

Ultra-broadband and ultra-high sensitivity permeability measurements by transformer coupled permeameter (TC-permeameter)

S. Tamaru

(Spintronics Research Center, Advanced Industrial Science and Technology (AIST), Tsukuba, Ibaraki, 305-8568 Japan)

Magnetic materials are ubiquitously used in various high frequency electronics systems as inductors, transformers, noise filters and noise suppression sheets, which often determine the entire system performance. One such example is an inverter. Among many components used in the inverter circuit, inductors and transformers usually have the lowest high frequency performance, thus limit the entire system performance such as the switching frequency, conversion efficiency and unit size. For this reason, improvements of these magnetic components are crucial for the development of modern electronics systems. High frequency magnetic components are often made of magnetic particles by either sintering or dispersing into polymer resin. Currently the permeability of the magnetic particles can be measured only in the final component form because of the limited sensitivities of permeance measurement techniques currently available. This is a serious limitation in the development of the magnetic components, because it is impossible to study the effects of the processes done on the magnetic particles, such as crashing, micro forging, annealing and solidifying, on the permeability, and therefore one can only guess the effects by characterizing the magnetic component in the final form. In order to overcome this difficulty and accelerate the developments of high frequency magnetic components, a technique to measure the permeability with high sensitivity has been strongly sought.

For measuring the permeability of a single magnetic particle with sufficiently high sensitivity, we have developed a permeability measurement technique, which we named as “transformer coupled permeameter (TC-permeameter). Figure 1 shows the block diagram of this technique. A magnetic particle is sandwiched by two short terminated coplanar waveguides (CPWs). These two CPWs are electrically insulated by Kapton tape, thus this structure forms a loosely coupled single-turn transformer. Each CPW is connected to the port 1 (P1) and 2 (P2) of a vector network analyzer (VNA) that measures the transmission parameter (S_{21}) twice, first under the magnetic field of interest, and second under a sufficiently strong magnetic field to saturate the magnetic particle. The difference of S_{21} under these two magnetic fields reflects the permeability. Figure 2 shows the permeability of a Permalloy particle with a lateral size of approximately 100 μm and thickness of 0.5 μm , which is similar to the size of magnetic particles contained in commercial noise suppression sheets, measured by the TC-permeameter. The figure shows that the permeability can be measured over a very wide frequency range from 10 MHz up to 20 GHz with a high signal-to-noise ratio (SNR). In the presentation, the measurement principle of the TC-permeameter technique, including the jig structure, the reason why this technique can enhance the sensitivity, how to calibrate the system to give the absolute value of the permeability, and how the measurement limits are determined, will be explained.

This work is partially supported by ‘FY2018 Research support program of matching funds for AIST and Tohoku university’ and ‘FY2019 strategic information and communications R&D promotion programme (SCOPE) #195003002’ of Ministry of internal affairs and communications (MIC) of Japan.

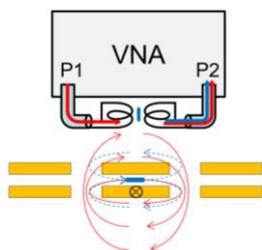


Fig. 1, Block diagram of the TC-Permeameter. The magnetic particle is sandwiched by two short terminated CPWs that form a loosely coupled transformer, and the VNA measures the S_{21} parameter.

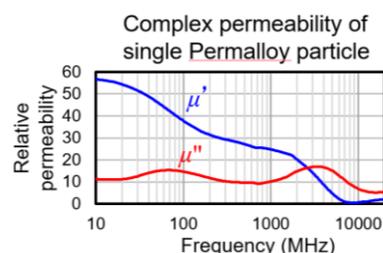


Fig. 2, Complex relative permeability of a single Permalloy particle over 10 MHz – 20 GHz.

Measurement of biomagnetic information using room temperature operation tunnel magneto-resistance sensor

K. Fujiwara¹, M. Oogane^{2,3,4}, S. Cakir¹, S. Kumagai¹ and Y. Ando^{1,2,3,4}

¹Spin Sensing Factory Corp., Sendai 980-0845, Japan;

²Department of Applied Physics, Graduate School of Engineering, Tohoku University, Sendai 980-8579, Japan

³Center for Science and Innovation in Spintronics, Tohoku University, Sendai 980-8577, Japan

⁴Center for Spintronics Research Network, Tohoku University, Sendai 980-8577, Japan

The tunnel magneto-resistance (TMR) sensors using magnetic tunnel junctions (MTJs) are expected as highly sensitive magnetic sensors operating at room temperature. Magnetic sensors are used for current sensing, displacement / rotation sensing, nondestructive testing, *etc.*, and in recent years, biomagnetic field measurement that senses the activity of the human body with a magnetic field has been actively studied. Measurement of biomagnetic field includes magnetocardiography (MCG)¹⁾ resulting from electrical activity of the heart and magnetoencephalography (MEG)^{2), 3)} measuring brain current. These magnetic field measurements are considered to be useful tools for medical diagnosis and basic research because they have high spatial resolution and temporal resolution compared to electrical measurements.. On the other hand, since the biomagnetic field is a very weak magnetic field of at most 100 pT, the sensors that can perform the measurement are limited.

We have been researching to realize the measurement of this biomagnetic field using a TMR sensor. Until now, we have succeeded in partial real-time MCG measurement using a TMR sensor and MEG measurement using averaging⁴⁾. The MTJ multilayer film used for the TMR sensor was deposited by ultra-high vacuum sputtering system. This multilayer film is characterized in that it has MgO barrier layer and has a synthetic structure using Ni₈₀Fe₂₀ in the bottom free layer. Since it was necessary to reduce the noise of the TMR sensor in order to measure a small magnetic field, we reduced $1/f$ noise by arranging a large number of MTJs in an array. The size of the fabricated MTJ array was $7.1 \times 7.1 \text{ mm}^2$, and four arrays were used to construct a bridge. The output from the TMR sensor bridge was amplified and filtered and measured by a PC using an A/D converter. In MCG, the R-peak caused by the heartbeat was measured with a probability of about 1/2, and a clear QRS wave was measured by performing averaging about 16 times. Moreover, MEG succeeded in measuring the 10 Hz magnetic signal originating from the α wave by averaging 10,000 times, and confirmed that the phase of the signal is rotated 180 degrees by rotating the direction of the TMR sensor by 180 degrees. At present, we are studying to improve the multilayer film structure of the TMR sensor to further increase the sensitivity. There is a method of thinning the MgO barrier layer to reduce the noise of the TMR sensor. At this time, when the resistance value of the junction decreases, the signal is reduced due to the parasitic resistance of the lower electrode film. As a countermeasure against this parasitic resistance, a thick Cu film was deposited and a chemical mechanical polishing process was performed, and a TMR multilayer film was formed on this substrate to reduce the resistance. In addition to the improvement of the multilayer film structure, we are also examining the improvement of signal and noise by changing the spatial arrangement of the TMR sensor. In addition to the feature of room temperature operation, TMR sensor has the feature of wide magnetic dynamic range, and its output does not saturate even if it is used in geomagnetism. Therefore, it is thought that operation outside the shield room is also possible. Using this feature of wide dynamic range, we are currently studying for measuring biological information without a shield room.

Acknowledgement

This work was partly supported by the S-Innovation program, Japan Science and Technology Agency (JST).

References

- 1) H. Koch, J. Electrocardiol. **37**, 117 (2004).
- 2) N. Nakasato, *et al.*, Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol. **94**, 183 (1995).
- 3) D. Cohen, Science **175**, 664 (1972).
- 4) K. Fujiwara *et al.*, Appl. Phys. Express **11**, 023001 (2018).

Development of synchrotron X-ray nano-beam dynamic force microscope

Hikaru Nomura¹, Ryouki Wakasa², Naoki Samura², Yuma Jibiki¹, Kazuki Takahashi¹, Soma Miki¹, Junya Yamaguchi¹, Ryoichi Nakatani², Minori Goto¹, Yoshishige Suzuki¹, Kentaro Toyoki², Satoshi Okamoto³, Yoshinori Kotani⁴, Tetsuya Nakamura⁴

¹Graduate school of engineering science, Osaka University, Toyonaka, Osaka 560-8531, Japan

²Graduate school of engineering, Osaka University, Suita, Osaka 565-0871, Japan

³Institute of Multidisciplinary Research for Advanced Materials, Tohoku University, Sendai, Miyagi 980-8577, Japan

⁴JASRI, Sayo, Hyogo 679-5198, Japan

Soft X-ray magnetic circular dichroism (XMCD) measurement is one of the most powerful tools for researches on spintronics devices. In recent years, the size of magnetic materials used in spintronics devices has been reduced to several tens of nanometers. To measure the magnetization behavior in such devices, a high spatial resolution measurement technique is required. An XMCD measurements technique with Soft-X ray nano-beam has shown remarkable results for magnetization measurements. However, the spatial resolution of the soft X-ray nano-beam MCD is limited to a few tenths of nanometers. Therefore, a new method for XMCD high spatial resolution is required. A combination of XMCD and scanning probe microscopy (SPM) is one of the promising technique to enhance the spatial resolution of XMCD measurements [1-5]. Here, we developed a soft X-ray nano-beam SPM for high spatial resolution XMCD measurement.

For soft X-ray nano-beam SPM, we developed an original dynamic force microscope (DFM) with UNISOKU Co., Ltd. The soft X-ray nano-beam SPM was installed in Spring-8 BL25SU (Fig. 1). Fig. 2 shows a schematic diagram of our soft X-ray nano-beam SPM. The DFM is fully controlled by the original controller developed with LabVIEW FPGA. The controller can be remotely controlled by python programs. With this system, we can enhance the spatial resolution of the XMCD measurements.

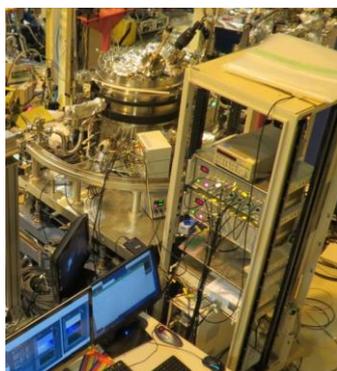


Fig. 1. Photograph of soft X-ray nano-beam SPM.

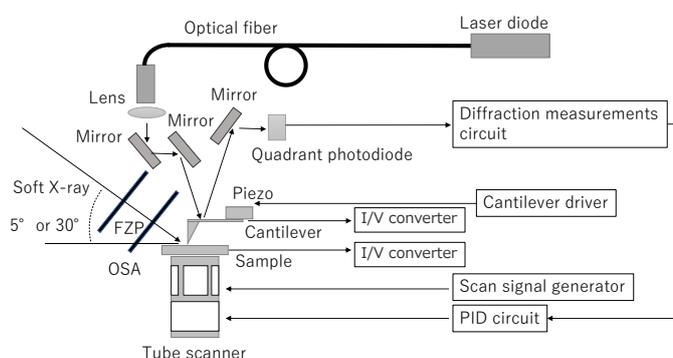


Fig. 2. Schematic diagram of soft X-ray nano-beam dynamic force microscope.

This work was supported by MEXT/JSPS KAKENHI Grant Number JP15H02244 and JASRI SOLUTUS. Part of this work was supported by Center for Spintronics Research Network (CSRN) Osaka University, Ministry of Internal Affairs and Communications and MEXT/JSPS KAKENHI Grant Number JP19140198.

Reference

- 1) I. Schmid, et al.: Ultramicroscopy, 110 (2010) 1267.
- 2) A. Saito, et al.: Jpn. J. Appl. Phys., 45 (2006) 1913.
- 3) A. Saito, et al.: J. Synchrotron Rad., 13 (2006) 216.
- 4) N. Shirato, et al.: Nano Letters, 14 (2014) 6499.
- 5) S. Suzuki, et al.: Chem.Lett., 33 (2004) 636.

高次高調波発生を用いた MCD 計測用光源の開発

高橋栄治

(理研 光量子工学研究センター)

Femtosecond soft x-ray sources via high-order harmonics for ultrafast MCD measurements

Eiji J. Takahashi

(RIKEN Center for Advanced Photonics, RIKEN)

1 はじめに

大型放射光は磁性材料等の物質の状態を計測する上で非常に有用な光源であり、多くの研究者が使用している。一方でレーザーからの波長変換プロセスである高次高調波発生を利用したアト秒光源開発は、超短パルスレーザー技術の進展と共にそのパルス幅を 50 アト秒以下にまで短縮している。また発生光子エネルギーも長波長・超短パルスレーザーの高度化により、カーボンや酸素の K 吸収端¹⁾にまで拡張されるようになっており、X 線吸収微細構造 (XAFS) 計測²⁾に高調波ビームが利用されるまでになっている。さらに 2015 年に実現された円偏光高次高調波光源³⁾の登場により、軟 X 線磁気円二色性分光 (MCD) への高調波光源応用も始まろうとしている。高次高調波光源は比較的小型なレーザーシステムを用いて発生させることが可能であり、高精度に時間同期されたポンプ・プローブ計測を行う事ができることから、例えば放射光では不可能なフェムト秒 XAFS やフェムト秒 MCD といった新しい測定法への展開が期待されている。一方で広域なアプリケーション開発において必要不可欠となる高次高調波パルス自身の出力エネルギーは未だに低く、光源応用の範囲は吸収分光等に限定されている。

2 MCD 計測を目指した次世代アト秒高次高調波光源の開発

我々の研究チームでは高次高調波の高出力化及び高光子エネルギー化を目指し、独自の高エネルギー化法やその為の励起レーザーシステムの開発に取り組んでいる。開発目標としている高次高調波光源の光子エネルギー域は sub-keV から数 keV であり (図 1 参照)、具体的な光源アプリケーションとして XAFS, MCD, コヒーレントイメージング法との組み合わせによるナノ構造イメージングを検討している。特に MCD 計測においては強磁性体材料の L 吸収端をカバーできる次世代のアト秒高次高調波光源を開発し、ポンプ・プローブ法と組み合わせる事でフェムト秒スピントロニクス研究という新しいサイエンスを切り開くことを目指している。その為の高調波励起レーザーシステムとして研究チームでは、二重チャープ光パラメトリック増幅 (DC-OPA) を用いた TW 級超短パルス中赤外レーザー⁴⁾、及び 3 色の超短パルスレーザーを用いた光シンセサイザーの開発に現在取り組んでいる。講演では最新のレーザー開発状況を紹介すると共に、磁性体研究に資する次世代アト秒高調波光源の開発状況とその展開について講演する予定である。

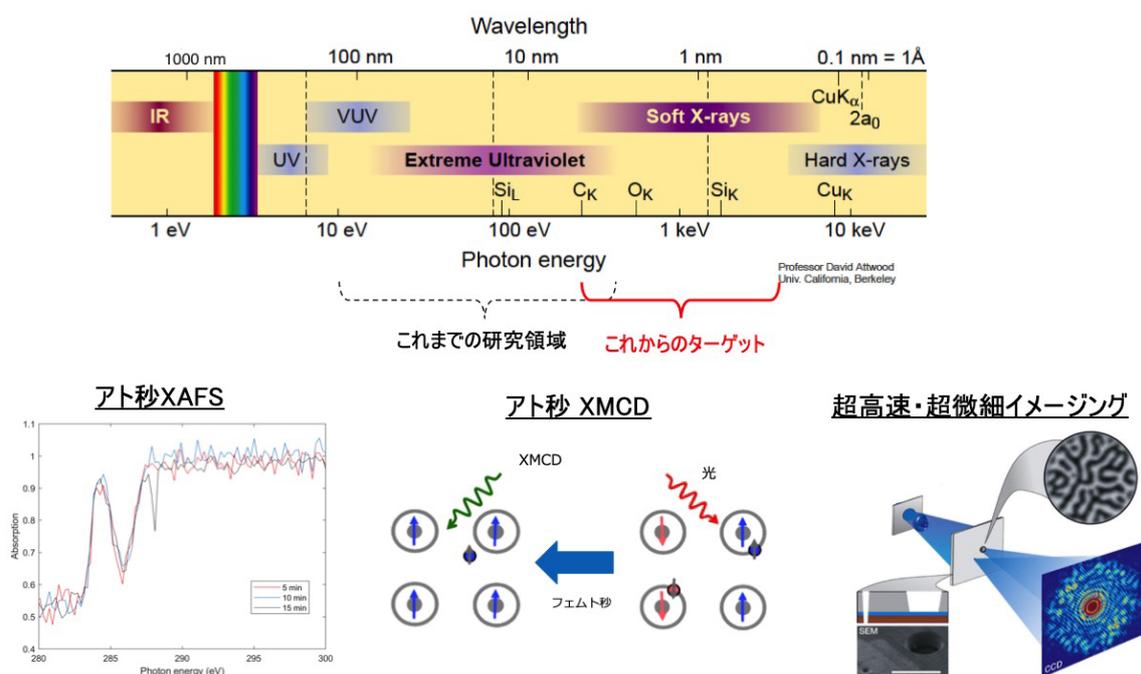


Fig. 1 高強度アト秒パルス光源の波長域の拡張と応用研究例

References

- 1) E. J. Takahashi, T. Kanai, K. L. Ishikawa, Y. Nabekawa, and K. Midorikawa, "Coherent Water Window X Ray by Phase-Matched High-Order Harmonic Generation in Neutral Media," *Physical Review Letters*, vol. 101, no. 25, p. 253901, (2008).
- 2) D. Popmintchev et al., "Near- and Extended-Edge X-Ray-Absorption Fine-Structure Spectroscopy Using Ultrafast Coherent High-Order Harmonic Supercontinua," *Physical Review Letters*, vol. 120, no. 9, p. 093002, (2018).
- 3) D. D. Hickstein et al., "Non-collinear generation of angularly isolated circularly polarized high harmonics," *Nature Photonics*, vol. 9, no. 11, pp. 743-750, (2015).
- 4) Y. Fu, K. Midorikawa, and E. J. Takahashi, "Towards a petawatt-class few-cycle infrared laser system via dual-chirped optical parametric amplification," *Scientific Reports*, vol. 8, no. 1, p. 7692, (2018).

Excitation and Propagation Dynamics of Spin Waves Observed by Spin-wave Tomography

Yusuke Hashimoto

Advanced Institute for Materials Research, Tohoku University

In magnetic media, waves of precessional motion of magnetization serve as an elementary excitation, called spin wave. To know its properties, one should measure how its frequency with its wavenumber vector. This relation is called dispersion relation. Spin waves, mediated by dipole-dipole interaction, are called pure-magnetostatic waves. The dispersion relation of pure-magnetostatic spin waves is characterized by complicated and anisotropic dispersion relations; their slope may even become negative for the so-called backward volume magnetostatic waves. The magnetostatic waves have been employed in spintronic and magnonic devices, while the observation of dispersion relations of pure-magnetostatic waves was one of the challenges.

Recently, we developed a new method for the direct observation of the dispersion relation of pure-magnetostatic waves by developing a table-top all-optical spectroscopy; we named spin-wave tomography (SWaT) [1]. Spin waves are excited by the illumination of an ultrashort light pulse focused on a very small surface area of a magnet medium. When the pulse duration and the excitation area of the light pulse are infinitesimally small, the pulse includes all temporal and spatial wave components according to the Fourier theorem. Then, spin waves of all frequency and wavenumber vector are created simultaneously and propagate from the excitation point. The created spin waves are observed by using a time-resolved magneto-optical imaging technique [2]. The Fourier transformation of the observed waveform along the time and spatial coordinates gives the power spectra of spin waves as a function of the frequency and the wavenumber vector. The spectra represent the dispersion relation of spin waves. This is the basic concept of SWaT [1].

In this talk, I will introduce our recent studies about the excitation and the propagation dynamics of spin waves using time-resolved SWaT [1,3] and phase-resolved SWaT [4,5], of which typical data are shown in Figs. 1(a) and 1(b), respectively.

References

- 1) Y. Hashimoto, *et al.*, *Nature Communications* **8**, 15859 (2017).
- 2) Y. Hashimoto, *et al.*, *Review of Scientific Instruments* **85**, 063702 (2014).
- 3) Y. Hashimoto, *et al.*, *Physical Review B* **97**, 140404 (2018).
- 4) Y. Hashimoto, *et al.*, *Applied Physics Letters* **112**, 072410 (2018).
- 5) Y. Hashimoto, *et al.*, *Applied Physics Letters* **112**, 232403 (2018).

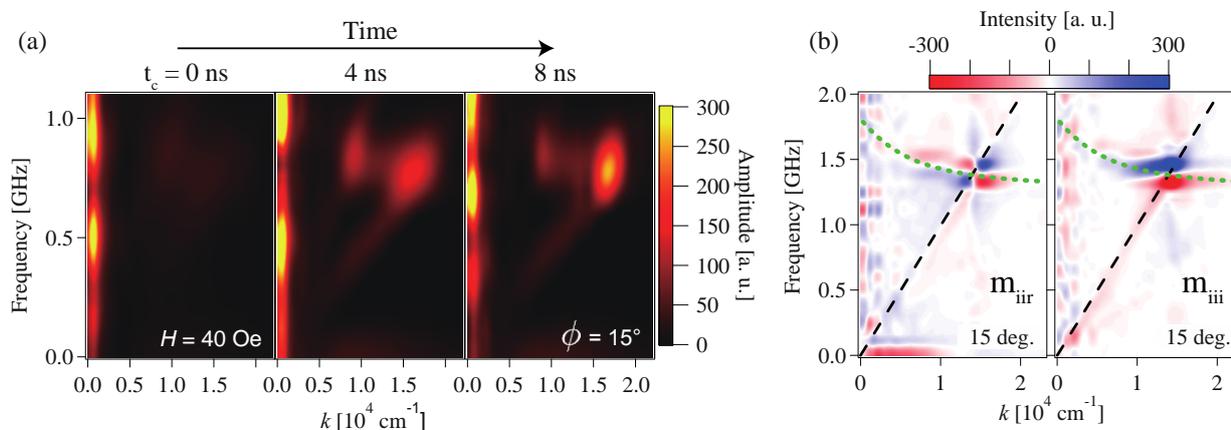


Fig. 1 Typical data of (a) time-resolved SWaT [1,3] and (b) phase-resolved SWaT [4,5].

アキシアルギャップ型 SR モータの解析精度向上に関する検討

相澤拓毅, 中村健二
(東北大学)

Improvement of Calculation Accuracy of Axial-Flux-type SR Motor

Hiroki Aizawa, Kenji Nakamura
(Tohoku University)

1. はじめに

これまで筆者らは、スイッチトリラクタンス (SR) モータの性能向上と、インホイールダイレクトドライブ方式の電気自動車 (EV) への適用について検討を進めてきた⁽¹⁾。その結果、インホイールモータのように扁平な構造の場合、径方向に空隙を有する一般的なラジアルギャップ型よりも、軸方向に空隙を有するアキシアルギャップ型の方がトルク発生面が広く、トルク密度が高くなることを明らかにした⁽²⁾。また、市販の小型 EV に搭載されている永久磁石モータと、ほぼ同等の性能を有するアキシアルギャップ型 SR モータ (AFSRM) を試作し、走行試験を行うことで、その有用性を示した⁽³⁾。

一方、試作した AFSRM のトルクは、3次元有限要素法 (3D-FEM) による計算値を下回っていたことから、原因の解明と改良が必須であることも明らかになった。本稿では、AFSRM のさらなるトルク向上を目指し、トルクの誤差要因について分析を行ったので報告する。

2. トルクの誤差要因の分析

Fig. 1 に、試作した AFSRM の諸元を示す。本モータは、Fig. 2 に示すようにケースに格納され、EV の後輪 2 つのホイール内部に搭載される。この図から、金属製のハウジングや鉄心固定用のホルダなどが、モータに近接配置されていることがわかる。本稿では、AFSRM からの漏れ磁束が、これらの金属に鎖交することで生じる渦電流がトルク低下の要因と考え、モータのみではなく、ハウジングやホルダなども解析対象に含めて、3D-FEM で分析を行った。また、AFSRM の固定子、回転子とともに、積層鋼板であることから、これも考慮した。

Fig. 3 に、トルク特性の比較を示す。この図より、ハウジング等の渦電流や鋼板の積層を考慮することで、計算値は実測値と良好に一致することがわかる。

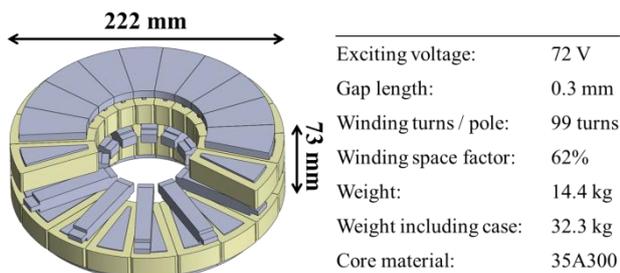


Fig. 1 Specifications of a prototype AFSRM.

Fig. 4 はハウジングの渦電流分布の計算結果である。この図より、無視できないほどの渦電流がハウジングに流れていることがわかる。今後は、この渦電流を低減し、さらなる性能向上を目指す予定である。

参考文献

- (1) H. Goto, Y. Suzuki, K. Nakamura, T. Watanabe, H. J. Guo, O. Ichinokura, *Journal of MMM*, **290-291**, 1338 (2005).
- (2) Y. Ono, K. Nakamura, O. Ichinokura, *J. Mag. Soc. Japan*, **35**, 106 (2011).
- (3) K. Takase, H. Goto, O. Ichinokura, *ICEMS 2016*, 16650659 (2016).

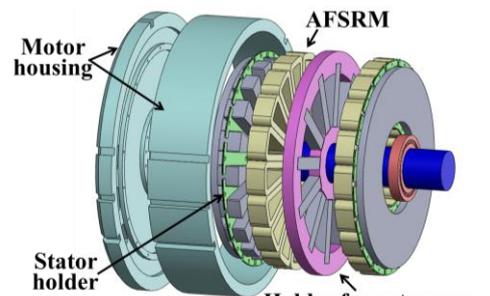


Fig. 2 Configuration of the motor assembly.

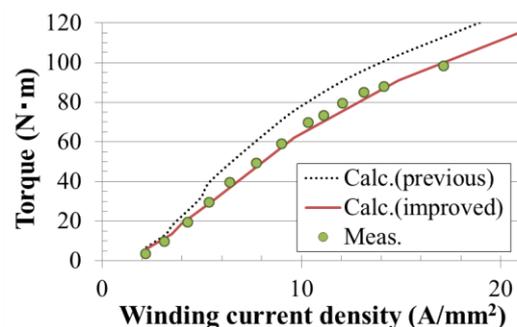


Fig. 3 Comparison of torque characteristics of AFSRM.

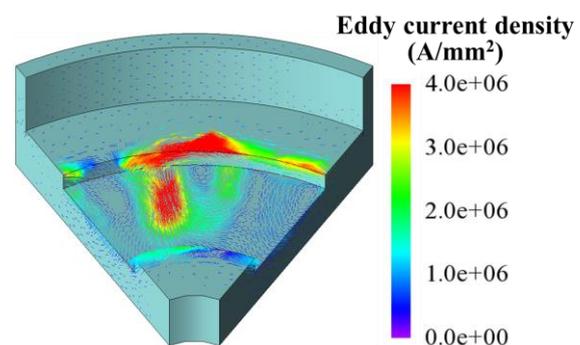


Fig. 4 Eddy current distribution of the motor housing.

インセット型高速 PM モータの試作試験

内山 裕太郎, 中村 健二, 一ノ倉 理, *後藤 博樹, **郭 海蛟
(東北大学, *宇都宮大学, **東北学院大学)

Prototype Test of High-Speed Inset PM Motor

Y. Uchiyama, K. Nakamura, O. Ichinokura, *H. Goto, **H. J. Guo
(Tohoku University, *Utsunomiya University, **Tohoku Gakuin University)

はじめに

近年、パワーエレクトロニクス回路の小型高出力化に伴い、損失密度の増大と、それに伴う局所的な発熱が顕在化している。このような回路の冷却手段としては、ファンによる強制風冷が一般的であるが、従来、これらのファンに用いられるモータはコストが最優先であったため、効率は決して高く無い。一方で、冷却ファン用モータは常時駆動し続けることから、その効率改善はシステム全体の省エネルギー化に寄与するところが少なくない。

先に筆者らは、冷却ファン用モータの高効率化について、回転子構造の観点から検討を行い、2層の埋込磁石構造とすることで、従来機の効率を大きく上回ることを実証した¹⁾。

本稿では、さらなる効率改善を目的として、インセット型永久磁石 (PM) モータの試作試験を行ったので報告する。

インセット型 PM モータの試作試験結果

Fig. 1 に、本稿での検討に用いたインセット型 PM モータの諸元を示す。3相6スロット4極機であり、定格回転数は 12,600 rpm、定格トルクは 200 mN・m である。高速回転に伴う磁石渦電流損を防ぐため、ネオジウムボンド磁石を採用した。ただし、磁石性能という観点から見ると、ボンド磁石は焼結磁石に劣るため、一般的な径方向着磁では無く、極異方性着磁を採用した。また、回転子に鉄心部分を設けたインセット型とすることで、リラクタンストルクを併用することも狙った。Fig. 2 に、試作したインセット型 PM モータの回転子の外観を示す。このモータについて、試作試験を行った。

Fig. 3 に実験システムの外観を示す。Fig. 4(a)に、試作機の電流密度対トルク特性を示す。この図を見ると、定格トルク時の電流密度は約 6.3 A/mm² であることがわかる。次いで、同図(b)は効率特性である。先行機¹⁾の最高効率率は約 88%であったのに対して、新たに試作したインセット型 PM モータは 90%以上の効率を達成したことが了解される。

参考文献

1) 川村 恭平, 中村 健二, 一ノ倉 理, 後藤 博樹, 郭 海蛟, 「冷却ファン用高速回転モータの高トルク化・高効率化に関する検討」, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 3, No. 1, pp. 85-89 (2019)

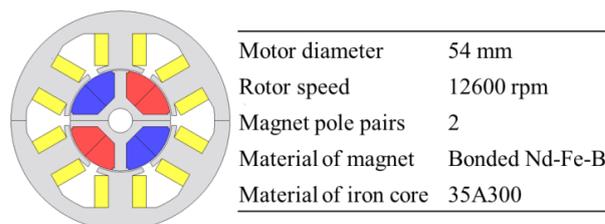


Fig. 1 Specifications of an Inset PM motor.

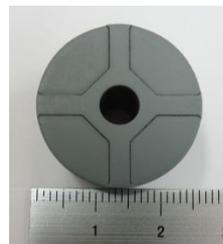


Fig. 2 Rotor core of the prototype Inset PM motor.

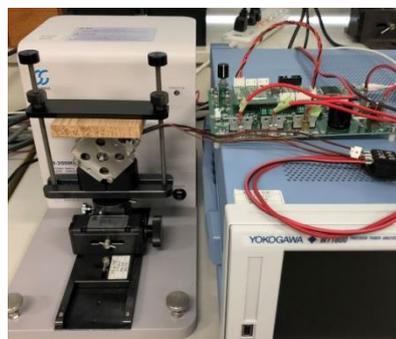
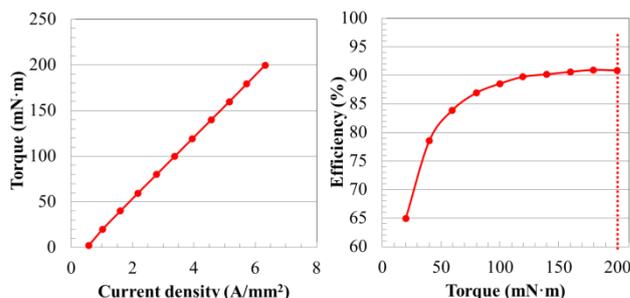


Fig. 3 External view of the experimental setup.



(a) Torque characteristic (b) Efficiency characteristic
Fig. 4 Basic characteristics of the prototype Inset PM motor.

圧粉磁心を適用した電動工具用 SR モータに関する検討

永井 歩美, 中村 健二, 佐藤 重典, 牧野 彰宏
(東北大学)

High-Speed SR Motor made of Soft Magnetic Composite for Electric Power Tools

A. Nagai, K. Nakamura, S. Sato, A. Makino
(Tohoku University)

はじめに

スイッチトリラクタンス (SR) モータは、鉄心と巻線のみで構成される両突極機である。巻線は固定子極のみに集中巻され、回転子には巻線や導体バー、ブラシや整流子などは不要である。そのため、SR モータは構造が単純で堅牢、保守性が良好、安価などの特長を有し、電動工具などの高速回転用途に適する。先に筆者らは、電動工具用の SR モータの解析設計と試作試験を行い、既存の希土類磁石モータと同等以上のトルクを有することを明らかにした¹⁾。

本稿では、さらなる高効率化を目的として、高周波鉄損の小さい圧粉磁心を適用した SR モータの特性について検討を行ったので報告する。

圧粉磁心を用いた SR モータの特性

Fig. 1 に、考察に用いた SR モータの諸元を示す。本 SR モータは先行研究で開発した固定子 12 極、回転子 8 極の 3 相機であり、直径は 45 mm である。

Fig. 2 に、先行機の鉄心材料 (35A300) と本稿で用いた圧粉磁心の $B-H$ 曲線と鉄損曲線を示す。これらの図を見ると、飽和磁束密度は考察に用いた圧粉磁心がケイ素鋼板よりも低い。しかしながら、鉄損は特に高周波側で小さいことがわかる。本稿では、両材料を用いた 12/8 SR モータの特性について、3 次元有限要素法を用いて比較・検討を行った。

Fig. 3 に電流密度に対するトルク特性を、Fig. 4 にトルクに対する効率特性を示す。これらの図を見ると、飽和磁束密度が低いことからトルク特性は低下したが、効率特性は特に低負荷側で改善したことがわかる。

まとめ

以上、高周波鉄損の小さい圧粉磁心を適用した SR モータの特性について比較・検討を行った。今後は圧粉磁心の形状自由度の高さを利用し、固定子鉄心形状に工夫を加えることで、高トルク化と高効率化の両立を図る予定である。なお、本研究の一部は東北大学 AIE 卓越大学院プログラムにより支援された。

参考文献

- 1) K. Nakamura, Y. Kumasaka, O. Ichinokura, *Journal of Physics: Conference Series*, **903**, 012040 (2017).

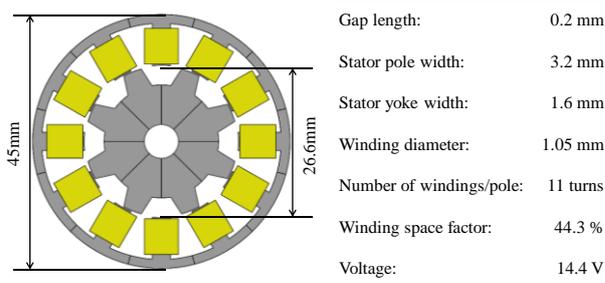
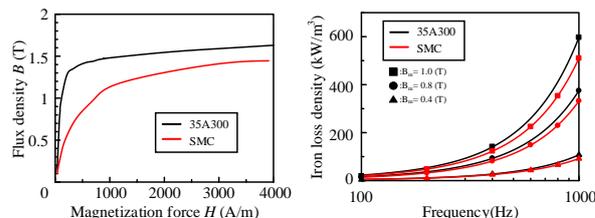


Fig. 1 Specifications of SR motor for comparison.



(a) $B-H$ curves (b) Iron loss characteristics

Fig. 2 Characteristics of core material.

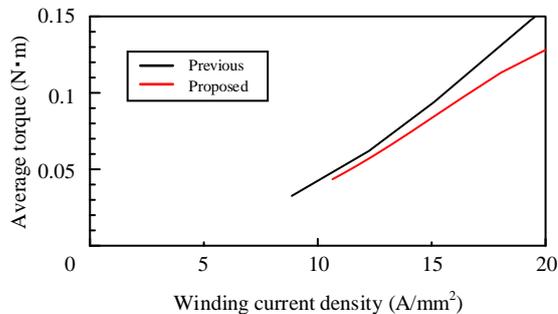


Fig. 3 Comparison of current density versus torque characteristics.

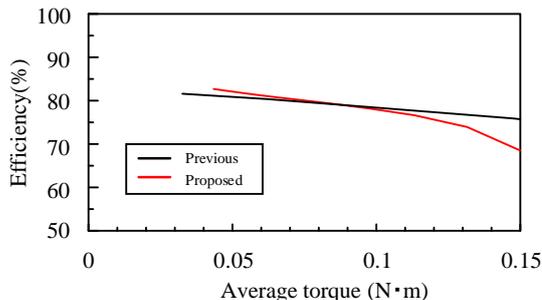


Fig. 4 Comparison of torque versus efficiency characteristics.

磁気ギヤードモータの電流位相角が脱調トルクに及ぼす影響

伊藤 亘輝, 中村 健二
(東北大学)

Influence of Current Phase Angle on Stall torque of Magnetic-Gear Motor

Koki Ito, Kenji Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

先に筆者らは、磁気ギヤードモータを試作し、その有用性を実証するとともに、移動支援機器への適用可能性を示した¹⁾。その後の検討において、磁気ギヤードモータは電流位相角により、脱調トルクに変化が生じることが明らかになった。本稿では、電流位相角が磁気ギヤードモータの脱調トルクに及ぼす影響について、3次元有限要素法(3D-FEM)を用いて検討を行ったので報告する。

電流位相角と脱調トルクの関係

Fig. 1に、考察対象とした磁気ギヤードモータの試作機の諸元を示す。モータ部は3相9スロット集中巻の固定子と4極対の内側回転子で構成され、磁気ギヤ部はモータ部と共通の内側回転子と、27極のポールピース、23極対の外側回転子で構成される。

Fig. 2に、各電流位相角に対する脱調トルクの実測値を示す。同図より、電流位相角を進めると脱調トルクが増加し、遅らせると減少することがわかる。ここで、本磁気ギヤは内外回転子の磁石磁束をポールピースで変調することで、ギヤとして動作することから、電流位相角が変調磁束に与える影響について、3D-FEMを用いて検討を行った。なお、解析では外側回転子磁石を空気とし、電機子電流密度 6.5 A/mm^2 で電流位相角を -60° , 0° , 60° とした場合、電流密度を 0 A/mm^2 とし、磁気ギヤとして動作させた場合の結果を比較した。

Fig. 3に、ポールピースによって変調された磁束密度波形を示す。また、Fig. 4は上記磁束密度波形の各次高調波成分のうち、トルク伝達に寄与する23次成分を比較した結果である。この図を見ると、電流位相角に応じて、23次成分の振幅が増減していることがわかる。すなわち、本磁気ギヤードモータは、電流位相角を進めるとトルクに寄与する磁束成分が増え、最大トルクが向上することが明らかとなった。

本研究の一部は東北大学 AIE 卓越大学院プログラムにより支援された。

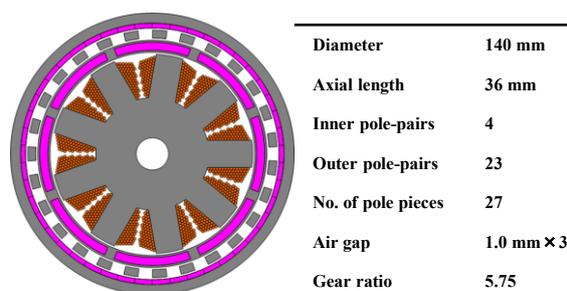


Fig. 1 Specifications of a prototyped magnetic-gear motor.

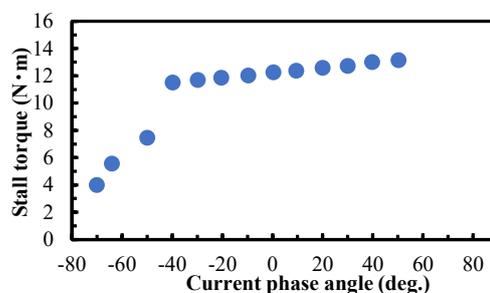


Fig. 2 Current phase angle versus stall torque.

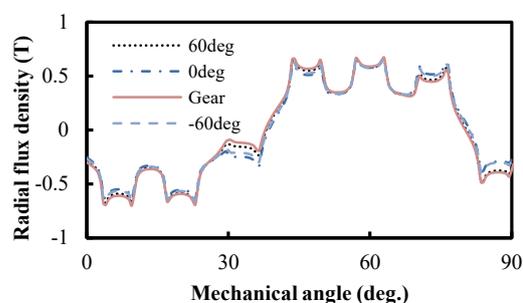


Fig. 3 Radial flux density distribution in air gap between the pole-pieces and the outer rotor.

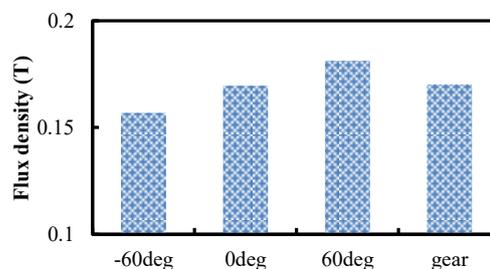


Fig. 4 The 23rd harmonic content of flux density distribution shown in Fig. 3.

参考文献

1) 伊藤, 門松, 中村, 日本磁気学会論文特集号, 3,1, (2019)

アウターロータ型高速PMモータの高効率化に関する検討

櫻井 将, 中村健二
(東北大学)

Efficiency Improvement of Outer Rotor type High-Speed Permanent Magnet Motor

S. Sakurai, K. Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

スイッチング電源回路やモータ駆動回路は、常に小型高出力化が求められるが、出力密度の向上に伴い、局所的な損失の増大と、それに伴う発熱の問題が顕在化している。このような回路の冷却には、ファンによる強制風冷が一般的であるが、従来、ファン用のモータはコストが最優先であったため、矩形波駆動方式が採用され、効率も決して高くない。一方で、ファン用モータは常時駆動されることから、その効率改善はシステム全体の省エネルギー化に寄与するところが少なくない。

先に筆者らは、ファン用モータの高効率化に関して、インナーロータ型の永久磁石 (PM) モータの回転子構造に着目し、2層の埋込磁石構造とすることで、従来機の効率を大きく上回ることを実証した¹⁾。

本稿では、ファン用モータとして、より一般的な構成であるアウターロータ型に着目し、その高効率化について検討を行ったので報告する。

アウターロータ型PMモータの高効率化検討

Fig. 1 に、本稿での比較検討に用いたアウターロータ型のPMモータを示す。3相6スロット集中巻の4極機であり、鉄心材料は厚さ0.35mmの無方向性ケイ素鋼板、磁石材料はネオジウム焼結磁石である。同図(a)は一般的な表面磁石型 (SPM) であるが、ファン用モータのような高速用途では、磁石渦電流損の影響が大きいと予想される。そこで本稿では、同図(b)に示すように、磁石を回転子鉄心内部に浅く埋め込んだ構造 (IPM) について検討を行った。さらに、磁石を周方向に5つずつ分割することで、磁石渦電流損のさらなる抑制を狙った。

Fig. 2 に、3次元有限要素法 (3D-FEM) を用いて算定した、両モータのトルク特性と効率特性を示す。これらの図を見ると、トルクはSPMが優れていることがわかる。これはトルクに寄与する磁石磁束がIPMよりも大きいためである。一方、効率はIPMの方が高いことがわかる。この理由を示したのが、Fig. 3の各損失の比較である。同図中の W_c が銅損、 W_i

が鉄損、 W_e が磁石渦電流損、そして W_{total} が全損失である。これらの図を見ると、銅損 W_c はトルクが優れるSPMの方が小さいが、磁石渦電流損 W_e はSPMに対して、IPMは1/10以下に低減できていることがわかる。これが効率向上の主たる要因である。

以上より、提案するIPM構造の回転子の有用性が明らかになった。今後は実証実験を行う予定である。

参考文献

1) 川村, 中村, 一ノ倉, 後藤, 郭, 日本磁気学会論文特集号, 3, 85 (2019)

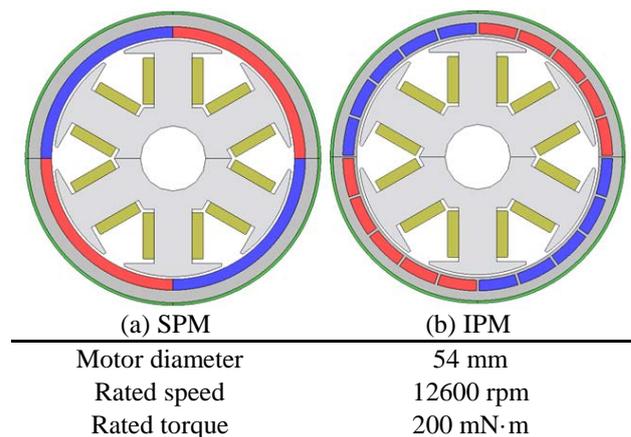


Fig. 1 Outer rotor type SPM and IPM motors.

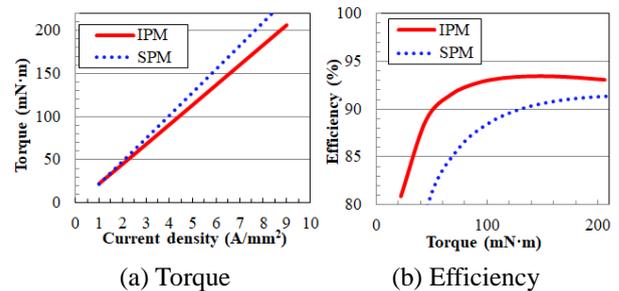


Fig. 2 Comparison of basic characteristics.

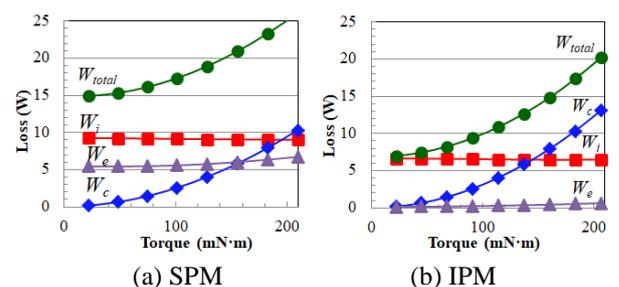


Fig. 3 Comparison of loss characteristics.

アモルファス合金を適用した埋込磁石型磁気ギヤの特性

水穴裕真, 中村健二, *鈴木雄真, *大石悠平, *立谷雄一, *操谷欽吾
(東北大学, *㈱プロスピイン)

Characteristics of Interior Permanent Magnet Magnetic Gear made of Amorphous Alloy

Y. Mizuana, K. Nakamura, Y. Suzuki, Y. Oishi, Y. Tachiya, K. Kuritani
(Tohoku University, *Prospine Co., Ltd.)

はじめに

磁束変調型磁気ギヤは、非接触で増減速可能であるため、機械式ギヤと比べて振動や騒音が小さく、保守性に優れ、また他の磁気ギヤと比べてトルク密度が高い¹⁾。一方、磁束変調に起因して磁石には渦電流が生じることが知られている。

先に筆者らは、磁石渦電流の低減策として、鉄心内部に磁石をスポーク状に埋め込む手法を提案するとともに²⁾、磁気ブリッジの位置や磁石形状を工夫することで、トルクを向上させる手法を提案した³⁾。

本稿では、埋込磁石型 (IPM) 磁気ギヤのさらなる効率向上を目的として、軟磁性材料の中でも鉄損が小さいアモルファス合金に着目し、これを IPM 磁気ギヤの鉄心に用いた場合の特性について、解析と実験の両面から検討を行ったので報告する。

アモルファス合金を用いた IPM 磁気ギヤの特性

Fig. 1 に、IPM 磁気ギヤの諸元を示す。回転子磁石はスポーク状に埋め込まれており、磁気ブリッジはギャップの反対側に設けられている。本稿では、低鉄損材料であるアモルファス合金に着目し、回転子鉄心とポールピースの材料の組み合わせを種々変更して比較を行った。

Fig. 2 に、3次元有限要素法で求めた、外側回転子の最大トルクと鉄損の計算値を示す。なお、この時の高速側の回転数は 300 rpm である。同図(a)を見ると、一般にアモルファス合金の方がケイ素鋼板よりも飽和磁束密度が低いにもかかわらず、鉄心材料にアモルファスを用いることでトルクが向上していることがわかる。また、同図(b)を見ると、ポールピース材をアモルファスにすることで、鉄損を大幅に低減できていることがわかる。

次いで、これら3種類の磁気ギヤを実際に試作し、特性の比較を行った。Fig. 3 に、外側回転子の最大トルクの実測値を示す。この図を見ると、実験においても、ケイ素鋼板からアモルファス合金に変更することでトルクが向上しており、Fig. 2(a)に示した計算結果と同様の傾向を示していることがわかる。

本研究の一部は東北大学 AIE 卓越大学院プログラムにより支援された。

参考文献

- 1) K. Atallah and D. Howe, *IEEE Trans. Magn.*, **37**, 2844 (2001).
- 2) T. Ikeda, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **33**, 130 (2009).
- 3) Y. Mizuana, K. Nakamura, Y. Suzuki, Y. Oishi, Y. Tachiya, K. Kuritani, *Trans. Magn. Special Issues*, **3**, 74 (2019).

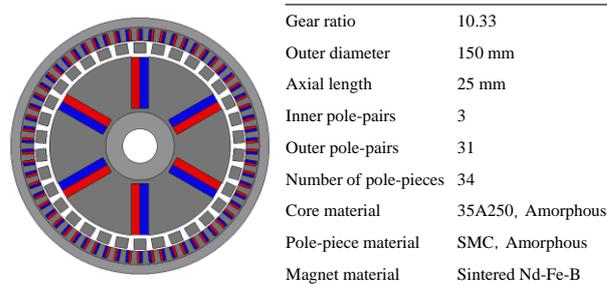


Fig. 1 Specifications of IPM magnetic gear.

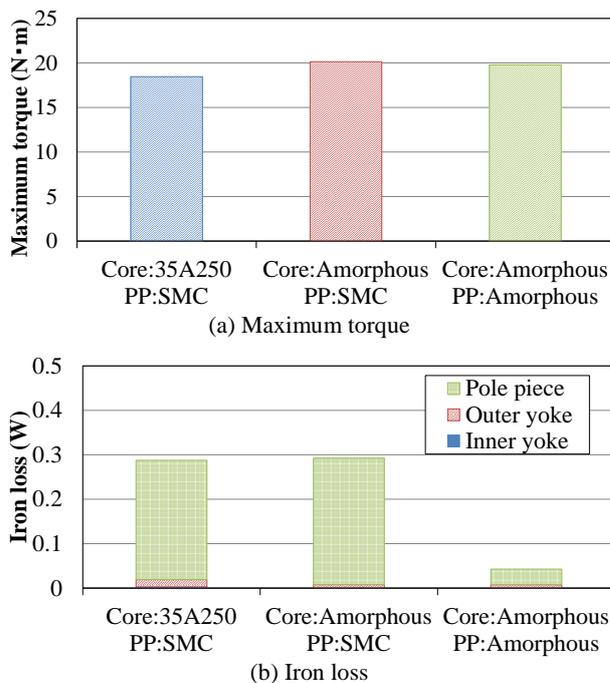


Fig. 2 Comparison of calculated torque and iron losses of the IPM magnetic gears.

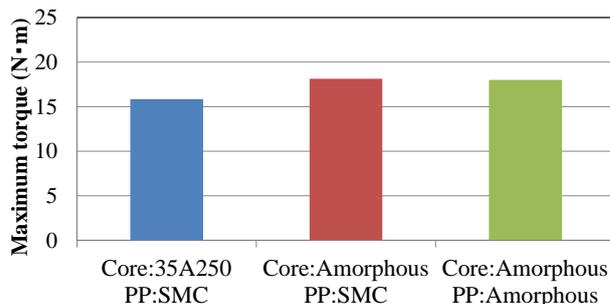


Fig. 3 Comparison of the measured maximum torque of the IPM magnetic gears.

1層毎交互巻高周波アモルファストランスを有する 直流連系用 DC-DC コンバータの特性

大津 諭史, 中村 健二 (東北大学)

Characteristics of DC-DC Converter having High-Frequency Amorphous Transformer with Interleaved-Winding for HVDC Transmission System
S. Otsu, K. Nakamura (Tohoku University)

はじめに

近年、欧州を中心に総容量 100 MW 以上の洋上ウインドファームの導入が進んでおり、その送電方式として、高圧直流送電 (HVDC) が注目されている。筆者らは、HVDC 用のコンバータには、昇圧と絶縁の機能を具備した高周波リンク型 DC-DC コンバータが適すと考え、動作周波数が数 kHz のトランスの材料については、鉄損低減の観点からアモルファス合金が最適であると明らかにした⁽¹⁾。また、近接効果による銅損の増加を明らかにし、これを抑制可能な巻線構成として 1 層毎交互巻を提案した⁽²⁾。

本稿では、直流連系用 DC-DC コンバータの小型模擬実験システムを用いて、1 層毎交互巻アモルファストランスを適用した際の特性について、種々検討を行ったので報告する。

小型模擬システムを用いた実験結果

Fig. 1 に、1 層毎交互巻アモルファストランスの形状・寸法と巻線配置を示す。1 次巻線と 2 次巻線が 1 層毎交互に配置されるため、漏れ磁束が極めて小さく、近接効果に起因する銅損の増加を抑制できる。

Fig. 2 に、直流連系用 DC-DC コンバータの小型模擬実験システムの構成を示す。風車は最大電力追従制御によって巻線電流が制御されることから、DC-DC コンバータの入力側は直流電流源で模擬した。一方、出力側は直流系統電圧が常に一定に保たれていると仮定し、定電圧源で模擬した。DC-DC コンバータの DC/AC 変換部は位相シフト制御により、トランスの交流印加電圧を一定に保つことができる。

Fig. 3 に、1 層毎交互巻アモルファストランスを用いて、duty = 0.6 としたときの観測波形を示す。この図を見ると、入力電圧と出力電圧の位相差がほぼ無く、環流電流も瞬時に減衰していることがわかる。これは 1 層毎交互巻トランスは結合係数が高く、漏れインダクタンスが極めて小さいためである。

Fig. 4 に効率の比較を示す。1 層毎交互巻を採用することで、近接効果の抑制、並びにスイッチング損失の低減により、効率が向上することが明らかとなった。

参考文献

- 1) 田中秀明, 中村健二, 一ノ倉理, マグネティックス研究会資料, MAG-14-29 (2014)
- 2) H. Tanaka, K. Nakamura, O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, Vol. 40, pp. 35-38 (2016).

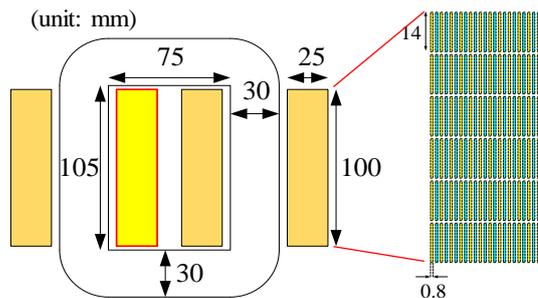


Fig. 1 Shape and dimensions of the amorphous transformer with interleaved-winding.

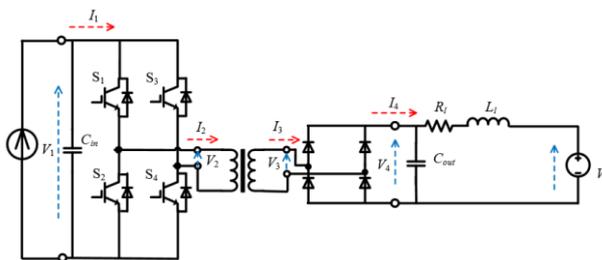


Fig. 2 Circuit configuration of the dc-dc converter for HVDC transmission system.

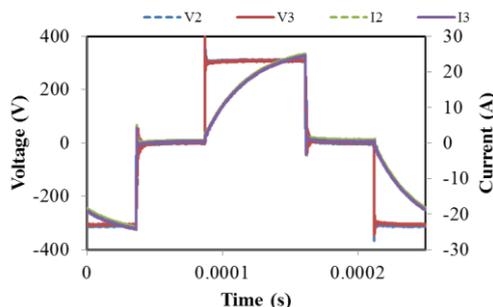


Fig. 3 Observed waveforms of the input and output voltage and current of the amorphous transformer (duty = 0.6).

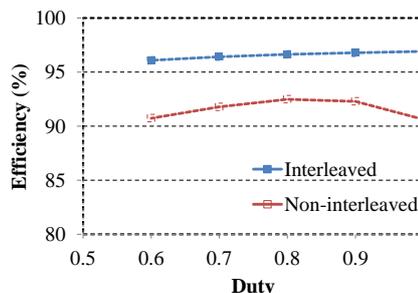


Fig. 4 Comparison of efficiency of the dc-dc converters when the transformer has interleaved-winding and non-interleaved-winding.

周波数拡散を用いた DC-DC コンバータのノイズと効率に 及ぼす磁気飽和の影響

西島健一, 天池伸吾*

(富山高等専門学校, *日産エンジニアリング株式会社)

Influence of Magnetic Saturation on Noise and Efficiency
of DC-DC Converter with Frequency Spreading

K.Nishijima, *S.Amaike

(National Institute of Technology, Toyama College, *Nissan Engineering, Ltd)

はじめに

パワエレ分野で EMI ノイズ規格が 150kHz 以下にまで拡大される動きが IEC で行われている¹⁾。150kHz 以下の周波数範囲では最もノイズレベルが高い基本波からのノイズ対策が必要となる。筆者は、ノイズ対策手法として、フィルタと周波数拡散機能の両面から最適な低減化を図るための設計指針を検討している²⁾。

本報告では、電子機器の小型化トレンドを阻害しない電源ノイズ対策として周波数拡散によるノイズ低減と変換効率に及ぼす磁気飽和の影響について述べる。

実験方法と結果

実験は昇圧形 DC-DC コンバータ ($V_{in}=7.2V \rightarrow V_{out}=12V$, $f_s \approx 110kHz$) を用い、PWM 制御 IC の周波数設定端子に三角波 ($f_m \approx 300Hz$) を RC カップリング入力することでスイッチング周波数を変調させている。周波数拡散で周波数が低周波に変調したときに、ON 時間が長くなり、大きい電流が流れ、インダクタ L の定格電流を超えて磁気飽和する可能性がある。実験では、磁気飽和の影響を調べるために L 値が同じ 47 μH で定格電流が 2.8A (磁気飽和なし) と 0.62A (磁気飽和あり) の異なるインダクタを用いて、伝導ノイズ (コンバータの入力 V_{in}) と効率 (P_{out}/P_{in}) の比較・検討を行った。その結果、定格電流が 2.8A のインダクタ (磁気飽和なし) では、周波数拡散の拡散幅を広げることでノイズ低減効果も大きくなり、このとき、出力電圧と効率はほぼ一定となった。これに対して、定格電流が 0.62A のインダクタ (磁気飽和あり) では、前者ほどのノイズ低減効果は得られず (8dBV 劣化)、このとき、出力電圧はほぼ一定を保つが効率は低下 (7% 劣化) した。図 1 に拡散幅 Δf に対する基本波ノイズ低減量と効率を示す。今後は、スイッチング電源と EMC の設計指針として検討を進めていく予定である。発表当日は詳細な実験・検討結果について述べる。

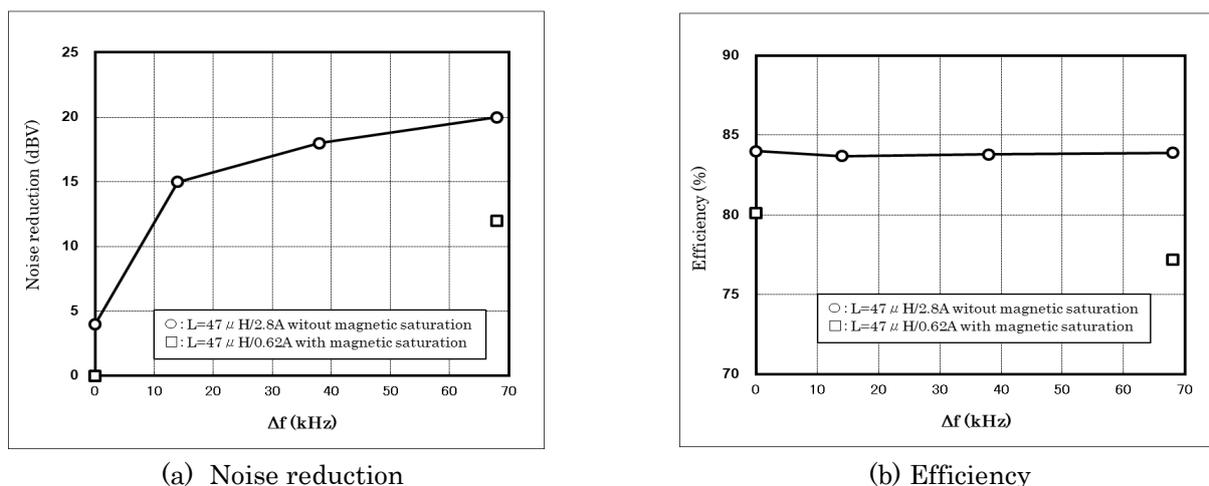


Fig.1 Noise reduction and efficiency for spreading width.

参考文献

- 1) Gerhard F.Bartak, Andreas Abart: *EMC'14/Tokyo*, 15P-B1(2014).
- 2) K.Nishijima, S.Ikeda: *Journal of the Japan Institute of Power Electronics*(in Japanese), **43**, pp.81-88(2018).

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望まれる。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。

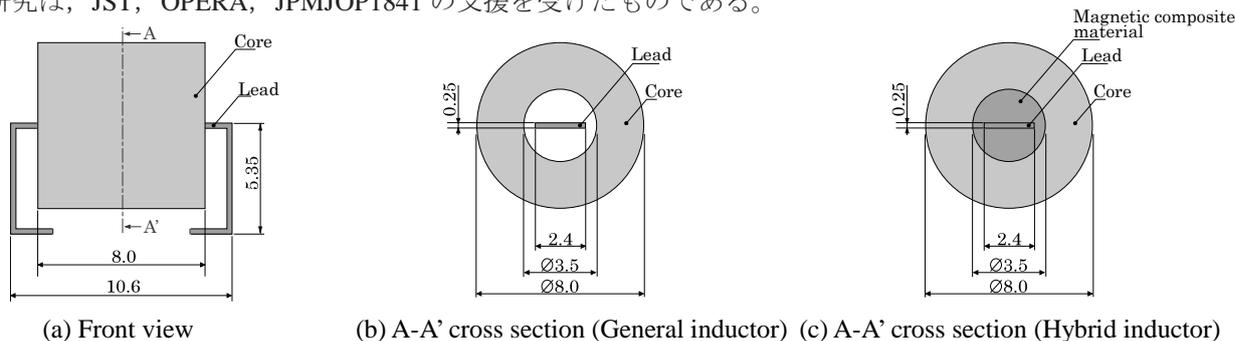


Fig. 1 Structure of inductors (unit: mm).

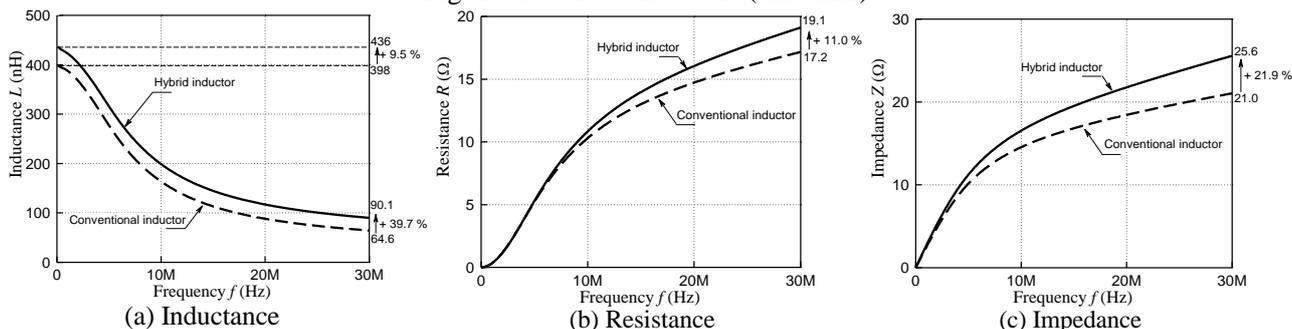


Fig. 2 Impedance vs. frequency of inductors.

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).

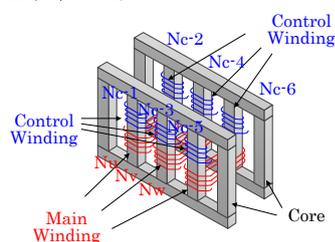


Fig.1 Appearance of the variable inductor.

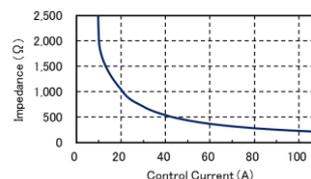


Fig.2 Control characteristics of Impedance.

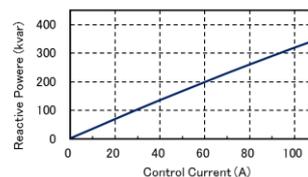


Fig.3 Control characteristics of Reactive power.

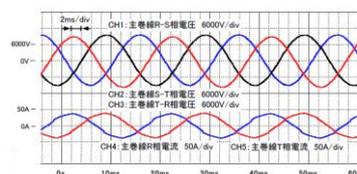


Fig.4 Waveforms of AC voltage and AC current.



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)

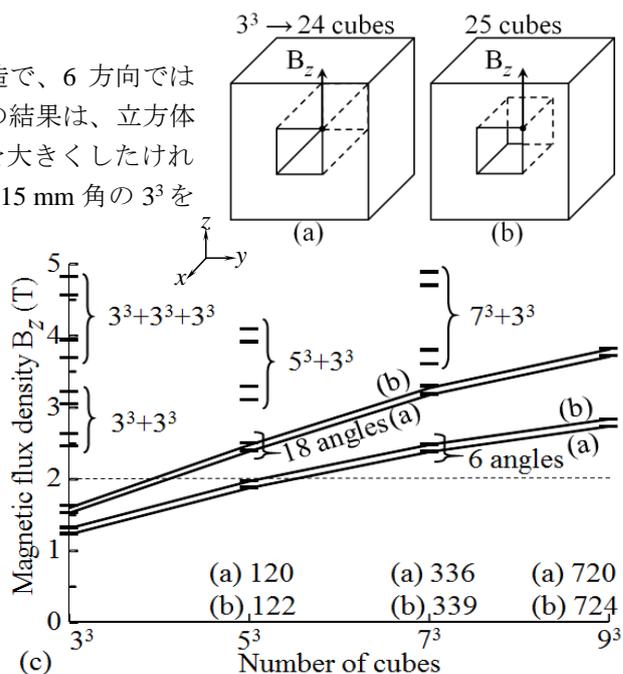


Fig.1 Two types of structure, (a) through-hole and (b) dead end. (c) Number of cubes and their magnetic flux density.

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.

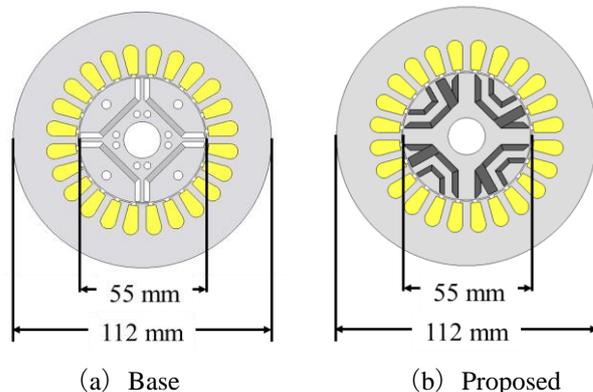


Fig. 1 Shape of the motors.

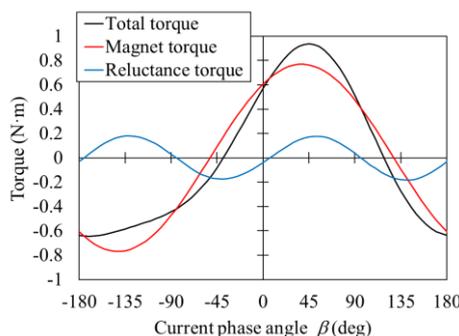


Fig. 2 Torque characteristics of proposed model.

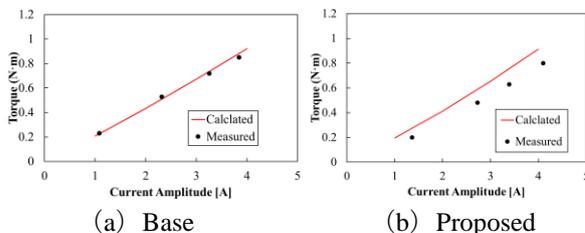


Fig. 3 Comparison of current-torque characteristics.

Table 1 Comparison of fundamental wave of back EMF

	Base model	Prpposed 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)

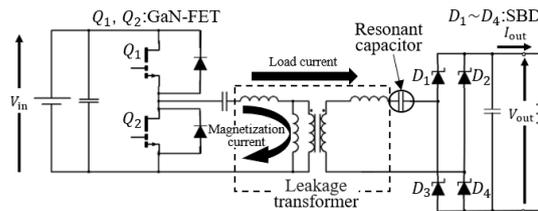


Fig. 1 LLC-LC resonant DC-DC converter

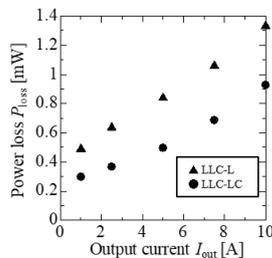


Fig. 2 Power loss of FET vs Output current

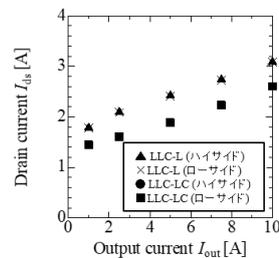


Fig. 3 Drain current vs Output current

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。

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

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。

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

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).

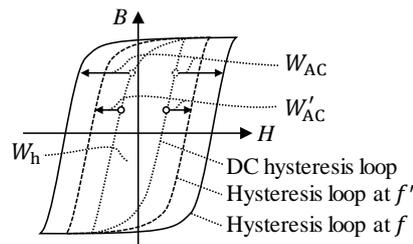


Fig. 1 Schematic of breakdown of hysteresis loop.

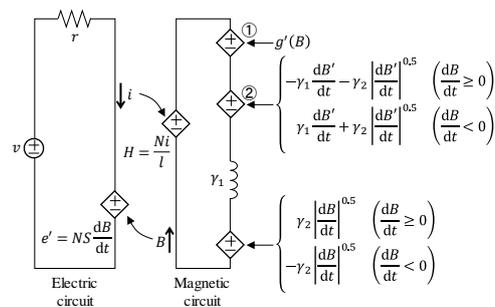


Fig. 2 Proposed magnetic circuit model.

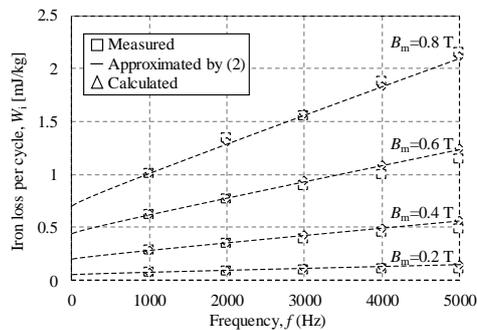


Fig. 3 Frequency performance of iron loss per cycle of nanocrystalline cut core.

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

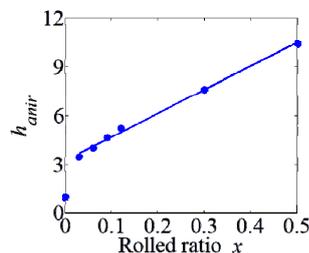
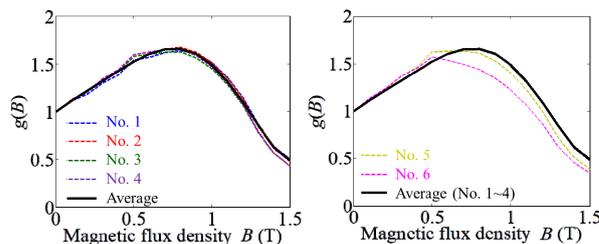
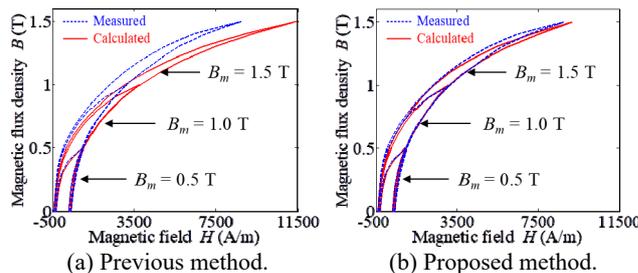


Fig. 1 Relationship between rolled ratio x and h_{anir} .



(a) Rolled ratio 3 to 12 %. (b) Rolled ratio 30 and 50 %.
Fig. 2 $g(B)$ of each test sample and those average value.



(a) Previous method. (b) Proposed method.
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。

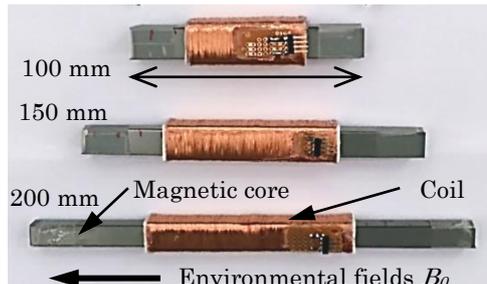


Fig. 1 Magnetic field power generators

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。

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

S_l ; 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.

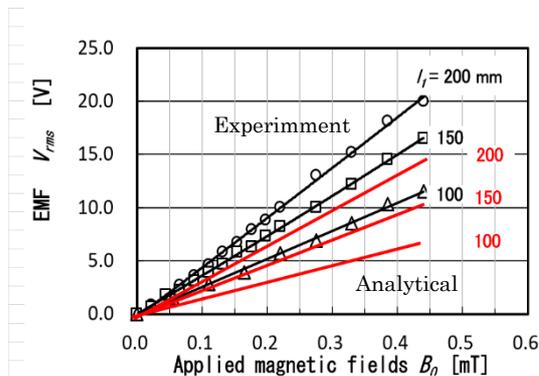


Fig. 2 EMF (Analytical and experimental)