞれ従来の予測手法、および提案手法を用いて計算した試料 No. 6 のヒステリ

シスループを示す。これらの図を見ると、提案する補正方法によって、磁気特性の予測精度が大幅に向上していることが了解される。

参考文献

- 1) 古屋, 藤崎, 上原, 清水, 大島, 村上, 高橋: 「高周波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)
- 2) 羽根, 中村, 吉岡, 川瀬, 石川: 「LLG 方程式を用いた鉄心加工に伴う磁気特性変化の予測手法」, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 3, No. 1, pp. 90-94 (2019)

Table 1 Specifications of test samples.

Sample No.	No. 0	No. 1	No. 2	No. 3	No. 4	No. 5	No. 6
Rolled ratio (%)	0	3	6	9	12	30	50

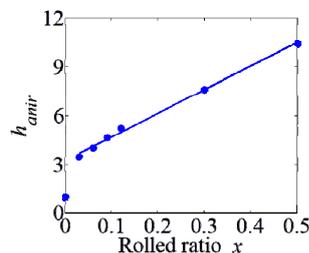


Fig. 1 Relationship between rolled ratio x and h_{anir} .

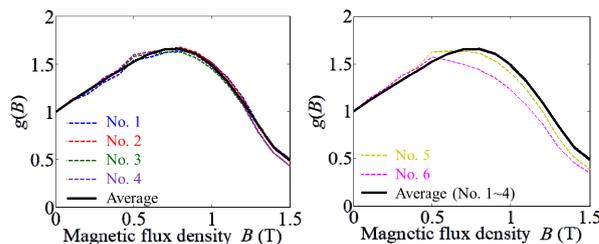


Fig. 2 $g(B)$ of each test sample and those average value.

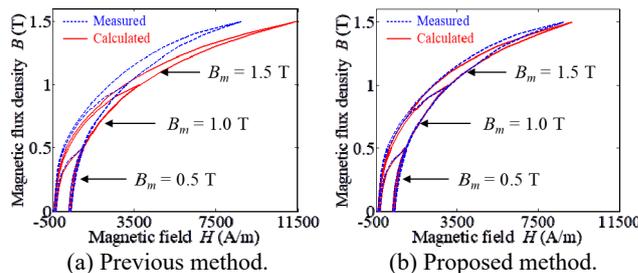


Fig. 3 Comparison of predicted hysteresis loops of sample No. 6.

環境磁界発電の誘起起電力の解析

山田外史, 池田慎治, 田代晋久*
(公立小松大学, *信州大学)

Analysis of electromotive force of environmental magnetic field power generation

S.Yamada, S.Ikeda, and K.Tashiro*

(Komatsu University, *Shinshu University)

はじめに

ワイヤレスセンサネットワークやIoTに関連して、環境発電技術に関心が集まっている。環境発電技術の1種として、電気機器や電力ケーブルなどの近傍の漏洩磁界による環境磁界発電がある¹⁾。μTオーダからmT程度の環境漏洩磁界からの数Vの電圧で数mWから数10mWオーダの電力の発電を得るにあたり、環境磁界発電の構造を最適化する必要がある。本稿では、棒状磁心とコイルで構成した環境磁界発電機の誘起起電力の解析的式を導出したので報告する。

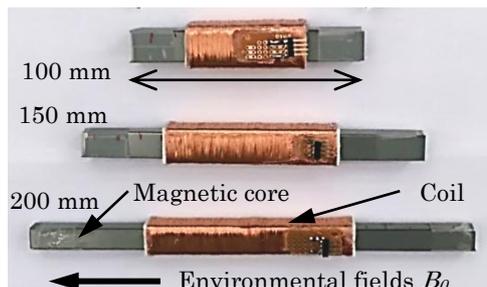


Fig. 1 Magnetic field power generators

環境磁界発電機の構造と誘起起電力

本稿で対象とする環境磁界発電機の例を Fig. 1 の写真に示す。発電機の構造は、正方形断面の棒状磁心にコイルを巻いた単純な構成である。均一なベクトルの環境磁界 B_0 (実効値)に対して平行に磁心の軸を設置する。ここで簡単化のため同一断面積を持つ円柱状の磁心に、コイルを円筒ソレノイドとして誘起起電力を求める。解析式の導出には、円柱磁心の寸法比(長さ/直径) m に対する反磁界係数 $N(m)$ により磁心中央での磁束密度 B_c (実効値)の推定と磁心軸方向 x での磁束密度分布 $B(x)$ (実効値)からなる²⁾。すなわち、

$$B_c = \frac{\mu_r B_0}{1+N(\mu_r-1)} \quad [\text{T}] \quad (1), \quad B(x) = B_c \left\{ 1 - C \left(\frac{x}{l_1/2} \right)^2 \right\} \quad [\text{T}] \quad (2),$$

μ_r ; 磁心の比透磁率(=2000), l_1 ; 磁心長, C ; 減衰係数(=0.6-0.9).

で表される。(2)式を用いてコイルの鎖交磁束数 Φ から誘起起電力(実効値) V_{rms} を導出した。

$$\Phi = \frac{n\mu_r S_i B_0}{1+N(\mu_r-1)} \left\{ 1 - \frac{C}{3} \left(\frac{l_2}{l_1} \right)^3 \right\} \quad [\text{Wb}] \quad (3), \quad V_{rms} = 2\pi f \Phi \quad [\text{V}] \quad (4).$$

S_i ; 磁心の断面積, n ; コイル巻数(=5000), l_2 ; コイル長(< l_1), f ; 周波数(60 Hz)。

誘起起電力の実験結果

Fig. 1 に示す3種類の試作機において誘起起電力の実験結果ならびに(4)式による実験結果を Fig. 2 に示す。3種類の磁心の体積は一定($V_{core}=2.6E-5 \text{ m}^3$)とし、長さ($l_1=200,150,100 \text{ mm}$)を変化させた。コイルの長さ l_2 は磁心長 l_1 の1/2とする。誘起起電力は磁心の長い方が良く、長い形状では反磁界係数が小さく磁心中の磁束密度が大きく、すなわち環境磁界の磁束の収束作用が強く働いている。

上記の解析と同様に環境磁界発電機の等価インダクタンスも求めることができ、コイルの抵抗を加えると発電機の等価回路を導くことができる。等価回路からは、最大出力電力などの解析、発電機の形状との関係を検討できる。

参考文献

- 1) 田代, 他, 環境磁界発電-原理と設計法, 科学情報出版, 2016.
- 2) 山田, 他, 電気学会論文誌, 54-B, 651-657,1979.

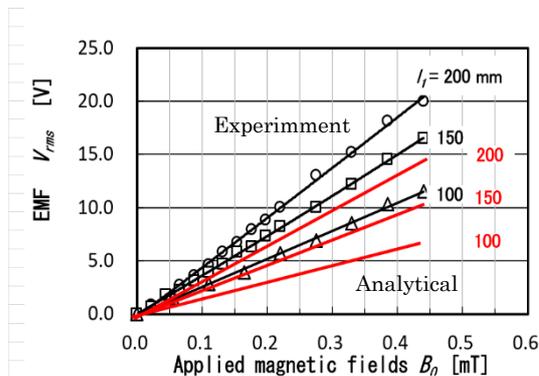


Fig. 2 EMF (Analytical and experimental)