

有限要素法解析を用いたマイクロストリップ線路型プローブによる高周波透磁率最適化

今井優希¹, 沖田和彦², 薮上信^{1,2}
(¹東北大学, ²Tohoku-TMIT 株式会社)

Simultaneous Measurement of Permeability and Permittivity Using a Microstrip Line-Type Probe

Y. Imai, K. Okita, S. Yabukami

(¹Tohoku University, ²Tohoku-TMIT, Ltd.)

1. はじめに

マイクロストリップ線路型プローブと有限要素法電磁解析を用いて、厚膜磁性材料の高周波透磁率を評価し、反磁界による測定誤差を抑制できた。

2. 計測方法

Fig. 1 にプローブおよびサンプルの配置の概要図を示す。市販のノイズ抑制体シート(トーキン製NSS NSS(EFS-02))をマイクロストリップ線路型プローブ[1]にPETフィルム(約250mm厚)を介して近接配置し、電磁石を用いて強磁界(2 T)中でキャリブレーションし、磁界0にして、透磁率の寄与分のみ反映された透過係数 S_{21} を得た。 S_{21} から(1)式により磁性体の等価的インピーダンス Z を求めた。

$$Z = R + j\omega L = 2Z_o \frac{(1-S_{21})}{S_{21}} \quad (1)$$

ただし Z_o は特性インピーダンスである。2次元有限要素法(Ansoft Maxwell 2D)を用いて磁性体の比透磁率とインダクタンスの関係を求め、実数部透磁率は(1)式から測定されたインダクタンス L を満たすように最適化した。透磁率虚数部は(1)を用いて $\mu_r''/\mu_r' = R/X$ を仮定して換算した。

3. 計測結果および考察

Fig. 2 はトーキン製ノイズ抑制シート(EFS-02, 10 mm×2 mm, 厚み200 μm)の透磁率測定結果を示したものである。実線は本手法による測定結果であり、破線はNicolson-Ross-Wier法[2]による測定結果(サンプルサイズは外形4 mmのトロイダルサンプル)の評価結果を示している。4 GHz付近で強磁性共鳴により虚数部が最大値になるところを含めて、両者の測定結果はほぼ対応した。筆者らのマイクロストリップ線路型プローブを用いた透磁率換算では、磁性体へ厚み方向の磁界成分により反磁界により強磁性共鳴が10 GHz程度へシフトし、材料固有の透磁率評価が困難であった[3]。一方、本手法では有限要素法解析の中に、磁性体の反磁界の影響が加味された状態で透磁率とインダクタンスの関係が出力されるため、反磁界による誤差が低減でき、材料固有の高周波透磁率が評価できたと考えられる。

謝辞

透磁率評価にご協力いただいた東北大学齊藤伸教授、岩動大樹様に感謝します。本研究の一部はJST大学発新産業創出基金事業可能性検証(JPMJSF23C4)により実施した。

参考文献

- [1] S. Yabukami et al., *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 58, 6100305(2022).
- [2] A. M. Nicolson et al., *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, 377 (1970).
- [3] K. Takagi et al., *Journal of Magnetics Society of Japan*, vol. 46, 102 (2022).

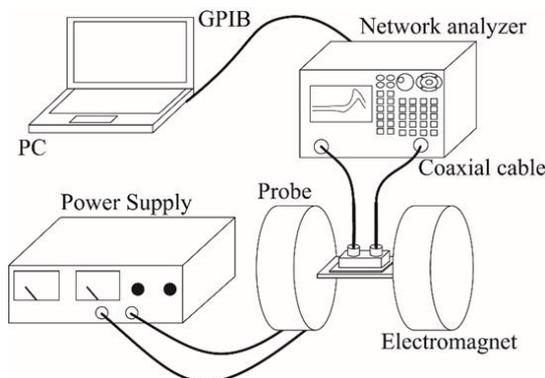


Fig. 1 Schematic of measurement system.

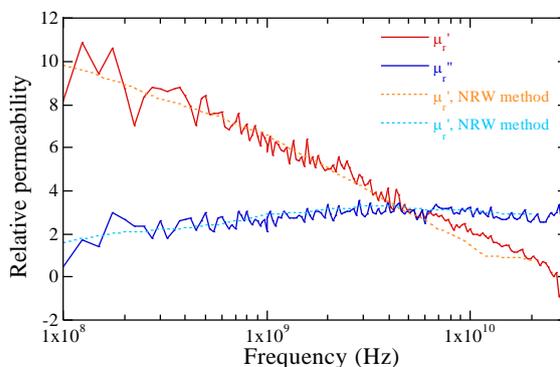


Fig. 2 Relative permittivity of NiZn ferrite sheet.

平行二本線路を用いた厚膜磁性体の透磁率測定に関する反磁界補正

益子朝日¹, 藪上信^{1,2,3}, 沖田和彦³

(¹東北大学 大学院工学研究科, ²東北大学 大学院医工学研究科, ³Tohoku-TMIT 株式会社)

Parallel line type permeameter for thick magnetic material to reduce the error of demagnetizing field

A. Mashiko¹, S. Yabukami², K. Okita³

(¹Graduate School of Engineering Tohoku University, ²Graduate School of Biomedical Engineering Tohoku University, ³Tohoku-TMIT, Ltd)

1. はじめに

第5世代移動体通信システムやスピントロニクスデバイスなどの利用により, 磁性材料や磁性薄膜の高周波透磁率を測定する必要性が高まっている. 高周波で使用されるフェライトなどのノイズ抑制体や電波吸収体は, 100 μm 以上の厚い試料が多い. このような厚い磁性材料評価では磁界印加時に発生する, 反磁界の誤差を抑制する必要がある[1][2]. 本稿では厚み方向の磁界成分を抑制する構造として, 平行二本線路による透磁率測定プローブを試作し, 反磁界による誤差を低減できたので, 報告する.

2. 実験方法

プローブはFig. 1のようにプリント基板(中興化成工業 CGK-500, 厚さ0.5 mm, 比誘電率5)に長方形の穴を切り取り, Tokin製NiZnフェライト(3 mm \times 3 mm, 厚み0.5 mm)をプリント基板の穴に入れ, 直径2 mm, 長さ3 mmの2本の銅線で挟み, 銅線とSMAコネクタを接続することで, プローブを作製した. プローブとネットワーク・アナライザーを同軸ケーブルで接続し, 磁性体を外部強磁界(2 T)でキャリアレーションを行ったのちに透過係数(S_{21})を測定した. また, Maxwell 2D(Ansoft製)による2次元有限要素法による渦電流解析によってプローブの磁場解析および電解解析を行った. これにより磁性体の透磁率とインダクタンスの関係を求め, 透磁率実部を最適化するとともに, 伝送線路としての特性インピーダンスも求めた. 比透磁率の虚数部は, 測定したインピーダンスの抵抗とリアクタンスの比を用いて求めた[1].

3. 実験結果

Fig. 2はプローブの断面における磁界解析による磁束線図を示したものである. 周波数は1 GHzであり, 平行2本導体に互いに逆方向の高周波電流を印加し, 磁性体内部等の磁束密度を求めた. サンプル内部の磁界はほぼ面内成分を持ち, 厚いサンプルでも磁場の垂直成分がキャンセルされ, 反磁場による測定誤差が抑制されると考えられる. 電磁界解析結果より, プローブの特性インピーダンスが50 Ω 付近であることを確認した. Fig. 3は, 100 MHz-67 GHzにおけるNiZnフェライトシート(3 mm \times 3 mm, 厚さ500 μm)の透磁率をNicolson-Ross-Weir法[3]と比較したグラフである. ●は本測定結果であり, 実線および破線はNicolson-Ross-Weir法の測定結果を表している. 両者はほぼ一致した. 強磁性共鳴周波数は

約1.5 GHzで, 材料の固有の値と一致し, 提案手法が反磁界による誤差を抑制し正しい透磁率を評価できていると考えられる.

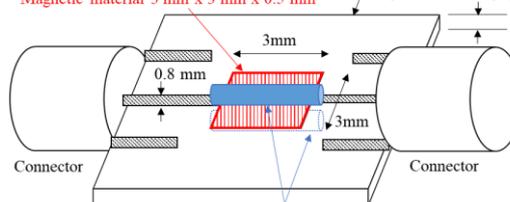
謝辞

磁性体透磁率評価にご協力いただいた東北大学齊藤伸教授, 岩動大樹様に感謝します. 本研究の一部はJST 大学発新産業創出基金事業可能性検証(JPMJSP23C4)により実施した.

参考文献

- [1] S. Yabukami, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 58, No. 2, p. 1-5 (2022).
- [2] K. Takagi, *Journal of Magnetics Society of Japan*, vol. 46, no. 6, pp. 102-106 (2022).
- [3] A. M. Nicolson and G. F. Ross, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, Vol. 19, 377-382 (1970).

Magnetic material 3 mm x 3 mm x 0.5 mm CGK-500, 0.5 mm thick, $\epsilon_r \approx 5$



Two Cu wires (2 mm ϕ), symmetrical above and below the sample
Fig. 1 Diagram of two parallel tracks

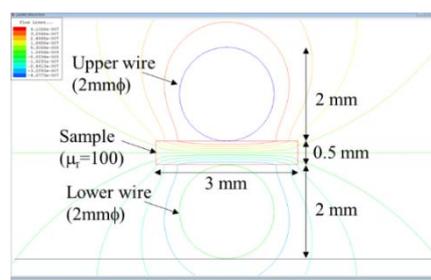


Fig. 2 Electric lines of force in the cross-section of the parallel wires and sample obtained by two-dimensional electric field analysis (1 GHz).

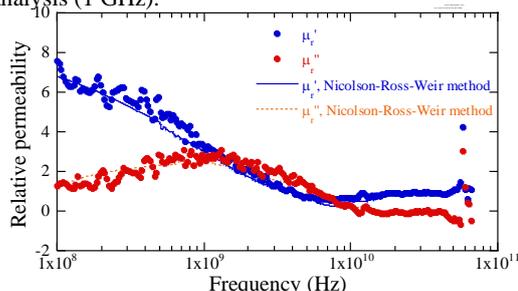


Fig. 3 Measured permeability of NiZn ferrite(3 mm x 3 mm, 0.5mm-thick).

スリット付き高周波駆動薄膜磁界センサの磁界検出感度

鈴木 椋太¹, 本多 順一², トン タット ロイ¹, 藪 上 信^{1,2}⁽¹⁾東北大学 大学院工学研究科, ⁽²⁾東北大学 大学院医工学研究科)

Sensitivity of Coplanar Line Type Thin Film Magnetic Field Sensor with Slit

R. Suzuki¹, J. Honda¹, L. Tonthat¹, S. Yabukami²⁽¹⁾Graduate School of Engineering Tohoku University, ⁽²⁾ Graduate School of Biomedical Engineering Tohoku University,)

1. はじめに

表皮効果や強磁性共鳴を利用した高周波駆動薄膜磁界センサは、高周波帯で磁性薄膜によるインピーダンス不整合によりセンサ感度が悪化することが課題であった。この原因はキャリアの反射損失であり、磁性薄膜にスリットを設けることでインピーダンス整合が実現できた[1]。本稿では交流磁界印加によるAM変調信号の側波帯に対するスリット幅依存性について実験的に検討した。

2. センサ構造と実験方法

本センサは薄膜の幅方向を磁化容易軸となるように磁気異方性を制御した磁性薄膜(CoNbZr 薄膜), 誘電体薄膜(SrTiO 薄膜), コプレーナ線路によって構成されており、横幅 1.15 mm, 長さ 18 mm である[2]。CoNbZr 薄膜なしのコプレーナ導体のみで特性インピーダンスはほぼ 50 Ω に整合している。Fig. 1 に示すように磁性薄膜スリット幅を 6, 10, 26, 36, 50 μm としたセンサ素子をガラス基板上に作製した。透過係数(S_{21}) はセンサ素子に直流磁界をゆっくり変化させて高周波キャリアを通电し、ネットワークアナライザ(R3767CG, アドバンテクト)を用いて計測した。シグナルジェネレータ(8684D, アジレントテクノロジー)からセンサへ高周波キャリアを通电し、センサ素子にバイアス磁界を印加し、交流磁界(990 Hz, 1.6 A/m)を励磁してAM変調波および側波帯のスペクトルをスペクトラムアナライザ(8653EC, アジレントテクノロジー)で観測した[3]。

3. 実験結果

Fig. 2 に S_{21} 計測から得られたスリット幅ごとのセンサ感度と側波帯信号の大きさを比較した。センサ感度は交流磁界に対する側波帯の大きさを示す(1)式よりキャリアの信号強度と S_{21} の振幅の磁界の変化に対する勾配の積に比例すると仮定して評価した。

$$|V_o(\omega)| = J \cdot K \cdot \left(\frac{\Delta S_{21}}{\Delta H} \right) \quad (1).$$

ここで J はセンサに流れる電流, K は定数, $\Delta S_{21}/\Delta H$ は外部磁界の変化に対する S_{21} の変化量である。スリット幅 10 μm で振幅感度は最大となった。Fig. 2 よりスリットのないセンサと比較し、側波帯信号はスリット幅 10 μm のセンサでは 10 dB ほど信号が大き

くなった。センサの交流磁界に対する最大感度はおよそスリット幅 10 μm で得られることがわかった。これはスリットを設けることでインピーダンス整合による反射の抑制と実効透磁率の減少のトレードオフで決まっていると考えられる。

参考文献

- [1] T. Ishihara et al, Journal of Magnetic of Japan, vol.6 (2022).
 [2] H. Uetake et al, "Highly Sensitive Thin-Film Magnetic Field Sensor Meandering Coplanar Line", *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, vol. 51, No. 11, 4005003(2015).
 [3] 村山芳隆, 小澤哲也, 藪上信, 石山和志, 荒井賢一, "10⁻¹³ T 台の磁界検出分解能を有する高周波伝送線路型薄膜磁界センサ", 日本応用磁気学会誌 vol. 31, pp. 17-22(2007).

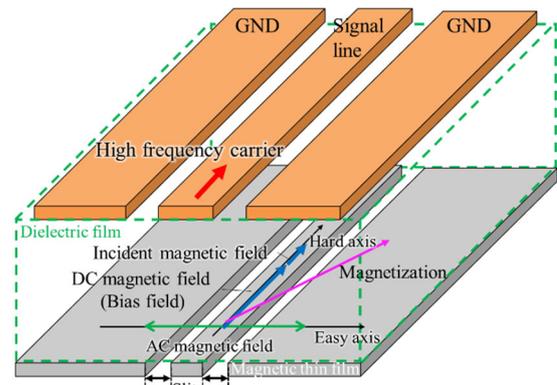


Fig. 1 Sensor structure

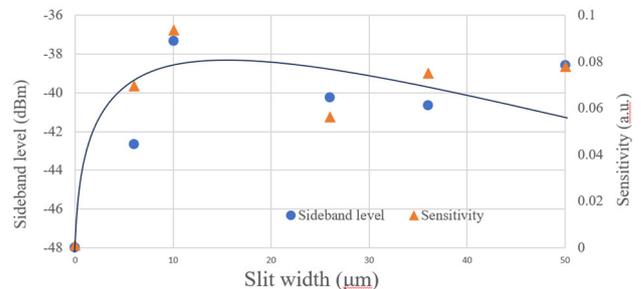


Fig. 2 Sensitivity & Sideband level VS Slit width of the sensor

謝辞

本研究の一部は JST 大学発新産業創出基金事業可能性検証 (JPMJSF23C4) により実施した。

等価磁気・電気回路を利用した MSL 上の磁性膜の透磁率推定

三上 貴大¹, 室賀 翔², 田中 元志³, チャカロタイ ジェドヴィスノプ¹,
阿加 賽見², 遠藤 恭², 藤井 勝巳¹

(¹情報通信研究機構, ²東北大学, ³秋田大学)

Permeability estimation of magnetic film placed on MSL using equivalent magnetic and electric circuit

T. Mikami¹, S. Muroga², M. Tanaka³, J. Chakarothai¹, S. Ajia², Y. Endo², K. Fujii¹

(¹NICT, ²Tohoku Univ., ³Akita Univ.)

はじめに 磁性ノイズ抑制シート (NSS) の開発のためには、高周波数帯域における透磁率測定が重要である。これまで、高精度な透磁率測定装置が提案されているが、大きな電磁石の準備や測定用サンプルの切り出しが必要である等、測定は簡便とは言えない。また、NSS の性能評価においては、IEC62333-2 に基づいて試作されたマイクロストリップ線路 (MSL) 上に磁性シートを配置した場合の伝送減衰率を測定する。この測定結果を利用して、NSS と線路の電磁気的な相互作用に関する情報を抽出し、伝送減衰率の測定と同時に透磁率が推定できれば、時間的、経済的なコストを大きく削減可能となる。

本研究では、MSL 上に配置した磁性膜の透磁率を、磁気・電気回路を利用して推定する方法について検討する。初めに、透磁率を変数として、磁性膜を配置した MSL の等価回路解析から S パラメータを算出する。次に、解析値を実験値にフィッティングすることにより、透磁率を求める。

評価対象 図 1 に、NSS として Co-Zr-Nb 膜を配置した MSL の概形を示す。MSL は、比誘電率 9.8 のアルミナ基板上に試作した¹⁾。信号線の長さ l_s は 10 mm、幅 w_s は 0.095 mm である。図 2 に、Co-Zr-Nb 膜の透磁率 (Meas.¹⁾) を示す。低周波数で比透磁率約 600、強磁性共鳴 (FMR) 周波数は約 1 GHz、抵抗率は $120 \mu\Omega\text{cm}$ である。

等価回路解析による透磁率の推定 Co-Zr-Nb 膜を配置した MSL の等価回路解析²⁾を利用して S パラメータを算出し、測定値との差異が最小になるようにフィッティングした。透磁率の実部と虚部をそれぞれ変化させ、測定値との差異が最小になる組み合わせを探索した。ただし、高周波数帯域は波長共振の影響が大きいと考え、3 GHz 以下でフィッティングを実施した。

図 3 に、フィッティング結果を実験値と比較して示す。フィッティング結果は実験値とおおむね一致した。ここで、 $|S_{21}|$ については、3 GHz 付近で FMR 損失による極小値が得られた。磁性膜が局所的に励磁されることにより反磁界が生じ、材料固有の FMR 周波数が高周波側にシフトしたと考えられる。図 2 中に、フィッティングから推定した透磁率 (Estimated) を示す。推定値は、実験値と 3 GHz 以下の周波数範囲で概ね一致した。反磁界による FMR 周波数のシフトについてもおおよそ補正されており、本手法の利用可能性が示された。

おわりに MSL 上に配置した磁性膜の透磁率を簡便な手法で推定できる可能性を示した。今後、波長共振の影響の低減や等価回路モデルの改善により、測定の高精度化、高周波数化を目指す。

謝辞 本研究の一部は、東北大学—NICT マッチング研究支援事業の支援を受けて実施された。

参考文献

- 1) S. Muroga et al: *IEEE Trans. Magn.*, 47(2), pp.300-303, 2011.
- 2) T. Mikami et al., *IEEE Trans. Magn.*, 59(11), #9201304, 2023.

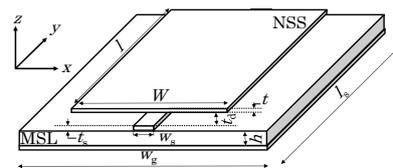


Fig. 1: MSL with Co-Zr-Nb film

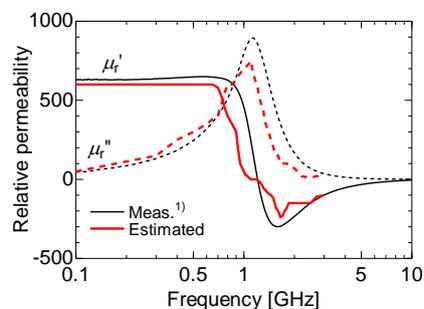


Fig. 2: Result of measured and estimated permeability of Co-Zr-Nb film

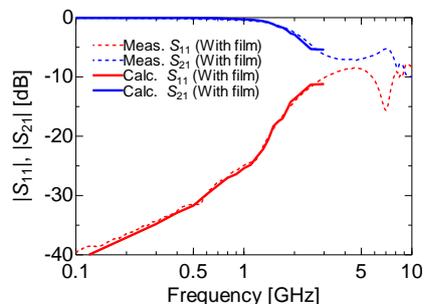


Fig. 3: Result of measured and calculated S parameter

ミアンダ・パラレル形状薄膜磁気インピーダンス素子の基礎特性およびジュール加熱の影響

田中 雄太*, 菊池 弘昭

(岩手大)

Effects of Joule heating on thin-film magneto-impedance element with meander and parallel

Y. Tanaka, H. Kikuchi

(Iwate Univ.)

はじめに

本研究では、外部磁界が印加されたときに透磁率が変化することを利用し、表皮効果やインダクタンス変化および強磁性共鳴に起因して素子の電気的なインピーダンスが変化する磁気インピーダンス(MI)素子に焦点を当てる。GHzの比較的高周波における高感度化の検討において、素子のインダクタンス分が寄与することがわかっており、その制御性を検討するためにミアンダ構造の素子について検討を行うとともに、ジュール加熱を適応し、ミアンダ構造の素子における磁気特性制御の可能性を検討した。さらに、素子の形状をパラレルとした場合の影響についても検討した。

実験方法

本研究で用いた試料は、CoZrNbの磁性膜合金にCuの電極を取り付けた構造となっている。薄膜は、フォトリソグラフィとマグネトロンスパッタリングにより作製した。また、磁気インピーダンス素子では、磁化容易軸を素子幅方向に制御した場合に高感度が見込めるため、真空中で400°C、3 kOeの静磁界中で1時間の熱処理をおこなった。一方、異方性を未制御な素子において、125 mAで1分間ジュール加熱をおこない、磁気インピーダンス特性に及ぼす影響を検討した。加熱時には磁石を用いて素子幅方向に磁界を印加した。作製した素子のインピーダンスは、ネットワークアナライザ及び、ピコプローブを使用し反射法で測定した。反射点における反射係数をネットワークアナライザにより測定し、インピーダンスを算出した。

実験結果

図1(a), (b)は駆動周波数が100 MHz, 1 GHzのときのインピーダンスの外部磁場特性を示した図である。一例として、素子幅40 μm で1ターンのミアンダ形状の素子を示している。素子長は0.5 mmとした。SFAは、磁場中熱処理をおこなった素子である。他は、ジュール加熱の有無で比較している。ジュール加熱をすることにより、磁気異方性が誘導されていることは確認できるが、素子作製の段階で磁場中熱処理をおこなったものと比較すると感度は劣る。一方で周波数1 GHzでは、ジュール加熱をしたものと、SFAとは一致している。これは、SFAとジュール加熱時の印加磁界の違いに起因しているものと考えられる。磁性体がミアンダ形状では、素子間隔が狭いとインピーダンスの変化率は高くなった。間隔が狭いと相互インダクタンスは強くなるが、ミアンダ形状では負に働くので全体でのインダクタンスは低下する。磁界ゼロ時のインダクタンスが低下したことが変化率を上げた可能性がある。

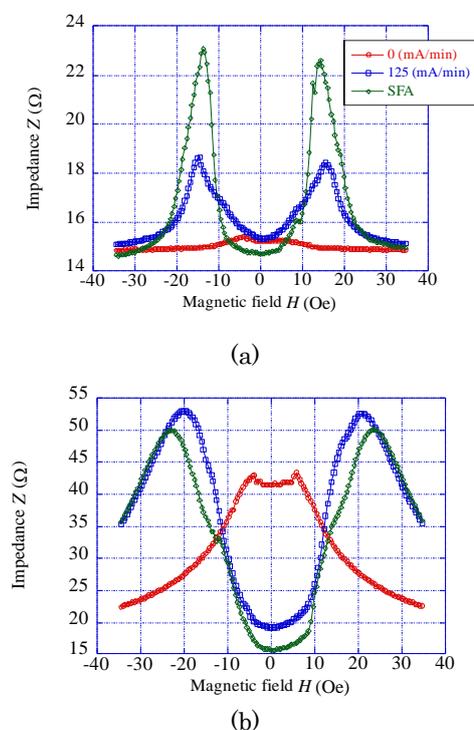


Fig. 1 Dependence of impedance on external magnetic field at (a) 100 MHz and (b) 1 GHz.

パルス励磁 MI センサの印加電流波形に関する考察

井立聖二、内山剛
(名古屋大学)

Study of Applied Current Waveform in Pulse Excitation MI Sensor

S. Idachi, T. Uchiyama
(Nagoya University)

はじめに

軟磁性ワイヤに高周波電流を流すことで表皮効果が生じ、それによってワイヤのインピーダンスが磁界の大きさに応じて敏感に変化する現象を Magneto-Impedance (MI) 効果と呼び、MI センサという磁気センサとして利用される。また MI 効果は、軟磁性ワイヤ周りに巻いたピックアップコイルに、磁界の大きさに応じた電圧を励磁することも確認されている^[1]。消費電力を削減するため、ワイヤへ印加される電流は、立ち上がり時間 t_r 、パルス高さ I_p のパルス電流 i_p (図 1) が用いられ、この時 i_p は、

$$i_p = \frac{I_p}{2} \left(1 + \sin \frac{2\pi t}{nt_r} \right)$$

で表される交流電流が、ワイヤへ印可されたときと同等の MI 効果を引き起こすとされる。ここで、 $n \cong 2 \sim 3$ である。パルス高さ I_p はコイルに励磁される電圧に影響を与えることが観測される。しかしパルス電流と同等の交流電流を印可した場合は、電流振幅はワイヤのインピーダンスに影響を与えないことが報告されており^[2]、パルス電流と交流電流の振幅や周波数の関係が明らかでない。

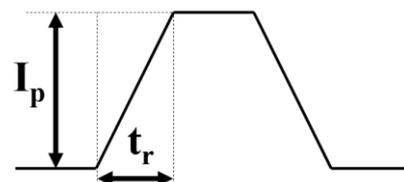


図 1 パルス電流波形

本報告では、アモルファスワイヤに印加するパルス電流の電流変化率 (I_p/t_r) と、ピックアップコイルに励磁される電圧の関係について検討し、報告する。

実験方法

図 2 にパルス励磁 MI センサの回路ブロック図を示す。400 ターンの 1cm 長ソレノイドコイルに $\phi 30 \mu\text{m}$ の FeCoSiB アモルファスワイヤを通した。

ワイヤ長及び電流制限用抵抗を変化させることで、印加パルス電流波形を調整し、その際のピックアップコイルに励磁される電圧振幅を計測した。印加パルス電流の波形から電流変化率を計測し、コイルに励磁される電圧との関係を調べた。

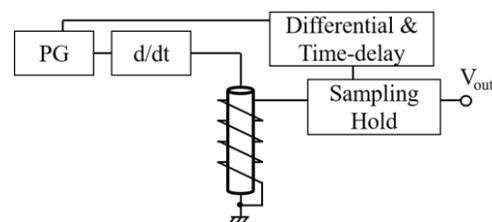


図 2 回路ブロック図

実験結果

図 3 に、パルス電流変化率に対するワイヤの磁場感度変化を示す。パルス電流の電流変化率に比例して磁場感度が変化する様子が示される。講演では、パルス電流と同等の交流電流と、パルス電流の関係性に関しても合わせて報告する。

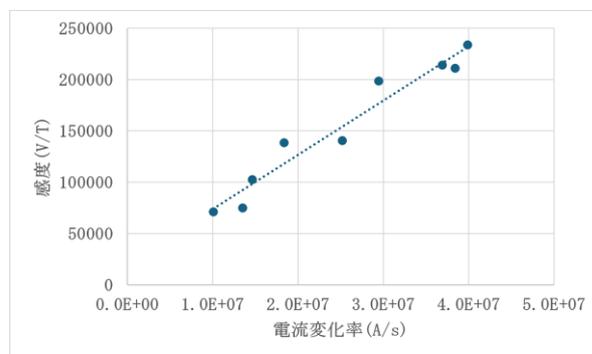


図 2 電流変化率と感度

参考文献

- 1) Kawajiri et al., IEEE Trans. Magn., 35(5), 1999
- 2) 武士田ら, 日本応用磁気学会誌, 18(2), 493-498, 1994.

高周波磁化測定の精度評価と高精度化

小野寺礼尚¹, 喜多英治², 柳原英人²

(¹茨城高専, ²筑波大)

Improvement of Precision and Accuracy Evaluation for Radiofrequency Magnetization Measurement

Reisho Onodera¹, Eiji Kita², Hideto Yanagihara²

(¹NIT, Ibaraki College, ²University of Tsukuba)

はじめに

電気自動車の発展に伴い、インバータの高周波化、高電圧化が進んでいる。これに応じて、電源トランスなどインダクタのコア材料も高周波数特性の性能向上、特性評価が求められている。一般的な $B-H$ ループアナライザーでは、リングコアに成形された材料の交流磁気特性を評価する。リングコアを用いることによって、反磁場を考慮する必要なく小さな磁場振幅で特性を評価することができるが、コアの成形など工程も多い。

一方、我々はハイパーサーミア用磁性流体の開発を目的に 20 kHz-1 MHz の交流磁場で材料磁化 M を測定できる交流磁化測定装置の開発を進めてきた¹⁾⁻³⁾。この装置の特徴として、リングコアの成形を必要としない試料の測定が挙げられる。本装置での測定では、直流バイアス下での交流特性評価時にヒステリシスループの原点を定められるなど、材料磁化を直接測定することの利得も大きい。一方で、軟磁磁気特性の測定に対応できる精度がないという問題がある。

この交流磁化測定装置を小さな保磁力をもつ軟磁性コア材料の高周波特性の評価に応用するためには、磁化の絶対値評価のための高精度(高分解能)化が必要となる。本研究では、測定精度を向上させるために現状の精度を厳密に評価し、改良すべき点の洗い出し・改善を行い、高精度化を目指した。

実験

磁化 M 、磁場 H の測定には、ピックアップコイルを用いた。 H には 1 回巻きコイルを用い、 M には Fig. 1 に示すような、5 回巻きの 8 の字コイルを用いた。8 の字コイルは 2 個のコイルを逆向きに接続してあり、 H の変化で生じる誘導起電力はキャンセルされ、一方のコイルに置いた試料磁化 M の時間変化 (dM/dt) による起電力を測定できる。

高精度化で問題となる測定検出系での位相回転を見積もるためには、履歴のない磁化過程を示す物質を標準試料とすることが望ましく、 Dy_2O_3 粉末を選択した。Fig. 2 に示したように、得られたループは原点付近で膨らみをもち、保磁力があるように見えている。 Dy_2O_3 は常磁性であり、渦電流の影響も無視できると考えられるので、この原因が測定系の位相ずれに起因するものと考えられる。

この位相ずれについて、ピックアップコイルおよび電源の動作周波数について検証した結果を当日報告する。

参考文献

- 1) A. Seki et al., J. Phys. Conf. Ser. **521**, 012014 (2014).
- 2) R. Onodera, E. Kita, M. Kishimoto, T. Kuroiwa, and H. Yanagihara, IEEE Trans. Mag. **57**, 6100605 (2021).
- 3) R. Onodera, E. Kita, T. Kuroiwa, and H. Yanagihara, JJAP **61**, 065003 (2022).

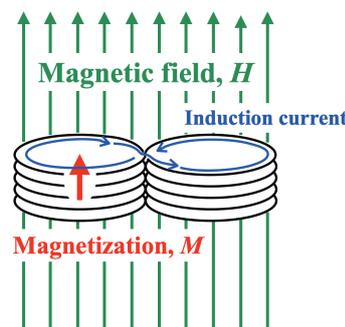


Fig. 1 ピックアップコイルの概念図。

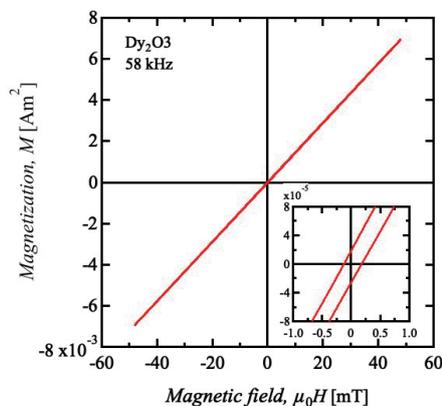


Fig. 2 Dy_2O_3 の $M-H$ ループ。挿入図は原点近傍。

高周波高磁場における鉄損計測

田中大暁, 萬年智介, 磯部高範, 喜多英治, 柳原英人

(筑波大)

Measurement of iron loss at high frequency and high magnetic field

H. Tanaka, T. Mannen, T. Isobe, E. Kita, and H. Yanagihara

(Univ. of Tsukuba)

1 はじめに

パワーエレクトロニクス分野では、次世代パワー半導体デバイスの活用が進んでおり、これに合わせてインダクタ・トランスのコアの高周波損失の低減が求められている。このためには高性能なコア材料の開発と、これを評価するための磁化過程、鉄損評価手法が必要である。我々は LC 共振回路を組み込んだ励磁コイルと 1 次微分型ピックアップコイルを用いて、数 MHz の全動的磁化過程の計測が可能であることを確認している¹⁾。本研究では、標準試料としてイットリウム鉄ガーネットおよび酸化ジスプロシウムを用いることで計測系の較正を行い、ソフトフェライトの数 MHz の大振幅磁化過程と鉄損を計測したので報告する。

2 方法

Fig. 1 に本研究で構築した磁化過程計測装置の概念図を示す。磁性体試料を励磁するために、GaN インバータ電源と LC 共振回路を用いることで、励磁コイル内に大振幅磁界を発生する。また、試料の磁化を 1 次微分型ピックアップコイルで検出する。励磁コイル電流とピックアップ信号をオシロスコープで計測し、PC で処理することで、磁化曲線を得る。装置を較正するために、標準試料としてイットリウム鉄ガーネット (YIG) 球と酸化ジスプロシウム (Dy_2O_3) を用いた。YIG は高周波用の軟磁性体であり、絶縁物であるため数 MHz 域では渦電流の影響も無視できると仮定すると、飽和磁化 M_S は既知であり、また飽和磁界は $H_S = M_S/3$ で与えられることから磁化と磁界の絶対値較正が可能となる^{2,3)}。一方、 Dy_2O_3 は絶縁物常磁性体であることから、磁気モーメントが印加磁界に対して線形に応答し、ヒステリシスを生じないと仮定することで、電流 (磁界) 測定と電圧 (磁化) 測定との位相補正が可能となる²⁾。

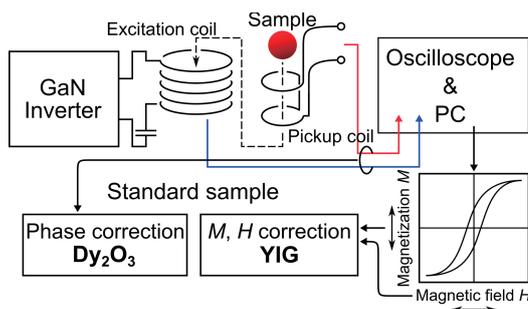


Fig. 1 Conceptual diagram of the system

3 結果および考察

Fig. 2 に Fig. 1 の実験系を用いて計測した 4.8 MHz における NiZn フェライト (直径約 1 mm のほぼ球状) の動的磁化曲線を示す。数 MHz の周波数においても、線形領域から磁化飽和に至るまでの全磁化過程の計測が可能であることが確かめられた。講演では、これらの磁化過程の測定結果から計算した鉄損の振幅依存性とその妥当性について発表する。

References

- 1) 田中大暁 他, 第 47 回日本磁気学会学術講演会, 27aD-10 (2023)
- 2) P. Lenox, L. K. Plummer, P. Paul, J. E. Hutchison, A. Jander, and P. Dhagat: *IEEE Magnetics Letters*, **9**, 6500405 (2017).
- 3) R. Onodera, E. Kita, T. Kuroiwa, and H. Yanagihara: *Jpn. J. Appl. Phys.*, **61**, 065003 (2022).

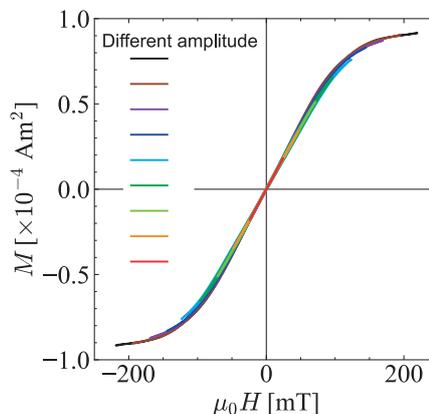


Fig. 2 Dynamic magnetization curve of NiZn ferrite sample (4.8 MHz)

電解鉄粉からなる磁心の Lasso 回帰を用いた損失推定

松本駿佑¹, 室賀翔², 児玉雄大², 阿加賽見², 遠藤恭^{2,3}

(¹東北大学工学部, ²東北大学工学研究科, ³東北大学先端スピントロニクス研究開発センター)

A loss estimation based on lasso regression for toroidal cores composed of electrolytic iron powders with different shapes

S. Matsumoto¹, S. Muroga², Y. Kodama², S. Ajia², Y. Endo^{2,3}

(¹Sch, Eng., Tohoku Univ. ²Grad, Sch, Eng., Tohoku Univ. ³CSIS, Tohoku Univ.)

はじめに 高周波トランスやインダクタ用の磁性材料の有力な選択肢として、金属系軟磁性粉末からなる圧粉磁心が挙げられる。圧粉磁心はフェライトよりも高飽和磁束密度であるが、高周波帯域で損失が大きいという課題がある。交流損失の低減を目指して、様々な実験的、解析的アプローチが検討されている。しかしながら、考慮すべきパラメータが膨大であり、設計指針の構築が困難という課題がある。この解決法の一つとして、機械学習の利用によって交流損失をプロセスパラメータや静的磁気特性から推定できる可能性が示された¹⁾。しかしながら、分類機能を持たない回帰モデルの精度が低く、損失発生機構の明確化に至っていない。本研究では、スタインメッツの実験式²⁾にある損失分離の考えに基づいて、変数を対数で扱うことにより、推定精度の向上を試みた。

評価方法 電解鉄粉の形状、プレス圧および熱処理温度がそれぞれ異なる9種類の圧粉磁心¹⁾を評価に用いた。

目的変数は、交流損失とし、その値はB-Hアナライザを用いて測定したB-Hループの面積から算出した。説明変数は、B-Hアナライザの印加磁束密度の振幅および周波数、磁心作製時におけるプレス圧および熱処理温度、4端子法によって測定した磁心の抵抗率、VSMを用いて測定した磁化曲線(図1)から求めた飽和磁化および保磁力、磁化曲線から抽出した主成分スコア(PC1-3)および次元削減後の座標(UMAP(X, Y, Z))とした。

データセットの総数は354であり、75%を学習用(Train)、25%を検証用(Test)に使用した。これらのデータは、PC1-3, UMAP(X, Y, Z)を除き、すべて対数値とした。

結果 学習の結果、印加磁束密度の2.2乗、周波数の1.4乗、熱処理温度の1.7乗に比例する交流損失の予測関数が得られた。交流損失が熱処理温度の関数として表されたことは、交流損失とプロセスパラメータの関係を定量化するために本手法が有効である可能性を示している。図2に、予測値を実測値と比較して示す。対数値を用いた場合の決定係数は0.96であり、真数値の場合(決定係数:0.08)¹⁾に比べ、交流損失の推定精度が向上した。この結果より、スタインメッツの実験式等の経験則に基づいた学習データの準備には、機構解析のために重要である。

謝辞 本研究の一部は、文部科学省革新的パワーエレクトロニクス創出基盤技術研究開発事業 JPJ009777 およびデータ創出・活用型マテリアル研究開発プロジェクト JPMXP1122715503 のもとで行われた。また、東北大学 CIES および東北大学 CSIS の支援のもとで行われた。

参考文献

- 1) S. Muroga et al., "An AC loss Estimation Based on Machine Learning for Toroidal Cores Composed by Electrolytic Iron Powder," 38th JIEP 2024, 15D2-3, 2024.
- 2) C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis", TAIEE, vol. IX, no. 1, pp. 1-64, 1892.

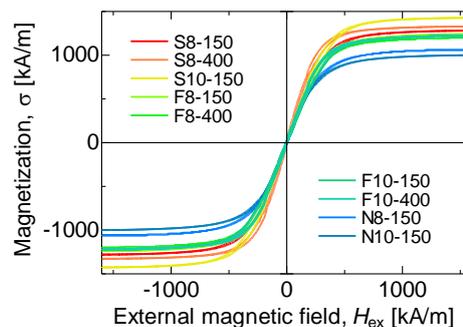


Fig. 1: Magnetization curves of the toroidal cores with different process parameters

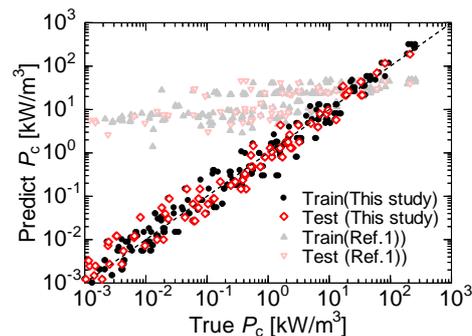


Fig. 2: Relationship between measured and predicted loss based on lasso regression

高周波磁界印加によるボンド磁石の渦電流損失評価

阿部 将裕、多田 秀一、山本 宗生、平澤 英之*
 (日亜化学工業株式会社、*新居浜工業高等専門学校)

Evaluation of Eddy Current Loss in Bonded Magnets Under High Frequency Magnetic Field

M. Abe, S. Tada, M. Yamamoto, H. Hirazawa

(Nichia Corporation, *National Institute of Technology, Niihama College)

まえがき

近年、モータの小型・高効率化がより一層望まれている。モータは高速回転させることで同一体格のまま高出力化が可能である。しかし高速回転させることによって生じる渦電流が急激に大きくなり、モータの磁石の温度上昇を引き起こし、これが熱減磁につながる。これに対して、磁粉と樹脂で構成されるボンド磁石は高い電気抵抗を有するため、高速回転への適用が検討されている²⁾。ボンド磁石は、磁粉やバインダ樹脂の組合せによって様々な種類があるが、高周波磁界印加による渦電流損失に関する系統的な検討はなされていない。今回、種々の異なる磁粉（組成違いならびに表面コートの有無）を用いたボンド磁石を作製し、高周波磁界を印加してその上昇温度から渦電流損失の影響を評価した。

実験方法

Table 1 に示す 4 種の磁粉を使用し、磁場中射出成形で $\Phi 10\text{-L7}$ ($P_c \approx 2$) の異方性ボンド磁石を作製した後、磁界: 4800 kA/m にて飽和着磁した試料を準備した³⁾。この試料に磁界強度: ± 8 kA/m、周波数: 100 および 370 kHz の高周波磁界を印加し、その時のボンド磁石の上昇温度を放射温度計で計測した。各印加周波数 f における ΔT (磁界印加 5 min 後の温度上昇量) を用い、2 周波法による鉄損分離を行い、得られた $\Delta T/f$ の傾きから発熱量における渦電流損失を評価した。

実験結果

実験結果を Fig. 1 に示す。A は f に対する $\Delta T/f$ の挙動が 1 次関数的に変化し、渦電流損失の存在を示している。同じく B-1 も 1 次関数的な挙動を示すが、その傾きは A と比べて小さく、また B-2 は傾きがさらに小さくなり、絶縁体である酸化磁石 C に近い変化を示した。A: $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ と B-1: $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$ の差は材質による電気抵抗の違い、また B-1: $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$ (コート無) と B-2: $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$ (コート有) の差は表面コートの有無による磁粉粒子間の渦電流発生の違いが影響しているものと考えている。講演ではさらに詳しく解析した結果について報告する。

Sample	Magnetic Powder	Classification
A	$\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$	Rare Earth Magnet (Metallic)
B-1	$\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$	Rare Earth Magnet (Nitride)
B-2	$\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3$ (Phosphate coated)	
C	Sr-Ferrite	Oxide Magnet

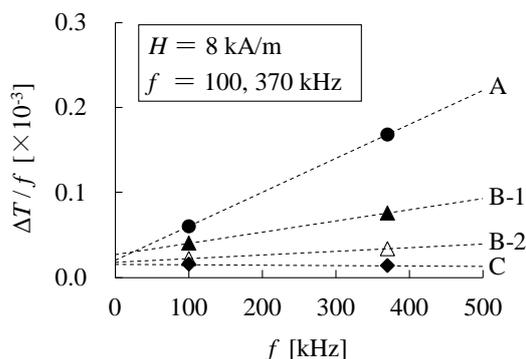


Fig.1 Exothermic Behavior of Bonded Magnets

【参考文献】

- 1) K. Yamazaki: *IEEJ Journal*, Vol.127, No.11, pp.715-718 (2007).
- 2) Y. Yoshikawa, T. Ogawa, Y. Okada, S. Tsutsumi, H. Murakami, S. Morimoto: *IEEJ. Trans. IA*, Vol.136, No.12, pp.997-1004 (2016).
- 3) K. Itoh, Y. Hashiba, K. Sakai, T. Yagisawa: *T.IEE Japan*, Vol.118-A, No.2, 98 (1991).

集磁ヨーク付ツインヘッド型光プローブ電流センサの基礎検討

金子 秀太¹, 曾根原 誠¹, 平井 大地¹, 須江 聡^{2,1}, 佐藤 敏郎¹, 宮本 光教², 久保 利哉²
(¹信州大学, ²シチズンファインデバイス)

Fundamental study of twin head type optical probe current sensor with magnetic yoke

S. Kaneko¹, M. Sonehara¹, D. Hirai¹, S. Satoshi^{2,1}, T. Sato¹, M. Miyamoto², T. Kubo²
(¹Shinshu University, ²Citizen Finedevice Co.,Ltd.)

はじめに

SiC や GaN の実用化に伴い、大容量（高電圧・大電流）の電源や数十 MHz 以上の超高速スイッチング電源が開発・使用されつつあり、これらの電源における電流を精度良く計測できる電流センサの要求が高まっている。筆者らは、in-situ で直流から数百 MHz の交流までの大電流を測定することが可能な Faraday 効果型光プローブ電流センサの開発を進めてきた^[1]。しかし本センサは被測定電流との距離にセンサ出力が依存する相対センサであるため電流の絶対値計測が困難という課題があった。本稿では、電流の絶対値計測を目指し集磁ヨーク付ツインヘッド型光プローブ電流センサを検討し、その試作・結果について述べる。

集磁ヨーク付ツインヘッド型光プローブ電流センサの構成

Fig. 1 にツインヘッド型光プローブ電流センサの干渉光学系の概略図を示す。本センサは光源、干渉計、センサヘッドおよび差動アンプからなり、片方のセンサヘッドの途中で PMF を 90° 回転融着することで Faraday 回転の符号を反転させている。これによって Faraday 回転角の合成を出力とすることができ被測定磁界を検出可能になる。この 2 本のセンサヘッドに Fig. 2 に示すように比透磁率 20 の Fe 系メタルコンポジットからなる集磁ヨークを用いることで、被測定電流が流れる導線の位置による出力の変化を抑制し、電流の絶対値計測を可能にする。また、外乱ノイズに対して差動となるためノイズの影響を軽減する効果も期待できる。

実験結果

Fig. 2 における集磁ヨークの開口部に導線 ($\phi 0.5$ mm) を通し、その導線に 20 A のパルス電流を流し、電流計測を行なった。Fig. 3 に示す①の位置に導線を通した場合の電流値（センサ出力）に対する②～⑤における電流値の変化率の結果を Table 1 に示す。同表にシングルヘッド型およびツインヘッド型の J-MAG Studio による解析値も併記する。ツインヘッド型にすることで電流の変化率は 5% 程度に抑えられたことが確認された。④と⑤で解析値と実測値に差が出た理由は、2 本のセンサヘッドの感度が一致していなかったためであると考えられる。発表当日は集磁ヨークの作製方法や解析・測定条件について詳細に述べる。

謝辞

本研究は、NEDO「官民による若手研究者発掘支援事業」共同研究フェーズ（2023 年度新エネルギー第 1002006 号）の助成を受けたものである。

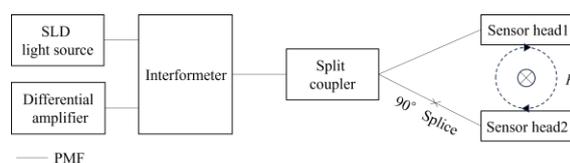


Fig. 1 Configuration of twin head type optical probe

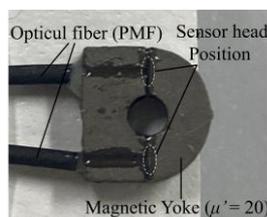


Fig. 2 Photograph of sensor head with magnetic yoke

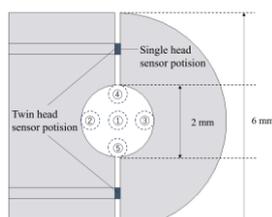


Fig. 3 Measurement position in sensor head

Table 1 Sensor output deviation in point ② to ⑤ from point ① in Fig. 3

Position	Single head simulation	Twin head simulation	Twin head measurement
②	-2.31 %	-2.45 %	-1.19 %
③	-2.53 %	-2.36 %	-2.4 %
④	+15.67 %	+3.54 %	+5.25 %
⑤	-8.4 %	+3.57 %	-2.46 %

参考文献

[1] T. Murakami, et al., "Investigation of sensor head with quadrangular pyramid magnetic yoke for optical probe current sensor with high sensitivity", *The papers of tech. meeting on magn., IEEJ, MAG-23-010*, 2023.

近傍磁界情報の機械学習によるオブジェクト検出を用いた プリント配線板上の磁界源推定

佐藤 雄亮¹, 室賀 翔², 鴨澤 秀郁¹, 田中 元志¹
(¹秋田大学, ²東北大学)

Estimation of magnetic field sources on printed circuit boards using object detection by machine learning of magnetic near-field information

Y. Sato¹, S. Muroga², H. Kamozaawa¹, M. Tanaka¹
(¹Akita Univ., ²Tohoku Univ.)

はじめに 電子機器内のプリント配線板(PCB)上における電磁ノイズの発生源や伝搬経路の推定のためには、配線や素子間の電磁界結合に関する定量的な情報が必要である。筆者らは、基板内の磁界源を、配線を通る電流とそのリターン電流で形成される単純な等価ループ電流としてモデル化することにより、ループ間の磁界結合を定量化する手法を提案した¹⁾。また、PCB上の伝送線路を磁界源とした場合の近傍磁界マップより、磁界源の面内の位置および寸法情報を抽出し、ループの高さと傾きの推定を試みた²⁾。その結果、磁界源の中心座標の誤差は最大 10 mm、長さの誤差は最大 34 mm であり、その検出精度向上が課題となった。本研究では、PCB上の配線から生じる磁界分布から磁界源のオブジェクト検出を行い、その位置座標および長さを推定する方法について、電磁界シミュレータ(HFSS, Ansys)と YOLO v4³⁾を利用して検討した。

評価対象 Fig. 1 に、評価対象とする PCB の概略図を示す。比誘電率 3.1、厚さ 1.5 mm の変性ポリフェニレンエーテル基板に、幅 $w_s = 0.8$ mm、厚さ 35 μm の MSL (microstrip line) を設計した。ここで、Fig. 1 の y 方向の信号線の長さを $l_s = 5, 10, \dots, 45$ mm (9 パターン) と変化させた。MSL に 1 GHz、-5 dBm の電力を印加することを想定し、MSL からの距離 $h_p = 1.5$ mm における x 方向の磁界分布 (磁界マップ) を電磁界シミュレータより取得した。磁界マップは、磁界強度の最大値が 0 dB となるよう規格化し、-60~0 dB の範囲でグレースケール画像とした。画像の寸法は磁界源中心から ± 25 mm の範囲とした。

オブジェクト検出器の学習 磁界源を、幅 w_m (0.8, 1.6, ... 5.6 mm)、長さ l_m (10, 15, ... 95 mm) が異なるループ電流モデルとし、近傍磁界分布の理論値を算出して学習データとした。ループの高さについては、評価対象とする配線基板厚の 2 倍の $h_m = 3.0$ mm、磁界観測面の高さを $h_p = 1.5$ mm として、磁界分布をビオ・サバルの法則に基づき算出した。このとき、磁界測定におけるノイズフロアのばらつきを考慮し、-30, -25, -20 dB のノイズフロアに対応するマップを作製した。各画像について、モデルの中心から横方向 ± 15 mm、縦方向 $\pm l_m/2$ の範囲を磁界源の範囲 (バウンディングボックス) としてアノテーションを行った。合計 378 個のデータを用いて、オブジェクト検出器 (YOLO v4) を学習した。

磁界源の検出 9 パターンの磁界マップを検出器に入力し、得られたバウンディングボックスから磁界源の中心座標と長さを推定した結果、すべての磁界源を正しく検出できた。検出例を Fig. 2 に示す。磁界源の中心座標と長さの平均誤差はそれぞれ約 0.10 mm, 1.6 mm であり、おおむね推定できることが確認された。

おわりに プリント配線板上の近傍磁界情報の機械学習を利用し、磁界源の検出を検討した。近傍磁界情報に加え、線路の寸法や配置に関する情報をオブジェクト検出器に学習させることで、磁界マップからの磁界源の長さおよび位置座標の推定精度が向上した。今後は、実測における検出について検討する。

参考文献

1) Y. Sato, et al., IEEE Trans. Magn., vol.59, no.11, #4000704, 2023. 2) 佐藤他, 第 38 回 JIEP 春大, 14B2-3, 2024. 3) A. Bochkovskiy, et al., arXiv preprint arXiv: 2004. 10934, 2020.

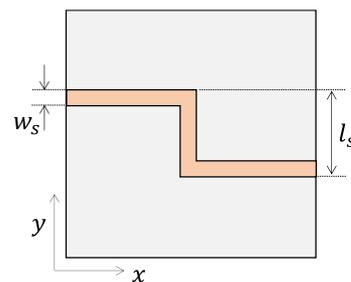


Fig. 1 Top view of PCB

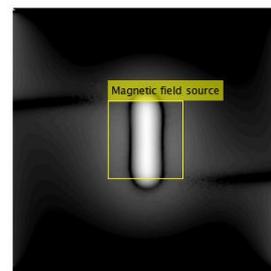


Fig. 2 An example of detected result ($l_s = 15$ mm)

大型磁束変調型磁気ギヤの実用的設計法に関する検討

角貴則, 中村健二, *武田啓司
(東北大学, *TDK 株式会社)

Practical Design Method for Large-Scale Flux-Modulated-type Magnetic Gears

T. Sumi, K. Nakamura, and *K. Takeda
(Tohoku University, *TDK Corporation)

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ことから保守が容易であり、トルク密度や効率も高いため、洋上風力発電用の増速ギヤとして実用化が期待されている。本稿では、大型の磁束変調型磁気ギヤについて、有限要素法 (FEM) を用いた実用的な設計法を検討したので報告する。

大型磁束変調型磁気ギヤの実用的設計法

Fig. 1 に、考察に用いた大型の磁束変調型磁気ギヤを示す。出力は12.8 MW, 直径は9600 mmである。内側の高速回転子の極対数は65, 外側の低速回転子の極対数は521であり、ギヤ比は9.02である。

FEM を用いてモータの電磁界解析を行う際には、磁束分布の周期性を利用して、部分モデルを用いるのが一般的である。一方、磁束変調型磁気ギヤはトルクリプルを抑制するため、内側回転子の極対数とポールピースの極数の最小公倍数が大きくなるように設計する。このため、磁束分布の周期性が悪く、解析モデルが大規模化する。例えば、Fig. 1 に示した磁束変調型磁気ギヤでは、2D-FEM であっても要素数が約125万になるため、最適設計を実用的な規模と時間で行うことは困難である。

そこで本稿では、Fig. 2 に示すように、周期性は無視して、内側回転子2極対分を切り出し、空隙の磁束密度分布を算定した。このときの要素数は約8万であり、約1/16に削減することができる。

Fig. 3(a) に、通常モデルと2極対モデルの空隙磁束密度波形の算定結果を示す。両波形は良好に一致していることがわかる。同図(b)は、FFTの結果である。この図を見ると、トルクに寄与する内側空隙の1次成分や外側空隙の8次成分がよく一致していることが了解される。

先行研究¹⁾より、空隙磁束密度のトルクに寄与する成分と脱調トルクの間には良好な相関があることが明らかにされていることから、提案の2極対モデルを用いることで、大型の磁束変調型磁気ギヤについて実用的な規模と時間で設計できる可能性がある。

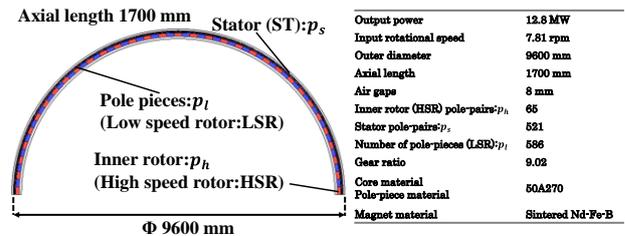


Fig. 1. Specifications of a large-scale flux-modulated-type magnetic gear.

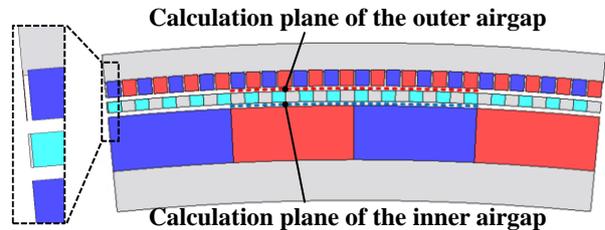


Fig. 2. Two-pole-pair model of the magnetic gear and the enlarged view at the edge.

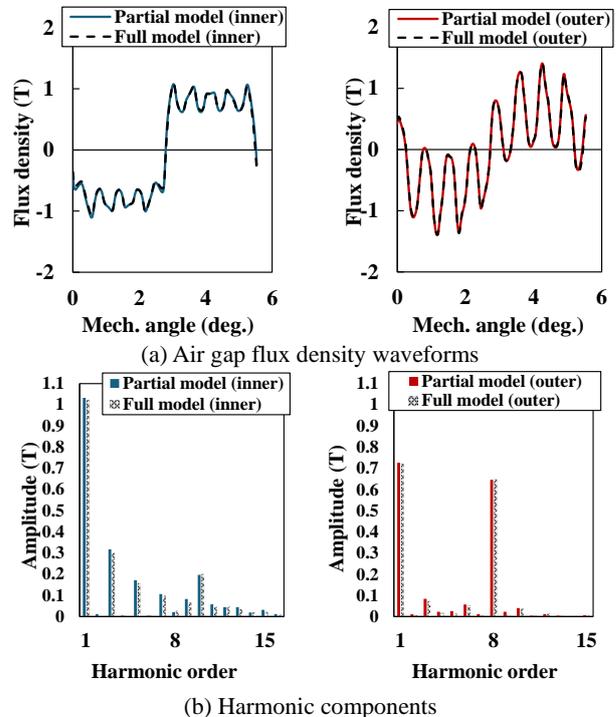


Fig. 3 Air gap flux density waveforms and their harmonic components (left: inner gap, right: outer gap).

参考文献

- 岡崎, 角, 中村, 進士, 武田, 日本磁気学会論文特集号, vol. 8, pp. 35-39 (2024)

磁気ギヤの入力トルクに対する周波数応答解析

岩城 圭悟, 中村 健二
(東北大学)

Frequency Response Analysis of Magnetic Gears for Input Torque

Keigo Iwaki, Kenji Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

磁束変調型磁気ギヤは、トルク密度や効率が高いことから実用化が期待されている¹⁾。また、スイッチトリラクタンس (SR) モータと磁気ギヤを組み合わせた場合、SR モータのトルクリプルが出力側に伝達されない可能性が報告されている²⁾。しかし、その詳細な理由については明らかにされていない。

そこで本稿では、磁気ギヤにリプルを有するトルクが入力された際の周波数応答について、数値解析を行ったので報告する。

磁気ギヤの周波数特性

Fig. 1 に、考察に用いた磁気ギヤの諸元を示す³⁾。インナーおよびアウターロータの極対数はそれぞれ 3, 31 であり、ギヤ比は 10.33 である。

Fig. 2 に、磁気ギヤの入力側から出力側へのトルク伝達を模擬する系を示す。この図に示すように、磁気ギヤは入力側のインナーロータと出力側のアウターロータが磁気的非線形ばねで結合された 2 慣性系で表される。本系において、時間変化する入力トルク $T_{in}(t)$ がインナーロータに入力され、アウターロータには負荷としてダンパが接続されている。ここで、入力トルク $T_{in}(t)$ を次式で与える。

$$T_{in}(t) = T_d + T_a \sin(2\pi ft) \tag{1}$$

上式の T_d および T_a はそれぞれ入力トルクの平均値および振幅であり、どちらも $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ とした。この 2 慣性系において、両ロータの運動方程式は次の非線形微分方程式で与えられることから、これを解くことで周波数応答特性を算定することができる。

$$J_{in} \frac{d^2\theta_{in}}{dt^2} = -\frac{T_{max}}{G_r} \sin(p_{in}\theta_{in} + p_{out}\theta_{out}) + T_{in}(t) \tag{2}$$

$$J_{out} \frac{d^2\theta_{out}}{dt^2} = -T_{max} \sin(p_{in}\theta_{in} + p_{out}\theta_{out}) - D \frac{d\theta_{out}}{dt} \tag{3}$$

なお、上式の数値解析には Matlab/Simulink R2024a を用いた。

Fig. 3 に、両ロータの周波数応答特性を示す。同図より、低周波側では入力ロータより出力ロータの方

がトルクリプルが大きいことがわかる。一方、高周波側では入力ロータのリプルは入力トルクのリプルである $1 \text{ N}\cdot\text{m}$ に、出力ロータのリプルは $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ にそれぞれ漸近しており、トルクリプルが出力側に伝達されないことが了解される。

参考文献

- 1) P. M. Tlali, et al., *ICEM 2014*, p. 544 (2014).
- 2) K. Iwaki, et al., *IEEE Trans. Magn.*, **59**, 8202005 (2023).
- 3) Mizuana, et al., *T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **4**, 52 (2020).

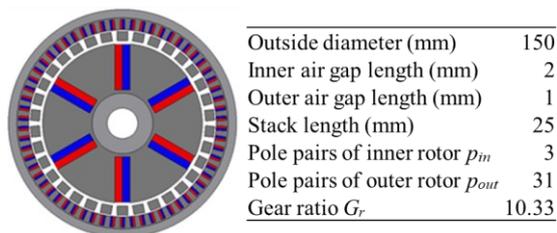


Fig. 1. Specifications of magnetic gear.

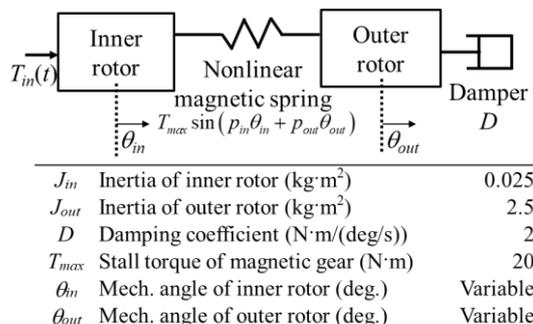


Fig. 2. Configuration of the two-inertia system.

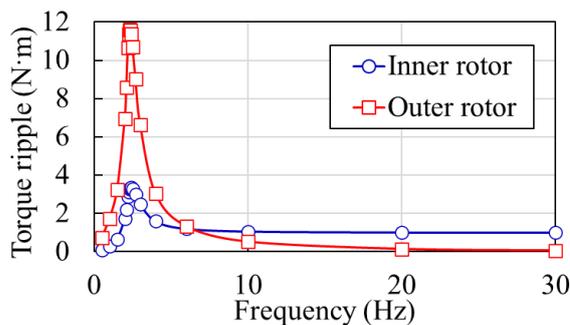


Fig. 3. Frequency response characteristics of torque ripple.

RNA による永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの鉄損算定

畠山駿斗, 中村健二, *大日向敬, *有松健司
(東北大学, *東北電力)

Iron Loss Calculation of Orthogonal-Core-type Variable Inductor with Permanent Magnets based on RNA
H. Hatakeyama, K. Nakamura, *T. Ohinata, and *K. Arimatsu
(Tohoku University, *Tohoku Electric Power Co., Inc.)

はじめに

先に筆者らは、直流制御磁束の磁路に永久磁石を挿入することで、無制御時にもある一定の大きさの無効電力を発生することができる新たな可変インダクタを提案し、良好な特性を有することを明らかにした。本稿では、リラクタンスネットワーク解析 (RNA) に基づき、本可変インダクタの鉄損の算定を行ったので報告する。

永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの鉄損算定

Fig. 1 に、永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの 3 kVA 級試作器の諸元を示す。鉄心材料は 0.35 mm 厚の無方向性ケイ素鋼板であり、磁石は磁石厚 1 mm, 3 mm, 5 mm のネオジウム焼結磁石である。

RNA モデルの導出では、まず解析対象である磁心を Fig. 2(a)のように分割し、各分割要素を同図(b)に示すような 3 次元の単位磁気回路で表す。ここで同図中のインダクタンスは鉄損を表しており、分割要素の寸法と材料の鉄損曲線から求まる。一方、積層鋼板を磁束が貫くことで発生する渦電流については、Fig. 3 の渦電流回路モデルを Fig. 2 の RNA モデルと連成することで考慮する。

Fig. 4 に、上述の RNA モデルを用いて求めた鉄損の計算値を示す。この図を見ると、どの磁石厚についても鉄損を精度良く算定できていることがわかる。

参考文献

- 1) 会津, 中村, 大日向, 有松, 日本磁気学会論文特集号, vol. 7, no. 1, pp. 67-72 (2023)

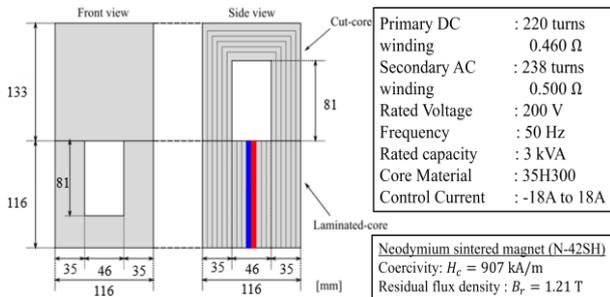
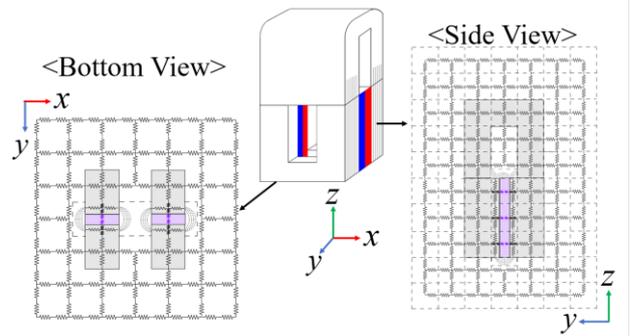
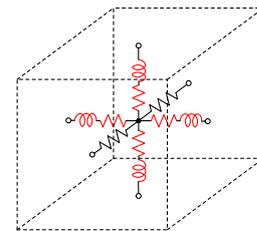


Fig. 1 Specifications of 3 kVA orthogonal-core-type variable inductor with permanent magnets.



(a) Core division



(b) 3D unit magnetic circuit

Fig. 2 Three-dimensional RNA model of orthogonal-core-type variable inductor with permanent magnets.

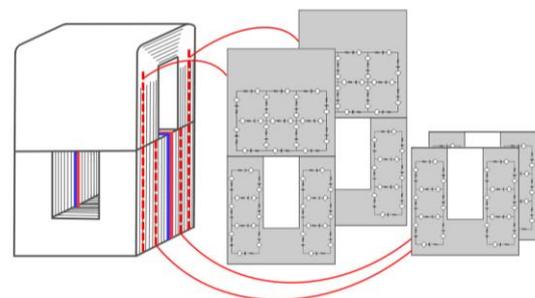


Fig. 3 Eddy current circuit model.

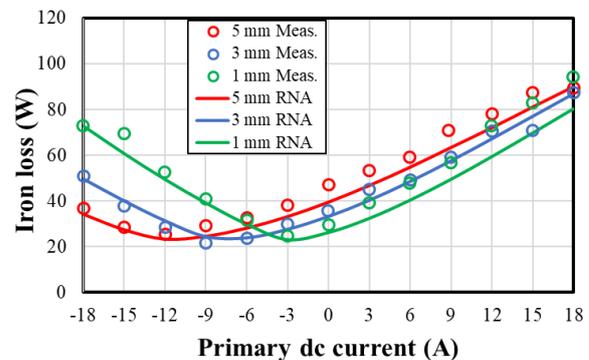


Fig. 4 Iron loss characteristics of the orthogonal-core-type variable inductor with permanent magnets.

小型EV用アキシアルギャップ型SRモータの磁氣的相互作用を考慮したシミュレーションモデルに関する基礎検討

永澤慎太郎, 中村健二
(東北大学)

Basic Examination of Simulation Model Considering Magnetic Interaction of Axial-Flux SR Motor for Compact EV

S. Nagasawa, K. Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

先に筆者らは、小型電気自動車 (EV) 用のアキシアルギャップ型スイッチトリラクタンス (SR) モータについて、高速回転時のトルク低下を改善するため、通電区間可変制御や平均トルク制御を提案し、駆動領域を大幅に広げること成功した¹⁾。一方で、これらの制御では、高速・高トルク領域において、実測値と計算値の間に乖離が生じることが判明した。そこで本稿では、上述の乖離が磁氣的な相互作用に起因すると考え、従来互いに独立とみなしていた各相の磁束について、他相からの影響を考慮できるようにシミュレーションモデルを改良したので報告する。

磁氣的相互作用を考慮したモデル

Fig. 1 に、考察に用いたアキシアルギャップ型 SR モータを示す。Fig. 2 に、MATLAB/Simulink 上に構築した SR モータのシミュレーションモデルを示す。Fig. 3 は、Fig. 2 中のモータモデルの中身である。モータモデルでは、まずコンバータからの入力電圧 V_u, V_v, V_w を用いて、次式を解くことで各相の磁束 ϕ_u, ϕ_v, ϕ_w を計算する。

$$\phi_{u,v,w} = \int (V_{u,v,w} - Ri_{u,v,w}) dt \quad (1)$$

次いで、他相の磁束の影響を考慮するため、次式のように、他相の磁束に係数 K を乗じて自相の磁束に加算する。

$$\phi'_{u,v,w} = \phi_{u,v,w} + K(\phi_{v,w,u} + \phi_{w,u,v}) \quad (2)$$

上式の磁束 $\phi'_u, \phi'_v, \phi'_w$ を電流ルックアップテーブル (LUT) に入力することで、磁氣的な相互作用を考慮した各相の電流が求まる。

Fig. 4 に速度-トルク特性の比較を示す。同図(a)の従来モデルでは、高速・高トルク領域において、実測値と計算値が乖離していることがわかる。一方、同図(b)の提案モデルでは、係数 K を適切に調整することで、全運転領域で実測を精度良く模擬できている。次いで、Fig. 5 に電流波形の比較を示す。同図(a)がトルク指令値 $40 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、速度指令値 700 rpm の結果であり、同図(b)がトルク指令値 $80 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、速度指令値 700 rpm の結果である。これらの図を見ると、提案モデルは波形レベルでは誤差が大きいことがわかる。

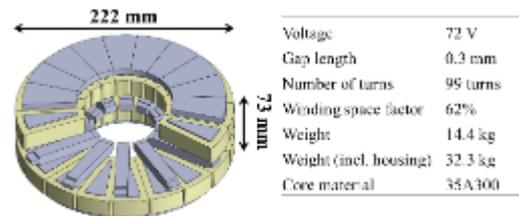


Fig. 1 Specifications of an axial-flux SR motor.

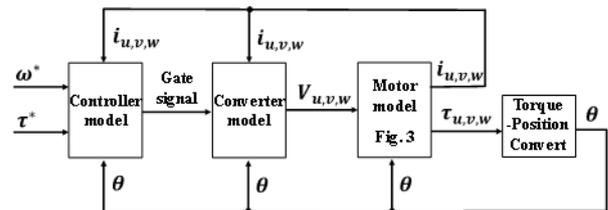


Fig. 2 Simulation model for the axial-flux SR motor.

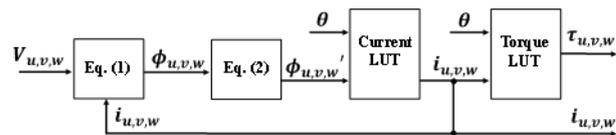


Fig. 3 Motor model considering magnetic interaction.

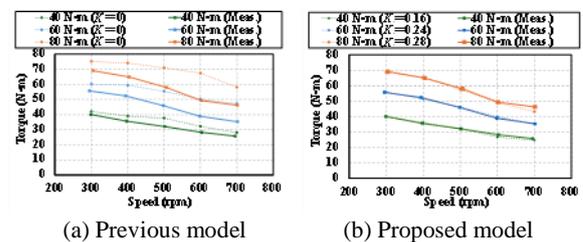


Fig. 4 Comparison of the speed-torque characteristics.

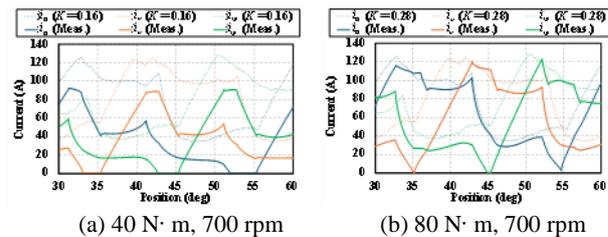


Fig. 5 Comparison of current waveforms.

参考文献

- 1) 西海悠介, 中澤貫太, 中村健二, 日本磁気学会論文特集号, vol. 8, pp. 45-51 (2024)

擬似 3D 解析を用いたアキシアルギャップ型

SR モータのトルク重量密度の最大化

阿部 洋央, 後藤 博樹 (宇都宮大学)

Maximization of weight-torque density of axial flux type switched reluctance motor using Quasi-3D analysis
 Hihiro Abe, Hiroki Goto (Utsunomiya University)

はじめに

近年, 航空機の電動化が注目されており⁽¹⁾, そのために, モータの高トルク密度化が求められている。そこで筆者らは高トルク密度が期待できる信頼性の高いモータとして, アキシアルギャップ型スイッチトリラクタンスモータ (Axial Flux Switched Reluctance Motor: AFSRM) に着目した。一方, AFSRM における解析では, 通常, 3次元有限要素解析(3D-FEA)を用いるため, 設計に膨大な計算時間が必要となる。そこで, 本研究では, 計算時間を短縮できる疑似3次元解析(Quasi-3D Analysis)⁽²⁾により, AFSRM のトルク重量密度の最大化について検討した。

トルク重量密度の最大化

Fig.1 に解析で用いた疑似3次元解析の概要を示す。3次元のモータモデルを半径方向に分割し, 各断面を2Dモデルとして扱うことで, 解析時間を短縮することが可能である。また, 今回使用するモータモデルを Fig.2 に示す。今回の検討では, モータ重量を 15kg 一定条件かで外径と軸長を最適化した。初めに, モータの外径を設定し, 次に重量が 15kg となるように, 軸長と内径を調整し, 各外径において, 平均トルクが最大となる軸長・内径を探索した。

解析結果

Fig.3 に外径 240mm, 300mm, 360mm のモデルにおける, 軸長, 内径変更時の平均トルクとトルク重量密度変化を示す。軸長が短くなると起磁力が低下してトルクが減少する一方, 軸長が長くなると内径が大きくなり, 漏れ磁束と磁気飽和によりトルクが低下する。また, Fig.4 に外径と平均トルクの関係を示す。今回の検討では外径が 300mm の時に最大トルク 142.1Nm, トルク重量密度は 9.47Nm/kg となった。なお, 解析時間については, 3D-FEA で解析した場合は 1モデルあたり 11625秒, 疑似3次元解析を使用した場合は 1587秒となり, 約7分の1に短縮できた。

参考文献

- 1)Wenping Cao, IEEE Trans. Ind Elec, vol. 59, no. 9, pp.3523-3531 (2012)
- 2)大石達也・後藤博樹: 電学研資, MD-23-094, pp.91-96 (2023)

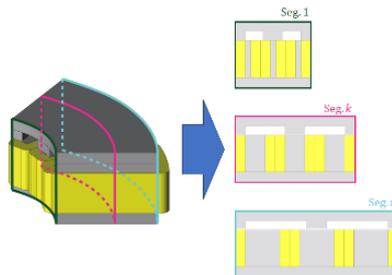


Fig. 1 Overview of quasi-3D analysis method.



Stator/rotor poles	18/12 poles
Weight	15.0kg
Current density	12.75A/mm ²
Rotation speed	3000rpm
Core material	35H300

Fig. 2 Specifications of AFSRM.

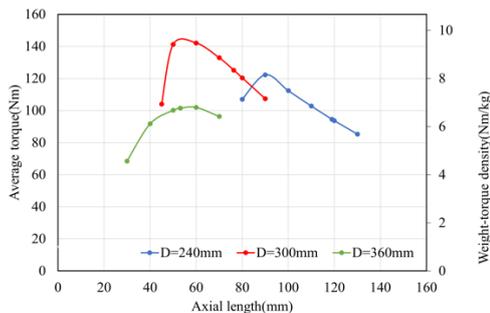


Fig. 3 Effect of axial length to the average torque and weight-torque density

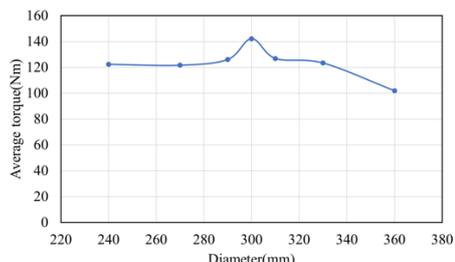


Fig.4 Effect of the outer diameter to the average torque at the optimized design

RNA に基づく可変磁束メモリモータの動特性算定

深田敏希, *羽根吉紀, 中村健二
(東北大学, *東洋大学)

Calculation of Dynamic Characteristics of Variable Flux Memory Motors based on RNA
Toshiki Fukata, *Yoshiki Hane, Kenji Nakamura
(Tohoku University, *Toyo University)

はじめに

可変磁束メモリモータは、永久磁石の磁力を能動的に制御することで、弱め界磁制御無しに幅広い可変速運転が可能であり、電気自動車への応用が期待されている。より高性能な可変磁束メモリモータの設計には、高速かつ高精度な解析法の確立が望まれるが、有限要素法 (FEM: Finite Element Method) による解析は絶対的な計算量が多く、計算時間の長大化が懸念される。そこで本稿では、モデルが簡便かつ高速計算が可能な磁気抵抗回路網解析 (RNA: Reluctance Network Analysis) を用いて、可変磁束メモリモータの特性算定を行い、算定精度について検討したので報告する。

RNA による可変磁束メモリモータの算定結果

Fig. 1 に、検討に用いた 3 相 24 スロット 16 極の可変磁束メモリモータの諸元を示す。Fig. 2 に、構築した同モータの 1 スロット分の RNA モデルの概略図を示す。なお、実際のモデルでは、磁束分布が複雑になる固定子極先端、エアギャップ、回転子磁石、回転子ヨークは、周方向に 0.5 度刻みで分割している。

Fig. 3 に、磁石磁力が一定のときの電流対トルク特性の計算値を示す。同図より、RNA と FEM の結果は良く一致しており、モデルの妥当性が了解される。

Fig. 4 に、磁石磁力を動的に変化させたときのトルク波形の計算結果を示す。解析において磁石の磁力は、 d 軸にパルス電流を印加することで変化させた (500 A@17 ms \rightarrow -50 A@54 ms \rightarrow -150 A@92 ms \rightarrow -500 A@130 ms \rightarrow 300 A@167 ms)。なお、 q 軸電流は一定である。この図を見ると、両者の傾向は一致しており、RNA によって可変磁束メモリモータの動特性が算定可能であることが了解される。一方、各磁化状態におけるトルクの平均値に差異が認められる。これは、磁化制御後の磁石の動作点が両モデルで一致していないためであると考えられることから、今後は動作点の動的な変化をより精度良く模擬できるよう RNA モデルの改良を行う予定である。

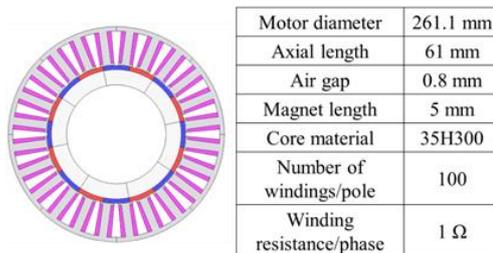


Fig. 1. Specifications of a variable flux memory motor.

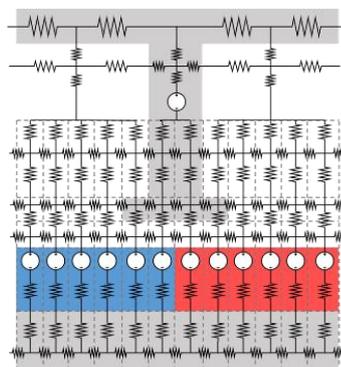


Fig. 2. Schematic diagram of RNA model for one slot of the variable flux memory motor.

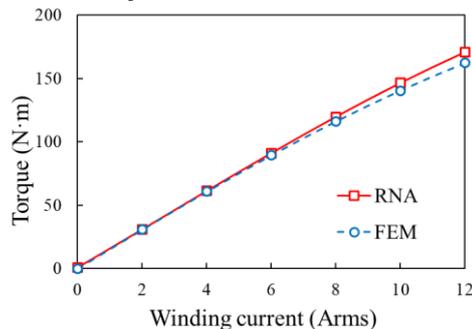


Fig. 3. Calculated current versus torque characteristics.

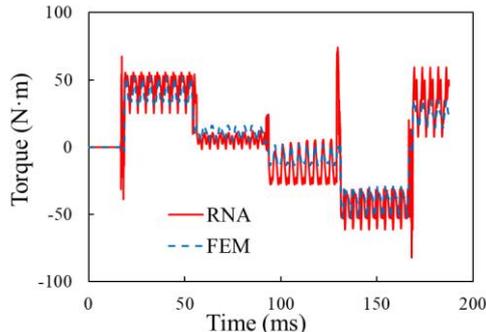


Fig. 4. Calculated torque waveforms when the magnetization of variable magnets is dynamically changed.

2次元リニアモデルを用いたアキシシャルギャップ型PMモータの最適設計に関する検討

柳沼昂志, 中村健二, *上田祐資, *木村勇登, *原 洸
(東北大学, *ヤンマーホールディングス株式会社)

Optimum Design of Axial-Flux-type PM Motors by using 2D Linear Model
Koshi Yaginuma, Kenji Nakamura, *Yusuke Ueda, *Yuto Kimura, *Takeshi Hara
(Tohoku University, *Yanmar Holdings Co., Ltd.)

はじめに

アキシシャルギャップ型モータはトルク発生面が軸長に依存しないことから、薄型化に有利であり、近年注目されている。ただし、モータ構造が軸方向に一様ではないため、3次元解析が必須となり、特にトポロジー最適化や遺伝的アルゴリズムなどを用いた最適形状・寸法の探索に膨大な時間を要する。そこで本稿では、アキシシャルギャップ型モータの3次元モデルを2次元リニアモデルに変換することで、実用的な最適設計法について検討を行った。

アキシシャルギャップ型モータの2Dリニアモデル

Fig. 1に、考察に用いたアキシシャルギャップ型永久磁石 (PM) モータの諸元を示す。Fig. 2に、導出した2Dリニアモデルを示す。ここで、同図中の R は、Fig. 1に示した直径 R であり、この円とそれぞれ固定子の外径および内径の円で囲まれた2つの面積が等しくなる長さとした。また、2Dリニアモデルの z 軸方向の長さは、固定子極の断面積が3Dモデルと一致する値とした。なお、FEMの解析にはJMAG-Designer ver. 23.0を用いた。

Fig. 3に、2Dリニアモデルを用いて算定した電流密度対トルク特性を示す。この図を見ると、2Dリニアモデルと3Dモデルの計算値はおおよそ一致していることがわかる。

次いで、Fig. 4に示す4つの寸法を設計変数として、2Dリニアモデルを用いて最適値の探索を行った。探索には、トルクと効率の最大化を目的関数とする多目的遺伝的アルゴリズム (GA) を用いた。

Table 1に、最適化前後のモデルの寸法と最大トルクを示す。また比較のため、GAで得られた寸法を用いて3Dモデルで算定した最大トルクを同表中に示す。この表を見ると、2Dリニアモデルで算定した最大トルクは、3Dモデルの結果と5%以内で一致しており、2Dリニアモデルによる最適設計の有用性が了解される。

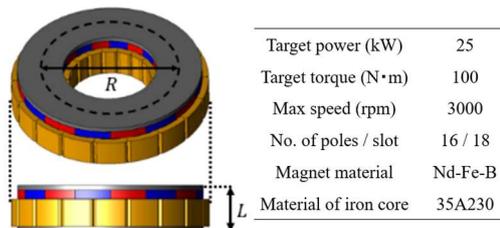


Fig. 1. Specifications of an axial-flux-type PM motor.

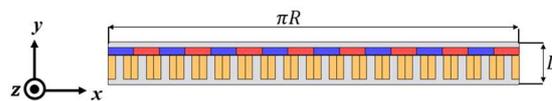


Fig. 2. 2D linear model of the axial-flux-type PM motor.

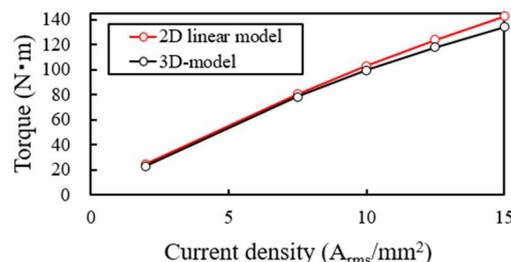


Fig. 3. Current density versus torque characteristics.

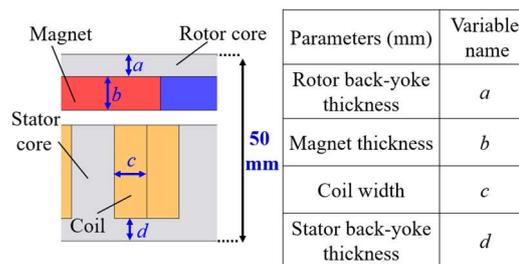


Fig. 4. Parameters to be optimized in the 2D linear model.

Table 1 Comparison of the initial and optimum models, and the maximum torques calculated by the 2D linear and 3D models.

		Initial model	Optimum model
Max. torque (N·m)	2D	103.0	107.5
	3D	99.3	105.3

フラックスリバーサルモータの最適な回転子極幅に関する一考察

角田捷太郎, 中村健二
(東北大学)

Optimum Rotor Pole Width of Flux Reversal Motors

Shotaro Tsunoda, Kenji Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

フラックスリバーサル (FR) モータは、二重突極永久磁石 (PM) モータの一種である。しかし、従来の二重突極 PM モータと異なり、磁石が固定子ヨークではなく、固定子極先端に配置されることから、磁石由来の巻線鎖交磁束の変化がバイポーラになる。よって、FR モータは一般的な PM モータと同等の性能が期待できる。また、回転子はスイッチトリラクタンス (SR) モータと同じ突極形の鉄心のみで構成されるため、アウターロータ構造も可能であり、電気自動車 (EV) のインホイールモータに適する。

本稿では、FR モータの最適な回転子極幅について基礎的な検討を行ったので報告する。

最適な回転子極幅に関する考察

Fig. 1 に、考察に用いたアウターロータ型 FR モータの諸元を示す。外形寸法は現有の小型 EV 用インホイール SR モータと等しくした。

Fig. 2 に、回転子極幅比の定義を示す。回転子極幅比 γ は、回転子極ピッチ θ_{pp} (deg.) と回転子極幅 θ_p (deg.) を用いて、次式で定義する。

$$\gamma = \theta_p / \theta_{pp} \quad (0 \leq \gamma \leq 1) \quad (1)$$

したがって、 $\gamma = 0.5$ のとき回転子の極幅とスロット幅が等しくなる。

Fig. 3 に、回転子極幅比とトルクの関係を示す。このときの巻線電流密度は 8.2 A/mm^2 である。この図を見ると、回転子極幅比が 0.33 付近でトルクが最大になることがわかる。なお、このとき回転子の極幅とスロット幅の比は $1:2$ である。

回転子の極幅とスロット幅が等しい一般的な $\gamma = 0.5$ に対して、それよりも極幅が狭い 0.33 付近でトルクが最大になった理由について考察する。Fig. 4(a) の $\gamma = 0.5$ のときの磁束線図を見ると、回転子極が隣接する固定子極をまたぎ N 極と S 極の磁石が磁氣的に短絡されていることがわかる。一方、同図(b)の $\gamma = 0.33$ の場合では、回転子極幅が固定子スロット幅よりも狭く、磁路短絡が生じていない。そのため、 $\gamma = 0.33$ 付近でトルクが最大になったと考えられる。

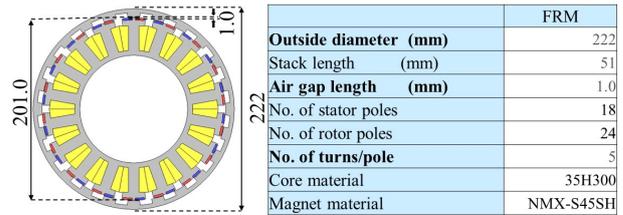


Fig. 1. Specifications of an outer-rotor-type FR motor.

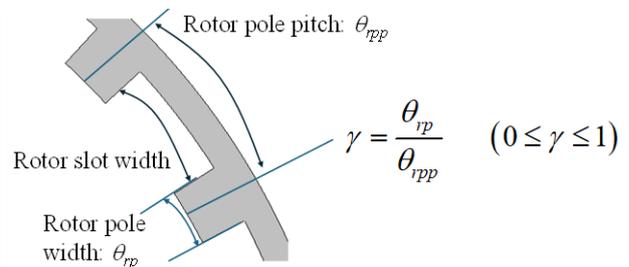


Fig. 2. Definition of the rotor pole width ratio.

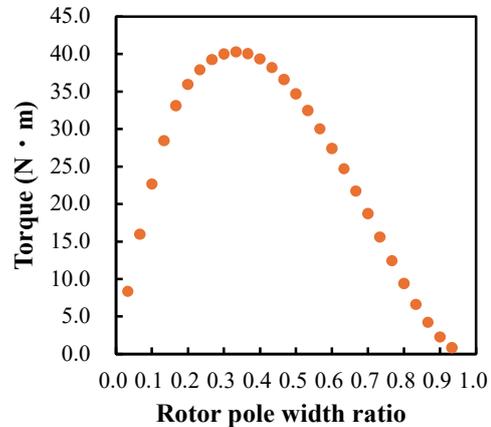


Fig. 3. Relationship between the rotor pole width ratio and torque.

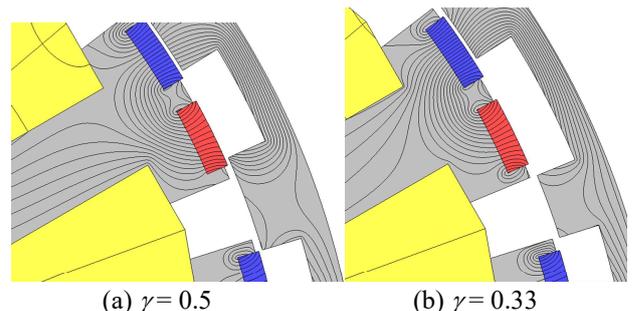


Fig. 4. Comparison of flux line diagrams for different rotor pole width ratios.

Characteristics of PMSM with $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ Hybrid Bonded Magnet

I. Cirozlar¹, S. Murakami¹, K. Nakamura¹, T. Ogawa^{1,2},

S. Yamamoto^{2,3}, N. Kobayashi², H. Yamamoto²

(¹Tohoku University, ²Future Materialz Co. Ltd., ³Sankei Giken Kogyo Co., Ltd.)

Introduction

This paper investigates the potential of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) employing a novel $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ hybrid bonded magnet. Three-dimensional finite element method (3D-FEM) and prototype tests are conducted to evaluate the torque and efficiency of the novel PMSM.

Characteristics of PMSM with Sm-Fe-N/Fe-N hybrid bonded magnet

Fig. 1 illustrates the geometric structure of a prototype PMSM. It is a three-phase, four-pole, six-slot, concentrated-winding, surface permanent magnet motor. The motor diameter is 54 mm. The stack lengths of the stator and rotor are 16 mm and 19.5 mm, respectively. The core material is non-oriented silicon steel with a thickness of 0.35 mm. The magnet is a novel $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ hybrid bonded magnet with a residual flux density of 0.53 T and a coercive force of 280 kA/m. Fig. 2 presents the parts of the prototype PMSM.

Fig. 3 shows the experimental setup. The prototype PMSM is driven by the three-phase PWM inverter with sensorless current vector control. The current phase angle is kept constant at 0 deg. The electrical input power, voltages, and currents are measured by the power analyzer, while the mechanical output power, rotational speed, and torque are detected by the motor analyzer.

Fig. 4 indicates the current density versus torque of the prototype PMSM. It can be understood from the figure that the prototype PMSM achieves the designed torque.

Fig. 5 represents the efficiency of the prototype PMSM. The measured maximum efficiency is about 89%.

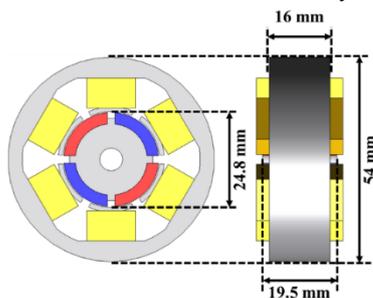


Fig. 1 Geometric structure of a prototype PMSM.

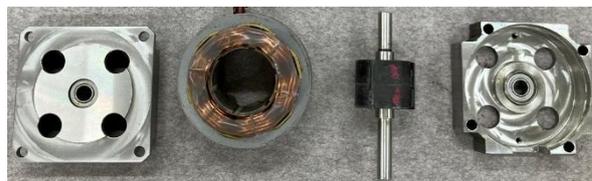


Fig. 2 Parts of the prototype PMSM (outer case, stator, rotor and shaft, outer case, from left to right).

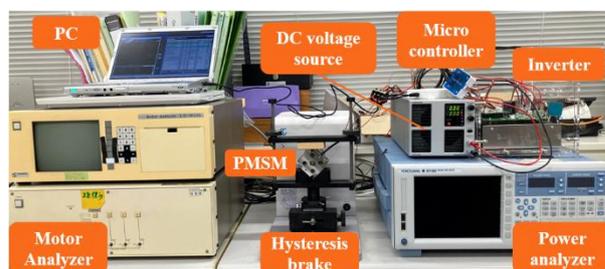


Fig. 3 Experimental setup.

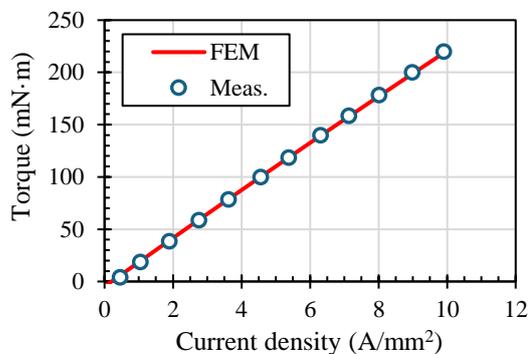


Fig. 4 Current density vs. torque of the prototype PMSM.

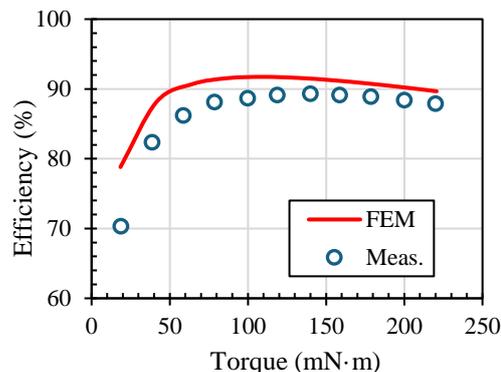


Fig. 5 Efficiency of the prototype PMSM.

フェライト磁石を併用したセグメント構造

アウターロータ型 PM モータのトルク脈動低減に関する検討

櫻井将
(秋田大学)

Reduction of Torque Ripple for Outer-Rotor-type Segment PM motor with Ferrite Magnet
S.Sakurai
(Akita University)

はじめに

これまでドローンは空撮や農薬散布など限定的な用途で利用されてきたが、今後は物流、点検などでの活躍が期待されている。一般的にドローン用モータは焼結磁石をケース表面に張り付けた表面磁石型 (SPM) が適用される。一方、バックヨークレスのため、焼結磁石の磁束を有効に利用できていない。

これに対し、セグメント (Segment PM) 構造りでは磁石と鉄心を周方向に配置することで、磁束が鉄心内部を通るため、焼結磁石を有効に利用できる。しかし、トルク脈動が SPM より増大し、機体の姿勢制御で不利となる。本稿ではセグメント構造のトルク脈動改善について検討したので報告する。

Segment PM モータのトルク特性比較

Fig. 1 に Segment PM モータの外観を示す。14 極 12 スロットで定格速度 8 krpm, 定格トルク $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ である。どちらも着磁は周方向にされており、同図 (a) は焼結磁石のみで各磁石の大きさは同じである。これに対し、同図 (b) は焼結磁石とフェライト磁石が交互に配置され、フェライト磁石は焼結磁石より大きくしている。これにより、磁気飽和改善とともに、各回転子部で異なるトルク波形が発生し、脈動低減が期待できる。これらのトルク特性を有限要素法を用いて、算定・比較した。

Fig. 2 にトルク特性を示す。同図 (a) の電流密度対トルク特性が示すように、フェライト併用モデルでは焼結磁石の使用量が半減しながらも、同電流密度におけるトルク減少は約 2 割にとどまっている。また、同図 (b) のトルク波形を見ると、最大、最小ともに小さくなり、リップルが約 7 割ほど低減できる。

一方、離陸を想定した高電流印可時にフェライト磁石の端部が減磁する問題が残った。今後は、フェライト磁石の減磁改善とともに、さらなる高出力化について検討していく。

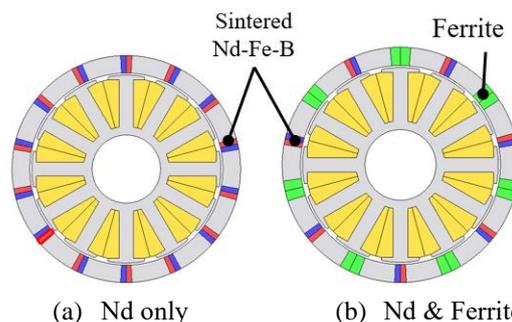
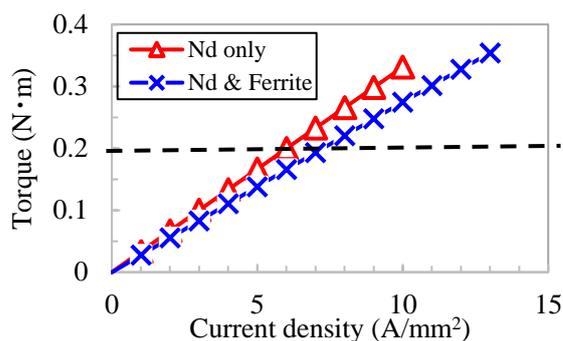
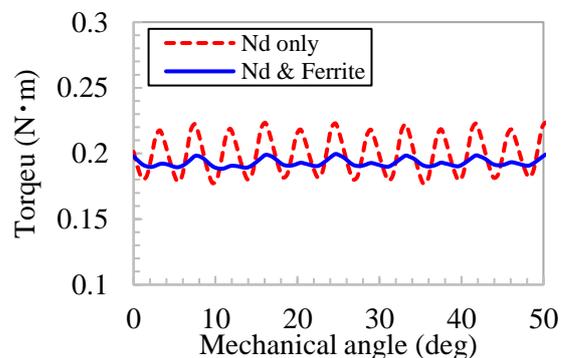


Fig. 1 Schematic diagram of segment PM motor



(a) Current density vs torque



(b) Waveform of torque at $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$

Fig. 2 Comparison of torque characteristics

参考文献

- 1) 櫻井,内山,中村,日本磁気学会論文特集号,6,69 (2022)

セグメント構造巻線界磁形フラックススイッチングモータにおける 高出力化に適した極数の検討

小石雄大, 後藤博樹
(宇都宮大学)

Examination of the number of poles for higher power in Wound field Flux Switching Motor
with Segmental Rotors
Y. Koishi, H. Goto
(Utsunomiya University)

はじめに

近年レアアース磁石の価格高騰と資源供給面の懸念に対して、巻線界磁形フラックススイッチングモータ (WFFSM) が盛んに研究されている¹⁾。先に筆者らは、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM の電流-トルク特性について比較検討を行った²⁾。本稿では、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM において、電流および電圧の制限を考慮した時の出力特性について検討を行った。

解析モデルと仕様

Fig.1 に解析モデルを示している。先に筆者らが設計したセグメントロータ型 WFFSM²⁾を本研究の解析モデルとして採用している。固定子形状は、極数に関係なく同一となっている。

Table1 に解析の仕様を示している。直径、ギャップ長、コア積厚、巻数は極数によらず統一している。また、電圧制限値 100 V、電流実効値上限 2.83 A (10 A/mm²) の条件で特性解析を行った。

出力特性の比較

Fig.2 に、極数毎の速度-トルク特性、速度-出力特性を示している。5 極機は基底速度 700 rpm まで最大トルク 2.15 Nm が出力され、最大速度は 2900 rpm となった。一方、6 極機は基底速度が 500 rpm、最大トルクが 1.73 Nm となり、最大速度は 1400 rpm となった。また、8 極機の場合、基底速度 400 rpm まで最大トルク 2.40 Nm が一定であり、最大速度は 2400 rpm となった。以上より、低速領域では 8 極機のトルクが最も大きくなり、高速領域では 5 極機のトルクが最も大きくなるのがわかる。

Fig.2 より、5 極機は回転速度の増加に伴い出力が増加し、回転速度 1700 rpm で最大出力が 231 W となるのがわかる。また、回転速度が 1700 rpm を超えると出力が低下していくのがわかる。一方、6 極機の最大出力は回転速度 600 rpm で 92.0 W となり、回転速度を 600 rpm から上げると急速に出力が減少していくのがわかる。また、8 極機の場合、回転速度 800 rpm から 1400 rpm まで出力がほぼ一定となり、最大出力は 155 W となった。

以上の結果より、5 極機が高出力化に適していると考えられる。

参考文献

- 1) C. E. Abunike, et al., in *IEEE Access*, vol.11, pp.110910-110942, 2023.
- 2) 小石雄大 他, 電学研資, MAG-22-099/MD-22-117/LD-22-070, 2022.

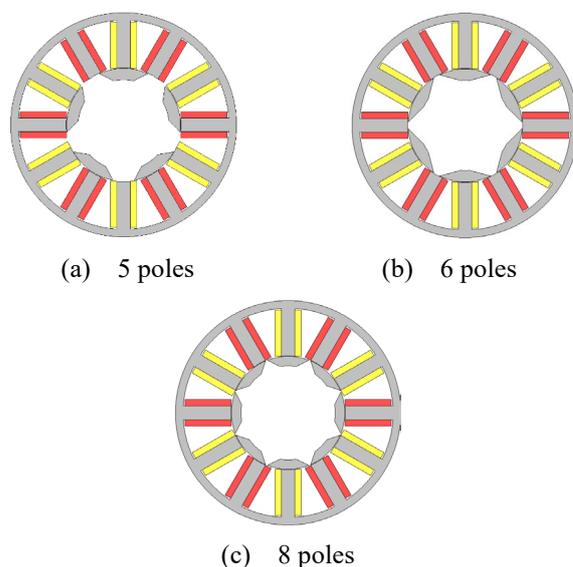


Fig. 1 Structure of analysis model.

Table 1 Analysis constraints.

Outer diameter of stator	118 mm
Iron stack length	40 mm
Airgap length	0.3 mm
Number of turns/pole	202 turns
DC side voltage	100 V
Max. current RMS	2.83 A

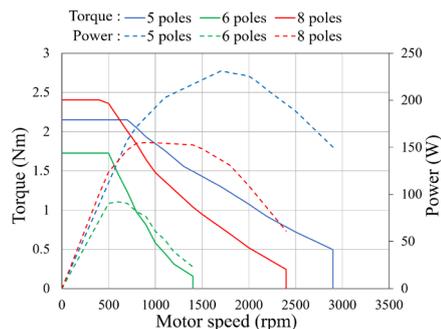


Fig. 2 Motor speed - torque and power characteristics.

Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた射出一体成形 IPMSM の開発

吉田理恵¹, 吉田征弘², 上野泰誠², 山本宗生¹, 田島克文²
(日亜化学工業¹, 秋田大学²)

Development of Injection Molded IPMSM with Sm-Fe-N Bonded Magnets

R. Yoshida¹, Y. Yoshida², T. Uwano², M. Yamamoto¹, K. Tajima¹
(Nichia corporation¹, Akita University²)

はじめに

近年、電動化へのシフトの影響で磁石材料の需要が急増したことにより Nd-Fe-B 焼結磁石に必須な希土類元素 Nd, Dy の資源問題が深刻化している。この資源リスクを低減可能な磁石として余剰希土類元素である Sm を用いた Sm-Fe-N 磁石が注目されている。筆者らは、Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた重希土類フリーの埋込磁石型同期モータ (IPMSM) の検討を行っており、Nd-Fe-B 焼結磁石を用いたモータに匹敵するトルク特性であることを、有限要素法を用いた計算により示した¹⁾。本稿では、提案する IPMSM を試作し、負荷特性測定の前段階として、無負荷時の誘起電圧を測定した結果を示す。

トルク特性および試作結果

Fig. 1 に提案する Sm-Fe-N ボンド磁石を使用した IPMSM のモータ断面を示す。使用する磁石の残留磁束密度 B_r および保磁力 H_{cb} は、0.86 T, 645kA/m である。有限要素法にて計算したトルクは電流の増加に対して比例して増加しており、最大電流 20 A, 電流位相角 0° (≒最大トルク) におけるトルクは、3.25 Nm であった。

Fig. 2 に射出一体成形により作製した Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた IPMSM のロータを示す。試作したロータは磁石充填率が 97%, 配向率が 95% であった。

Fig. 3 に回転速度が 1000 rpm における無負荷時の誘起電圧の波形を示す。シンボルが有限要素法にて計算した値、実線が実測値を示している。計算値と実測値を比較すると波形は概ね一致していることがわかる。マグネットトルクに影響する基本波成分振幅は、計算値が 11.4 V, 実測値が 10.8 V であり概ね計算通りの値であった。このことから、実機による負荷試験でも計算値と同程度のトルクを出力可能であると考えられる。

今後は、実機で負荷試験を行い、モータの出力特性を測定する予定である。

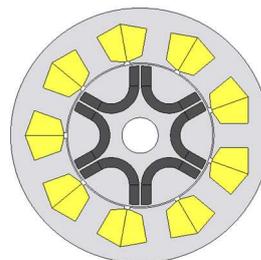


Fig. 1 Cross-sectional view of proposed motor.



Fig. 2 Injection molded Sm-Fe-N bonded magnet IPMSM rotor. (Φ60-L50mm)

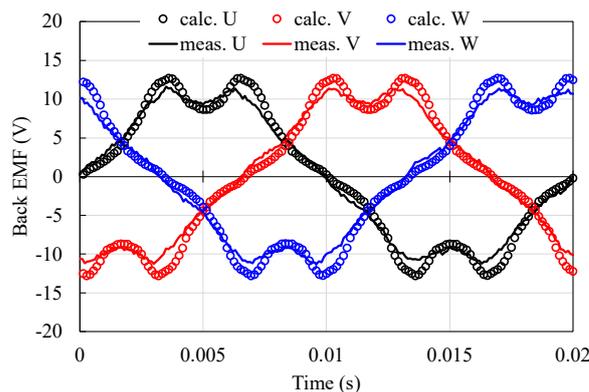


Fig. 3 Comparison of back EMF waveforms at the rotational speed of 1000 rpm.

参考文献

- 1) 武田一真・吉田征弘・吉田理恵・阿部将裕・多田秀一・山本宗生・田島克文, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 8, No. 1, pp. 62-66 (2024)

逆磁歪式電磁誘導型振動発電デバイスの片持ち梁中における 応力と磁束の分布関係

中村優太・石川瑛士・大竹充
(横浜国大)

Distribution Relationship between Stress and Magnetic Flux Change
in Cantilever of Inverse Magnetostrictive Electromagnetic Vibration Powered Generator

Yuta Nakamura, Eishi Ishikawa, and Mitsuru Ohtake
(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに IoT デバイスなどの自立型電源として、振動発電技術の活用が期待されている。電磁誘導を利用した振動発電には、磁石揺動式、逆磁歪式¹⁻⁴⁾、垂直/水平/斜め磁界アシスト式^{5,6)}があり、これらはそのデバイスサイズに応じて、磁性体断面積、適合可能な振動周波数、コイルの巻数などが異なるため、発電量も変化する。片持ち梁を用いた逆磁歪式は、マイクロメートルからサブメートルまでの幅広いサイズでのデバイスが検討されており、今日では、一般的な発電方式として認知されている。片持ち梁では、中立面を境に上下面で引張と圧縮の異なる応力が作用するため、通常、中立面と交わらないように磁性材料が配置される。また、この現象を最大限活用することを目的に、正磁歪と負磁歪を持つ材料を上下に組み合わせるバイモルフ構造にすることで、ユニモルフ型と同様な周波数と位相で大きな振幅の出力波形を得る手法も報告されている^{4,5)}。一方で、上下面がともに同じ正磁歪もしくは負磁歪材料であっても、振動の異なる位相のタイミングで磁束変化が生じる場合、振幅は増加しないが、周波数が2倍となり、その結果、電力量も約2倍になることが期待できる。中立面の上下で異なる磁束変化挙動を示す場合、位相変化を考えれば、周波数は2倍になることが考えられる。また、片持ち梁では、自由端から固定端に向かって応力が増加するため、梁となる板の厚さ方向(上下面)だけでなく長さ方向も加味して、応力と磁束分布を理解する必要がある。そこで、本研究では、異なる断面構造の板の梁を利用して厚さ方向、また、梁の長さ方向に沿って梁内の磁束密度変化が捉えることができる磁束検出コイルを利用して長さ方向の応力と磁束の関係を理解することを試みた。

実験方法 梁を構成する磁性材料として方向性 Fe-Si 板 (JIS 規格: 30P120)、非磁性材料として Fe-Si 板に機械的特性が近い Cu 板 (JIS 規格: C1100P) を用いた。そして、異なる厚みの Fe-Si および Cu 板を積層させ、エポキシ接着剤で接合させることにより、異なる4種類の断面構造の板を作製した。積層構造は、Fig. 1 に示すように、(a) Fe-Si(100 μm) 上板/Cu(200 μm) 中下板、(b) Cu(200 μm) 上中板/Fe-Si(100 μm) 下板、(c) Fe-Si(100 μm) 上板/Cu(100 μm) 中板/Fe-Si(100 μm) 下板、(d) Fe-Si(300 μm) 上中下板とした。また、板の長さおよび幅はそれぞれ 50 mm および 10 mm で一定とした。そして、長さ方向の端から 10 mm の部分までを固定することにより、片持ち梁の状態にした。磁束検出用コイルには Fig. 2 に示す2種類を使用した。Fig. 2(a)と(b)は、それぞれ、全体平均および局所的な梁の長さ方向に対する磁束を検出するものである。そして、梁のみを加振機を用いて強制振動させ、コイルの出力波形をオシロスコープで観察した。このとき、振動の加速度は 1.5 G で一定とし、周波数は各材料の共振周波数としたが、概ね 100 Hz 程度であった。また、バイアス磁界をヘルムホルツコイルを用いて梁の長さ方向に印加し、最適な磁界強度は各材料でわずかに異なったが、概ね 15 Oe であった。

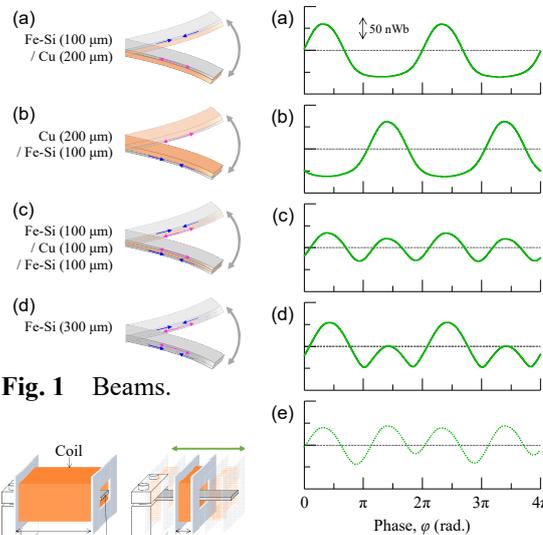


Fig. 1 Beams.

Fig. 2 Coils.

Fig. 3 Waveforms.

実験結果 Fig. 3(a)~(d)に、4種類の梁における全体平均の磁束波形を示す。(a)と(b)では、磁性材料の位置が上下で逆になっていることから、出力電圧の位相が π ずれていることが読み取れ、変化挙動が逆になっていることが分かる。(c)では、出力電圧波形の周波数が、片側のみ場合の2倍になっていた。上下面が非磁性材料により分断されていない(d)においても、(c)とほぼ同様の磁束挙動を示した。Fig. 3(e)には、(a)と(b)の磁束を計算で足し合わせた波形を示す。この波形は、(c)および(d)と同様の挙動を示しており、本研究で用いた Fe-Si 板では、上下面でそれぞれ独立して逆磁歪効果が生じ、発電に寄与していることが示唆された。当日は、局所的な梁内の磁束変化についても報告し、応力と磁束の関係をまとめる。

- 1) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 2) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 3) Z. Yang, K. Nakajima, R. Onodera, T. Tayama, D. Chiba, and F. Narita: *Appl. Phys. Lett.*, **112**, 073902 (2018).
- 4) 阿部宏恒, 後藤太一, 直江正幸, 荒井賢一, 石山和志: 第47回日本磁気学会学術講演会概要集, p. 266 (2023).
- 5) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭「発電装置」特願 2022-086851 / 特開 2023-174153 (2022).
- 6) 大竹充, 中村優太「発電装置」特願 2024-084029 (2024).

垂直磁界アシスト式電磁誘導型衝撃発電デバイスの 軟磁性梁中における磁束分布に及ぼす永久磁石による局所磁界の影響

神谷颯・中村優太・大竹充
(横浜国大)

Influence of Local Magnetic Field Applied by Permanent Magnets on the Magnetic Flux Distribution
in Soft Magnetic Beam of Perpendicular Magnetic Field Assisted Electromagnetic Impact Powered Generator

Soh Kamiya, Yuta Nakamura, and Mitsuru Ohtake
(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに IoTデバイスの急速な普及に伴い、その自立型電源として振動/衝撃発電が注目されている。電磁誘導型振動/衝撃発電の方式として、磁石揺動式¹⁾や逆磁歪式²⁻⁴⁾とは異なる垂直磁界アシスト式⁵⁾を著者らは提案している。この方式では、軟磁性材料からなる梁の表面に対して垂直方向にアシスト磁界を永久磁石により印加する。そして、片持ち梁が振動すると、アシスト磁界の面内成分の方向が 180° 変化することになる。その結果、軟磁性材料の磁化反転が生じ、電磁誘導により梁周辺のコイルに起電力が発生する。昨年の学術講演会では、基本動作を確かめることを目的に、ヘルムホルツコイルを用いて梁に対して一様磁界を印加し、衝撃による発電を行った結果を報告した⁶⁾。一方、実デバイスでは、一様磁界ではなく、撓み角が大きくなる自由端近傍に局所磁界を永久磁石により印加することが想定され、軟磁性梁内における磁束分布も不均一になることが考えられる。そこで、本研究では、その影響を実験的に明らかにし、衝撃発電デバイスを設計する上での磁石配置とアシスト磁界強度に関する知見を得ることを目的とした。

実験方法 梁材料には無方向性珪素鋼板 (JIS 規格 35A270) を用い、長さを 80 mm、幅を 10 mm、厚さを $350\ \mu\text{m}$ とした。そして、端部から 10 mm の部分までを固定することにより片持ち梁の状態とした。梁の長さ方向に対する局所磁束を調べるために、検出コイル (抵抗: $945\ \Omega$,リアクタンス: $582\ \text{mH}$,巻数: 5000 回, 最内径: $14\ \text{mm} \times 14\ \text{mm}$, 全長: 8 mm) を Fig. 1 に示すようにトレースさせた。また、自由端から上下 23 mm の位置にネオジム磁石を配置した。そして、自由端に 4 mm の変位を与えることにより衝撃発電の試験を行った。

実験結果 Fig. 2 に $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$ における磁束密度の時間変化を一例として示す。最大磁束密度変化量 $\Delta B = 0.82\ \text{T}$ を生じたのち、自由振動により振幅の減衰に伴い、アシスト磁界の面内成分が減少し、梁中の磁束密度が小さくなっていくことが分かる。また、Fig. 3 に ΔB のコイル位置依存性を示す。永久磁石のある自由端に検出コイルが近づくにも関わらず、 $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$ より自由端側では ΔB は増加せず減少に転じた。この理由として、梁の端部付近では磁極の形成により磁区構造が複雑になり、その結果、磁束が長手方向に一様分布しなかったためであると考えられる。当日は梁の変位や磁石の磁界強度を変化させた場合も含め、局所磁界と磁束分布の関係について詳細に報告する。

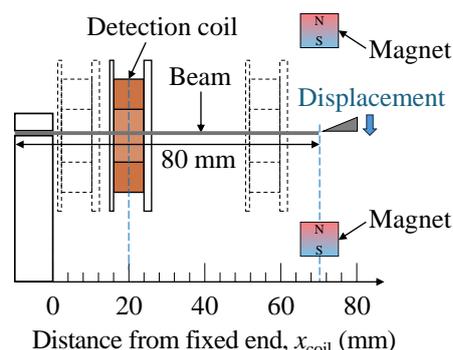


Fig. 1 Schematic diagram showing positional relationship between beam, coil, and a pair of magnets.

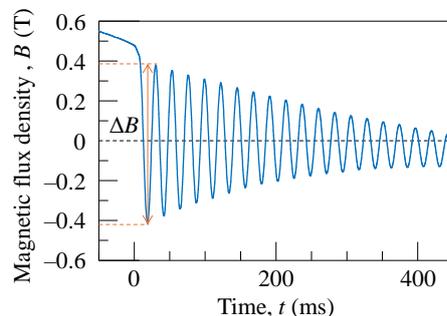


Fig. 2 Magnetic flux density at coil position $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$.

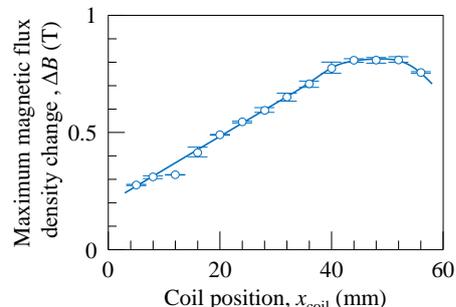


Fig. 3 Coil position dependence of maximum magnetic flux density change.

- 1) H. Wakiwaka, Y. Kumakura, A. Yamada, K. Otakae, and A. Izuno: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **31**, 250 (2007).
- 2) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 3) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 4) 長内史也, 桐修一郎, 石山和志: 平成 31 年電気学会全国大会論文集, p. 146 (2019).
- 5) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭「発電装置」特願 2022-086851 / 特開 2023-174153 (2022).
- 6) 神谷颯, 石川瑛士, 明田俊祐, 中村優太, 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭: 第 47 回日本磁気学会学術講演会概要集, p. 260 (2023).

水平および斜め磁界アシスト式電磁誘導型振動発電デバイスの基本原理

今村圭佑・中村優太・神谷颯・大竹充
(横浜国大)

Fundamental Principle of Horizontal and Oblique Magnetic Field Assisted Electromagnetic Vibration Powered Generators

Keisuke Imamura, Yuta Nakamura, Soh Kamiya, and Mitsuru Ohtake

(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに 電磁誘導型振動発電の方式として、磁石揺動式と逆磁歪式¹⁻³⁾が一般的に知られているが、著者らは垂直磁界アシスト式⁴⁾に加え、最近、水平および斜め磁界アシスト式⁵⁾を開発した。本研究では、その基本原理を明らかにすることを目的とする。磁界アシスト式は、軟磁性材料から構成される梁を片持ち状態にし、磁性体内の磁束変化を周囲に設置したコイルにより電磁エネルギー変換させ、出力を得る。磁束を変化させるメカニズムは垂直と水平/斜め磁界アシスト式で同じであるが、2つの永久磁石によるアシスト磁界の梁に対する印加方向が異なる。前者では垂直方向であるのに対して、後者ではFig. 1(a)に示すように長手方向とする。磁石と梁の距離に応じて、梁に印加される磁界強度が変化し、また、磁界強度に応じて梁は吸着力を受け、振動特性も変化することが考えられる。そこで、梁の長さ方向と磁石の磁極面の垂線を平行にした場合（水平磁界アシスト式）における梁-磁石間距離 d_{bm} および2つの磁石間距離 d_{mm} を変化させ、振動および発電特性を調べた。次に、梁の自由端の軌跡の法線方向にアシスト磁界が印加されるように磁石の磁極面の角度 θ を変化させた場合（斜め磁界アシスト式）の検討を行った。

実験方法 梁材料にはJIS規格35A270の無方向性珪素鋼板(80 mmL × 20 mmW × 350 μmT)を用い、長手方向の端から20 mmの部分までを固定することにより片持ちの状態にした。発電コイルは全長が54 mm、最内径が26 mmW × 22 mmH、巻数が21600回、抵抗が5.56 kΩ、インダクタンスが7.42 Hのものを使用した。永久磁石としてはネオジム磁石(3 mmL × 30 mmW × 10 mmH, L方向に着磁)を用い、梁自由端からの距離 d_{bm} を3から10 mmの間で変化させた。また、磁石間距離 d_{mm} および磁極面角度 θ についても検討した。Fig. 1にこれらの関係を纏めたものを示す。そして、加振機を用いてシステム全体を強制振動させ、発電試験を行った。振動の加速度は2.0 Gで一定とし、周波数は各アシスト磁界条件における梁の共振周波数とした。

実験結果 $d_{bm} = 6$ mm, $d_{mm} = 0$ mm, $\theta = 0$ deg.の場合において共振周波数65 Hzの正弦波振動を与えた際の加速度、梁自由端の変位、磁束密度、出力電圧の波形をFig. 2に示す。梁自由端の振動に伴って磁束密度が0.58 T変化し、23.2 Vのピーク電圧が得られている。 $d_{mm} = 0$ mm, $\theta = 0$ deg.において d_{bm} を変化させたときのピーク電圧および梁の振幅をFig. 3に示す。 d_{bm} の増加につれて、ピーク電圧は増大していき、その後 $d_{bm} = 6$ mm を境に減少している。 d_{bm} の増加に伴って、梁に印加される磁界強度は減少する一方で、吸着力の減少により梁の共振周波数および振幅は増加するため、その兼ね合いによってピーク電圧が最大となる d_{bm} が存在したものと解釈される。当日は、 d_{mm} や θ を変化させた場合を含め、水平および斜め磁界アシスト式の磁石配置が梁の振動と発電特性に与える効果について詳細に報告する。

- 1) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 2) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 3) 長内史也, 栢修一郎, 石山和志: 平成31年電気学会全国大会論文集, p. 146 (2019).
- 4) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭「発電装置」特願 2022-086851/特開 2023-174153 (2022).
- 5) 大竹充, 中村優太「発電装置」特願 2024-084029 (2024).

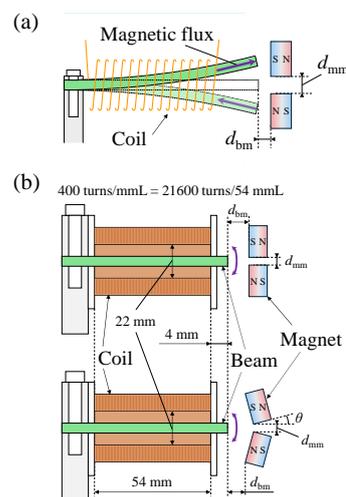


Fig. 1 (a) Direction of magnetic flux in beam. (b) Positional relationships between beam, two magnets, and coil.

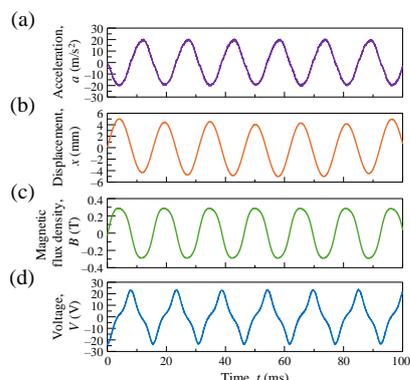


Fig. 2 Waveforms of (a) acceleration, (b) displacement, (c) magnetic flux density, and (d) output voltage.

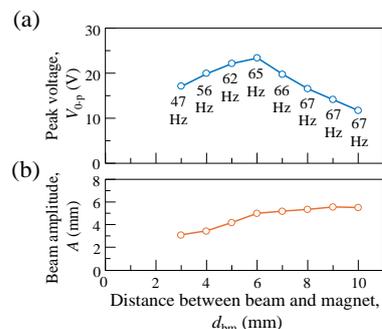


Fig. 3 Dependences of d_{bm} on (a) peak voltage and (b) beam amplitude.

梁の共振による高出力電磁発電機の提案

青木英恵、増本博
(東北大学)

High-output vibrating electromagnetic power generator with beam resonance

Hanae Aoki and Hiroshi Masumoto
(Tohoku University)

背景

近年、橋梁等の老朽化から構造ヘルスマモニタリングの需要が高まり、その実現に必要な膨大なセンサ群を支える電源確保が課題となっている。電池交換の労力や設置の安全性、コスト低減のために、電池や商用電源に代わる自律型環境発電電源の開発が望まれる。人による検査に匹敵する多機能センサを搭載したデバイスには、1-3W以上の電源確保が望まれるが、冬季期間に発電できない太陽光発電を除く環境発電の出力は、数100 mW以下であり、機能を制限せざるを得ないのが現状である。環境中の振動を電力に変換する「振動発電」は、有害で不要な振動を電力に変換する発電技術であり、他の発電と異なる環境(日照のない冬や屋内)に適応できるエネルギーミックスの観点からも期待される。もし、振動発電機の出力を現状の10倍以上に向上することができるならば、振動発電の電源としての適用範囲を大幅に拡大でき、バッテリーレス多機能センサネットワークの実現が期待できる。本研究では、梁の共振と電磁誘導を発電原理とし、軟磁性体により発電出力を大幅に向上した梁振動型電磁発電機を提案する。

実験方法

梁振動型電磁発電機は、銅線1000回巻(抵抗90Ω)のアモルファス箔積層軟磁性コア(MaDC-A®プロテリアル)を樹脂製片持ち梁の自由端に固定した振動部と、自由端からギャップ(g)を設けて磁極面を対向させたバックヨーク(BY)付きNdFeB永久磁石(最大磁束密度4.3k0e)からなる。励振加速度および周波数可変な振動試験機を用いて、上記装置全体を励振させ、コイルの両端に生じる誘導起電力をデジタルオシロスコープで観測し、発電量を評価した。

実験結果

図1(左)に振動試験の様子を示す。梁の共振周波数21 Hz、励振加速度 9.8 m/s^2 において、自由端における梁の振幅は20 mmであり、図1(右)の発電波形が得られた。永久磁石の前を梁が上下に振動することによる軟磁性コアの極性の時間変化(図1右上)は、コイルの誘導起電圧の出力と対応している。コイルは中央付近のBY付永久磁石を梁の振動1周期に2回通過するため、48 msの間に最大起電圧 $V_{pp} \sim 60 \text{ V}$ が2度現れている。最大電力は20W、実効電力は963 mW、1周期のエネルギーは46 mJであった。現在、1W以上の出力向上に挑戦しており、多機能センサの電源への適用を目指している。

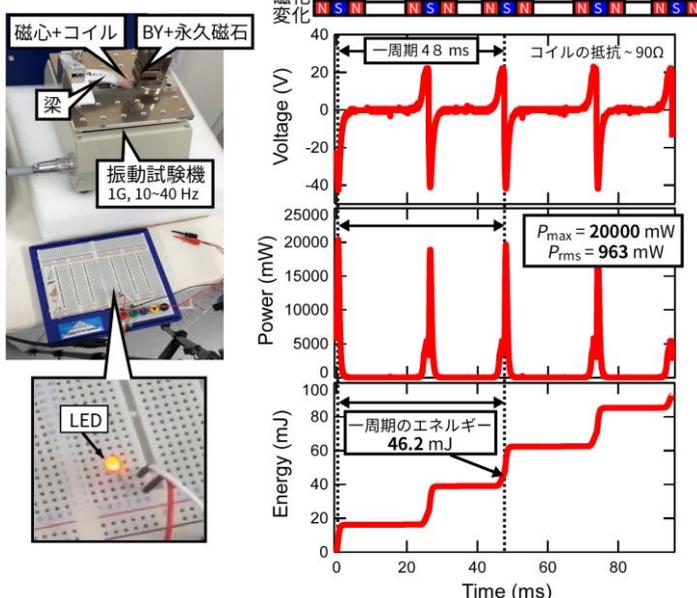


図1 振動試験の様子(左)および発電波形(右)

謝辞

アモルファス箔は株式会社プロテリアル様よりご支給いただきました。感謝申し上げます。

振動が励起された湾曲柔軟鋼板の磁気浮上システム (外乱入力時の定常応答に関する実験的検討)

内田大日、小川和輝*¹、小林一景、黒田純平、内野大悟*²、池田圭吾*³、加藤太朗*⁴、遠藤文人*⁵、
成田正敬、加藤英晃

(東海大、*¹愛知工科大学、*²沼津高専、*³北海道科学大、*⁴東京工大、*⁵福工大)

Electromagnetic levitation system for excited bending flexible steel plate

(Experimental consideration on steady state response under disturbance input)

Y.Uchida, K.Ogawa, I.Kobayashi, J.Kuroda, D.Uchino, K.Ikeda, T.Kato, A.Endo, T.Narita, H.Kato

(Tokai Univ., *¹Aichi Univ. Tech., *²NIT. Numazu., *³Hokkaido Univ. Sci., *⁴Tokyo Univ. Tech., *⁵FIT)

はじめに

電磁石の吸引力を利用した非接触支持を行うため、磁気浮上技術の検討が盛んにおこなわれている¹⁾。当研究グループでは、過去に磁気浮上による非接触搬送の実現性を確認している²⁾。また薄鋼板を対象とする場合には、鋼板を塑性変形しない範囲で曲げた状態で浮上させる湾曲磁気浮上を考案した³⁾。しかし、磁気浮上中の鋼板振動については、詳しく検討されていない。そこで本報告では、浮上中の鋼板に定常的な外乱を入力し、変位センサを電磁石の吸引力が及びづらい領域の箇所に設置し、鋼板の硬さによる指導特性の差について検討した。

湾曲磁気浮上実験

Fig. 1 に湾曲磁気浮上装置の概略図を示す。湾曲磁気浮上装置は、5か所の電磁石ユニットによって薄鋼板を磁気浮上させることができる。本報告ではFig. 2のように、変位センサをA～D点に設置した。浮上対象は長方形鋼板(長さ $x = 800$ mm、幅 $y = 600$ mm)とし、2種類の板厚の鋼板(0.19 mm、0.30 mm)を用いた。本報告では磁気浮上中の鋼板にFig. 3のような正弦波状の外乱をFig. 1における実験装置のFrame No. 3に入力し、鋼板の振動特性について検討した。また、過去の検討より鋼板は浮上を安定させる最適の角度に湾曲させた。Fig. 4にA-D点での変位時刻歴を示す。この結果よりA-D間で位相差が生じており、0.19 mmの方が振幅が大きいことが確認された。

参考文献

- 1) 油野他, 日本磁気学会誌, Vol. 35, No. 2, (2011), pp. 123-127.
- 2) 丸森他, 日本機械学会論文集, Vol. 81, No. 823, (2015), 14-00471.
- 3) 小川他, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 3, No. 1, (2019), pp. 101-106.

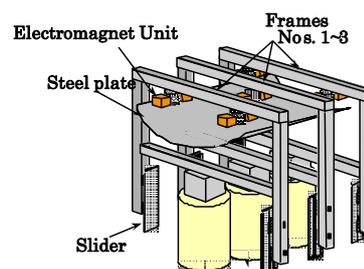


Fig. 1 Schematic illustration of experimental apparatus

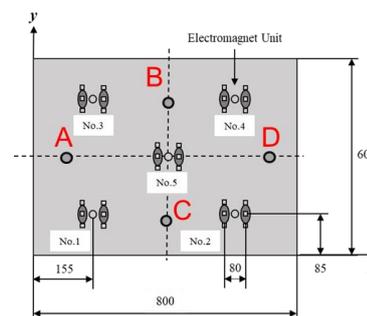


Fig. 2 Placement of Displacement sensors

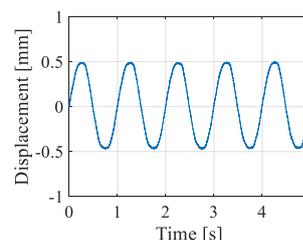
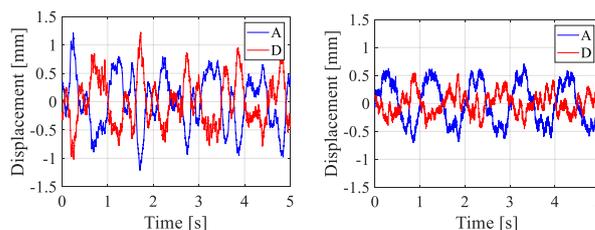


Fig. 3 Time history of sinusoidal disturbance



(a) 0.19 mm, 13°

(b) 0.3 mm, 5°

Fig. 4 Measured displacement of levitated steel plate

磁性体の位置制御のための磁石角度の最適化

佐久間洋志, 澤田 舜
(宇都宮大)

Optimization of magnet angles for magnetic motion control

H. Sakuma and S. Sawada
(Utsunomiya Univ.)

はじめに

3つの永久磁石をモータにより回転させて微小な永久磁石の位置を3次元的に制御する技術が報告されている。しかしながらこれは、被制御磁石をある方向に移動させるために磁場制御用磁石（以下ベース磁石と呼ぶ）をどの方向に回転させればよいかを示しているに過ぎない。被制御磁石がある位置に置かれたとき、それに働く力がゼロとなるようなベース磁石角度を求めることは、位置制御の高速・高精度化において重要である。本研究では、covariance matrix adaptation evolution strategy (CMA-ES)^{2,3)}を用いてベース磁石の角度を最適化する。

計算方法と結果

ベース磁石は径方向に着磁した円筒状ネオジウム磁石（直径 20 mm, 長さ 50 mm）である。3つのベース磁石（M0～M2）は1辺の長さが 180 mm の正三角形の辺の中央に置かれている。被制御磁石は直径 3 mm, 高さ 3 mm の円筒状フェライト磁石である。（位置を認識するために直径 6 mm のプラスチック球に埋め込まれ、方向を認識するために長さ 6 mm のプラスチック棒が取り付けられている）。Fig. 1 に示すように、正三角形の中心を原点として被制御磁石の位置を定義する。ベース磁石の角度（ $\theta_0 \sim \theta_2$ ）は、N 極が+z 方向を向いているときをゼロとし、外向きの回転を正とする。あるベース磁石角度において、ある位置に置かれた被制御磁石に働く力を求めるために、有限要素法シミュレータ Femtet（ムラタソフトウェア）を用いた。Python 用進化計算ライブラリ DEAP⁴⁾を用いて CMA-ES を実行した。1組のベース磁石角度を1個体として、1世代において7つの個体を生成した。その中から3つの優れた個体（x, y 方向の磁力がゼロに近く、z 方向の磁力と（重力-浮力）の差がゼロに近い個体）を選択する。その他の条件は CMA-ES における標準的な値²⁾を用いた。Fig. 2 に被制御磁石の位置を $x=y=0, z=55$ mm としてベース磁石角度を最適化した結果を示す。 $\theta_0 \sim \theta_2$ は $\pm 90^\circ$ の範囲の乱数からスタートして約 0° に収束し、実験とほぼ一致した。発表では様々な位置における最適化結果を報告する予定である。

参考文献

(1) H. Sakuma, *Sci. Rep.* **13**, 18052 (2023). (2) N. Hansen and A. Ostermeier, *Evol. Comput.* **9**, 159 (2001). (3) H. Sakuma, *J. Magn. Magn. Mater.* **566**, 170315 (2023). (4) F.-A. Fortin *et al.*, *J. Mach. Learn. Res.* **13**, 2171 (2012).

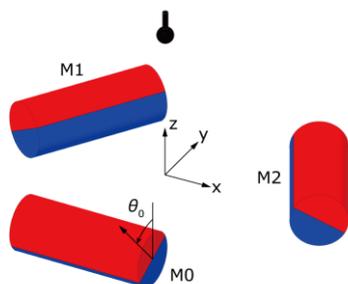


Fig 1. Schematic of magnetic motion control system with magnet numbers, magnet angles, and coordinates of the magnetic object.

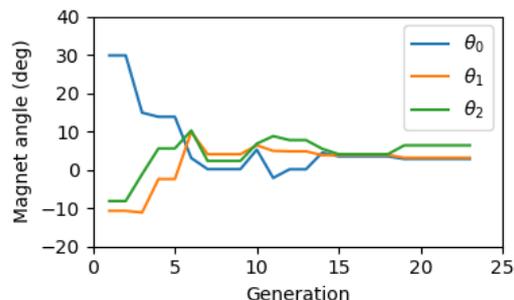


Fig 2. Change in magnet angles with progress of optimization.

2次元リニアモデルを用いたアキシシャルギャップ型PMモータの最適設計に関する検討

柳沼昂志, 中村健二, *上田祐資, *木村勇登, *原 洸
(東北大学, *ヤンマーホールディングス株式会社)

Optimum Design of Axial-Flux-type PM Motors by using 2D Linear Model
Koshi Yaginuma, Kenji Nakamura, *Yusuke Ueda, *Yuto Kimura, *Takeshi Hara
(Tohoku University, *Yanmar Holdings Co., Ltd.)

はじめに

アキシシャルギャップ型モータはトルク発生面が軸長に依存しないことから、薄型化に有利であり、近年注目されている。ただし、モータ構造が軸方向に一様ではないため、3次元解析が必須となり、特にトポロジー最適化や遺伝的アルゴリズムなどを用いた最適形状・寸法の探索に膨大な時間を要する。そこで本稿では、アキシシャルギャップ型モータの3次元モデルを2次元リニアモデルに変換することで、実用的な最適設計法について検討を行った。

アキシシャルギャップ型モータの2Dリニアモデル

Fig. 1に、考察に用いたアキシシャルギャップ型永久磁石 (PM) モータの諸元を示す。Fig. 2に、導出した2Dリニアモデルを示す。ここで、同図中の R は、Fig. 1に示した直径 R であり、この円とそれぞれ固定子の外径および内径の円で囲まれた2つの面積が等しくなる長さとした。また、2Dリニアモデルの z 軸方向の長さは、固定子極の断面積が3Dモデルと一致する値とした。なお、FEMの解析にはJMAG-Designer ver. 23.0を用いた。

Fig. 3に、2Dリニアモデルを用いて算定した電流密度対トルク特性を示す。この図を見ると、2Dリニアモデルと3Dモデルの計算値はおおよそ一致していることがわかる。

次いで、Fig. 4に示す4つの寸法を設計変数として、2Dリニアモデルを用いて最適値の探索を行った。探索には、トルクと効率の最大化を目的関数とする多目的遺伝的アルゴリズム (GA) を用いた。

Table 1に、最適化前後のモデルの寸法と最大トルクを示す。また比較のため、GAで得られた寸法を用いて3Dモデルで算定した最大トルクを同表中に示す。この表を見ると、2Dリニアモデルで算定した最大トルクは、3Dモデルの結果と5%以内で一致しており、2Dリニアモデルによる最適設計の有用性が了解される。

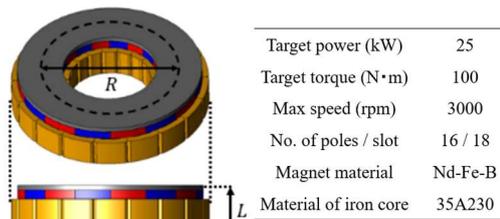


Fig. 1. Specifications of an axial-flux-type PM motor.

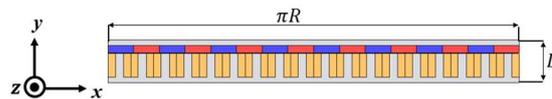


Fig. 2. 2D linear model of the axial-flux-type PM motor.

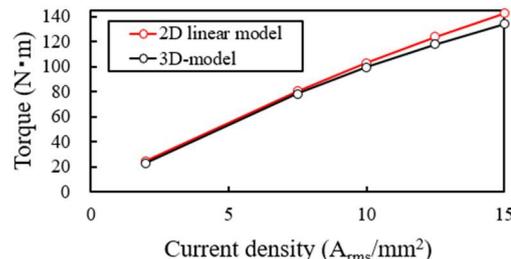


Fig. 3. Current density versus torque characteristics.

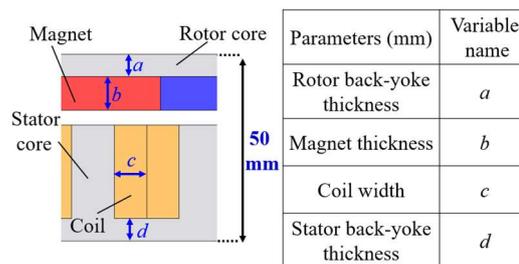


Fig. 4. Parameters to be optimized in the 2D linear model.

Table 1 Comparison of the initial and optimum models, and the maximum torques calculated by the 2D linear and 3D models.

		Initial model	Optimum model
Max. torque (N·m)	2D	103.0	107.5
	3D	99.3	105.3

フラックスリバーサルモータの最適な回転子極幅に関する一考察

角田捷太郎, 中村健二
(東北大学)

Optimum Rotor Pole Width of Flux Reversal Motors

Shotaro Tsunoda, Kenji Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

フラックスリバーサル (FR) モータは、二重突極永久磁石 (PM) モータの一種である。しかし、従来の二重突極 PM モータと異なり、磁石が固定子ヨークではなく、固定子極先端に配置されることから、磁石由来の巻線鎖交磁束の変化がバイポーラになる。よって、FR モータは一般的な PM モータと同等の性能が期待できる。また、回転子はスイッチトリラクタンス (SR) モータと同じ突極形の鉄心のみで構成されるため、アウターロータ構造も可能であり、電気自動車 (EV) のインホイールモータに適する。

本稿では、FR モータの最適な回転子極幅について基礎的な検討を行ったので報告する。

最適な回転子極幅に関する考察

Fig. 1 に、考察に用いたアウターロータ型 FR モータの諸元を示す。外形寸法は現有の小型 EV 用インホイール SR モータと等しくした。

Fig. 2 に、回転子極幅比の定義を示す。回転子極幅比 γ は、回転子極ピッチ θ_{pp} (deg.) と回転子極幅 θ_p (deg.) を用いて、次式で定義する。

$$\gamma = \theta_p / \theta_{pp} \quad (0 \leq \gamma \leq 1) \quad (1)$$

したがって、 $\gamma = 0.5$ のとき回転子の極幅とスロット幅が等しくなる。

Fig. 3 に、回転子極幅比とトルクの関係を示す。このときの巻線電流密度は 8.2 A/mm^2 である。この図を見ると、回転子極幅比が 0.33 付近でトルクが最大になることがわかる。なお、このとき回転子の極幅とスロット幅の比は $1:2$ である。

回転子の極幅とスロット幅が等しい一般的な $\gamma = 0.5$ に対して、それよりも極幅が狭い 0.33 付近でトルクが最大になった理由について考察する。Fig. 4(a) の $\gamma = 0.5$ のときの磁束線図を見ると、回転子極が隣接する固定子極をまたぎ N 極と S 極の磁石が磁氣的に短絡されていることがわかる。一方、同図(b)の $\gamma = 0.33$ の場合では、回転子極幅が固定子スロット幅よりも狭く、磁路短絡が生じていない。そのため、 $\gamma = 0.33$ 付近でトルクが最大になったと考えられる。

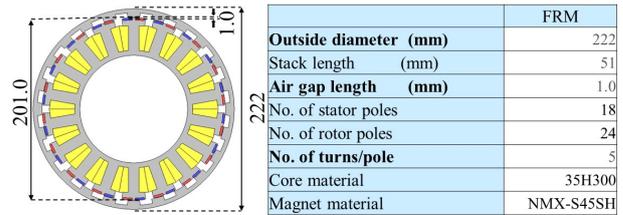


Fig. 1. Specifications of an outer-rotor-type FR motor.

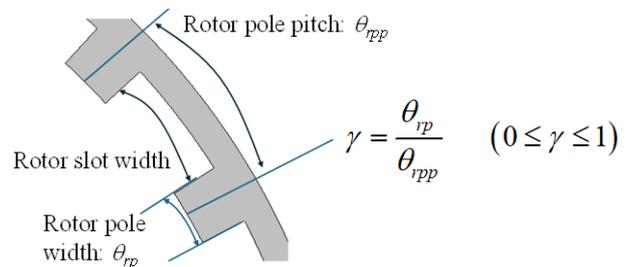


Fig. 2. Definition of the rotor pole width ratio.

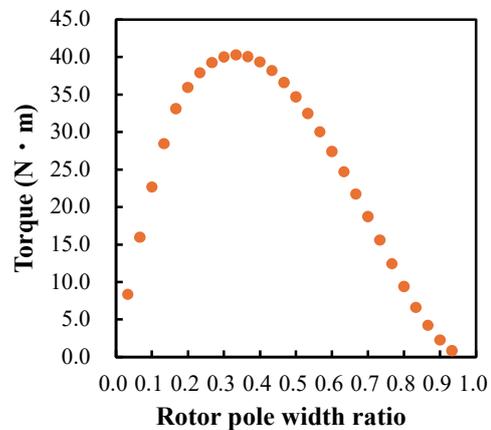


Fig. 3. Relationship between the rotor pole width ratio and torque.

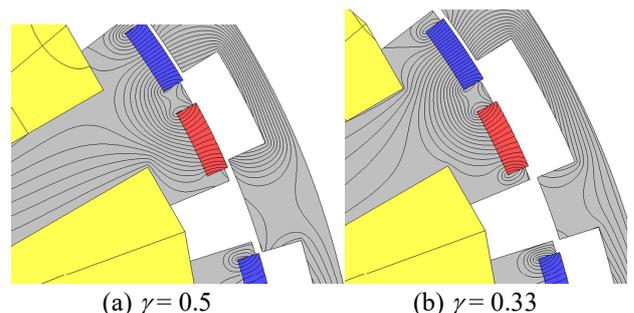


Fig. 4. Comparison of flux line diagrams for different rotor pole width ratios.

Characteristics of PMSM with $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ Hybrid Bonded Magnet

I. Cirozlar¹, S. Murakami¹, K. Nakamura¹, T. Ogawa^{1,2},

S. Yamamoto^{2,3}, N. Kobayashi², H. Yamamoto²

(¹Tohoku University, ²Future Materialz Co. Ltd., ³Sankei Giken Kogyo Co., Ltd.)

Introduction

This paper investigates the potential of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) employing a novel $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ hybrid bonded magnet. Three-dimensional finite element method (3D-FEM) and prototype tests are conducted to evaluate the torque and efficiency of the novel PMSM.

Characteristics of PMSM with Sm-Fe-N/Fe-N hybrid bonded magnet

Fig. 1 illustrates the geometric structure of a prototype PMSM. It is a three-phase, four-pole, six-slot, concentrated-winding, surface permanent magnet motor. The motor diameter is 54 mm. The stack lengths of the stator and rotor are 16 mm and 19.5 mm, respectively. The core material is non-oriented silicon steel with a thickness of 0.35 mm. The magnet is a novel $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}\text{N}_3/\text{Fe}_{16}\text{N}_2$ hybrid bonded magnet with a residual flux density of 0.53 T and a coercive force of 280 kA/m. Fig. 2 presents the parts of the prototype PMSM.

Fig. 3 shows the experimental setup. The prototype PMSM is driven by the three-phase PWM inverter with sensorless current vector control. The current phase angle is kept constant at 0 deg. The electrical input power, voltages, and currents are measured by the power analyzer, while the mechanical output power, rotational speed, and torque are detected by the motor analyzer.

Fig. 4 indicates the current density versus torque of the prototype PMSM. It can be understood from the figure that the prototype PMSM achieves the designed torque.

Fig. 5 represents the efficiency of the prototype PMSM. The measured maximum efficiency is about 89%.

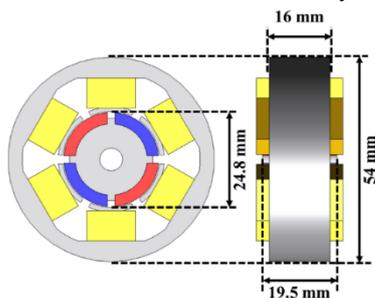


Fig. 1 Geometric structure of a prototype PMSM.

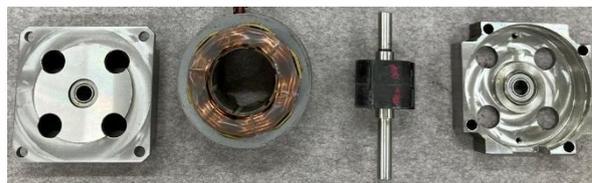


Fig. 2 Parts of the prototype PMSM (outer case, stator, rotor and shaft, outer case, from left to right).



Fig. 3 Experimental setup.

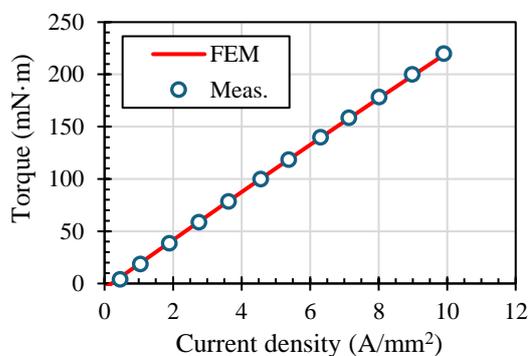


Fig. 4 Current density vs. torque of the prototype PMSM.

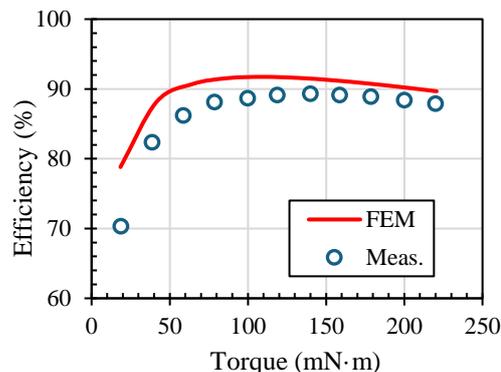


Fig. 5 Efficiency of the prototype PMSM.

フェライト磁石を併用したセグメント構造

アウターロータ型 PM モータのトルク脈動低減に関する検討

櫻井将
(秋田大学)

Reduction of Torque Ripple for Outer-Rotor-type Segment PM motor with Ferrite Magnet
S.Sakurai
(Akita University)

はじめに

これまでドローンは空撮や農薬散布など限定的な用途で利用されてきたが、今後は物流、点検などでの活躍が期待されている。一般的にドローン用モータは焼結磁石をケース表面に張り付けた表面磁石型 (SPM) が適用される。一方、バックヨークレスのため、焼結磁石の磁束を有効に利用できていない。

これに対し、セグメント (Segment PM) 構造りでは磁石と鉄心を周方向に配置することで、磁束が鉄心内部を通るため、焼結磁石を有効に利用できる。しかし、トルク脈動が SPM より増大し、機体の姿勢制御で不利となる。本稿ではセグメント構造のトルク脈動改善について検討したので報告する。

Segment PM モータのトルク特性比較

Fig. 1 に Segment PM モータの外観を示す。14 極 12 スロットで定格速度 8 krpm, 定格トルク $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ である。どちらも着磁は周方向にされており、同図 (a) は焼結磁石のみで各磁石の大きさは同じである。これに対し、同図 (b) は焼結磁石とフェライト磁石が交互に配置され、フェライト磁石は焼結磁石より大きくしている。これにより、磁気飽和改善とともに、各回転子部で異なるトルク波形が発生し、脈動低減が期待できる。これらのトルク特性を有限要素法を用いて、算定・比較した。

Fig. 2 にトルク特性を示す。同図 (a) の電流密度対トルク特性が示すように、フェライト併用モデルでは焼結磁石の使用量が半減しながらも、同電流密度におけるトルク減少は約 2 割にとどまっている。また、同図 (b) のトルク波形を見ると、最大、最小ともに小さくなり、リップルが約 7 割ほど低減できる。

一方、離陸を想定した高電流印可時にフェライト磁石の端部が減磁する問題が残った。今後は、フェライト磁石の減磁改善とともに、さらなる高出力化について検討していく。

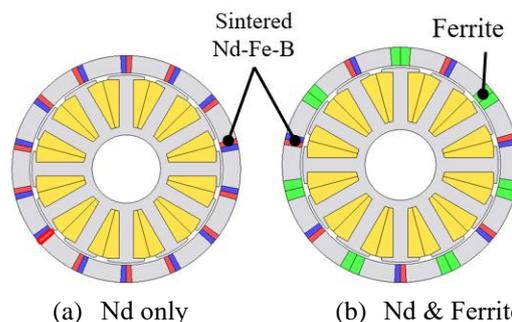
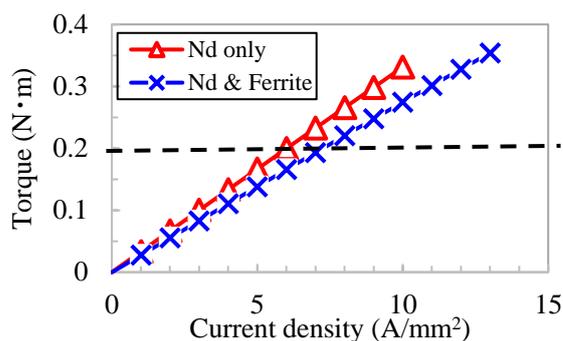
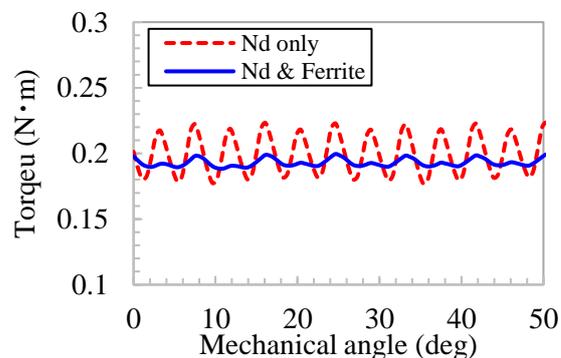


Fig. 1 Schematic diagram of segment PM motor



(a) Current density vs torque



(b) Waveform of torque at $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$

Fig. 2 Comparison of torque characteristics

参考文献

- 1) 櫻井,内山,中村,日本磁気学会論文特集号,6,69 (2022)

セグメント構造巻線界磁形フラックススイッチングモータにおける 高出力化に適した極数の検討

小石雄大, 後藤博樹
(宇都宮大学)

Examination of the number of poles for higher power in Wound field Flux Switching Motor
with Segmental Rotors
Y. Koishi, H. Goto
(Utsunomiya University)

はじめに

近年レアアース磁石の価格高騰と資源供給面の懸念に対して、巻線界磁形フラックススイッチングモータ (WFFSM) が盛んに研究されている¹⁾。先に筆者らは、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM の電流-トルク特性について比較検討を行った²⁾。本稿では、極数の異なるセグメントロータ型 WFFSM において、電流および電圧の制限を考慮した時の出力特性について検討を行った。

解析モデルと仕様

Fig.1 に解析モデルを示している。先に筆者らが設計したセグメントロータ型 WFFSM²⁾を本研究の解析モデルとして採用している。固定子形状は、極数に関係なく同一となっている。

Table1 に解析の仕様を示している。直径、ギャップ長、コア積厚、巻数は極数によらず統一している。また、電圧制限値 100 V、電流実効値上限 2.83 A (10 A/mm²) の条件で特性解析を行った。

出力特性の比較

Fig.2 に、極数毎の速度-トルク特性、速度-出力特性を示している。5 極機は基底速度 700 rpm まで最大トルク 2.15 Nm が出力され、最大速度は 2900 rpm となった。一方、6 極機は基底速度が 500 rpm、最大トルクが 1.73 Nm となり、最大速度は 1400 rpm となった。また、8 極機の場合、基底速度 400 rpm まで最大トルク 2.40 Nm が一定であり、最大速度は 2400 rpm となった。以上より、低速領域では 8 極機のトルクが最も大きくなり、高速領域では 5 極機のトルクが最も大きくなるのがわかる。

Fig.2 より、5 極機は回転速度の増加に伴い出力が増加し、回転速度 1700 rpm で最大出力が 231 W となるのがわかる。また、回転速度が 1700 rpm を超えると出力が低下していくのがわかる。一方、6 極機の最大出力は回転速度 600 rpm で 92.0 W となり、回転速度を 600 rpm から上げると急速に出力が減少していくのがわかる。また、8 極機の場合、回転速度 800 rpm から 1400 rpm まで出力がほぼ一定となり、最大出力は 155 W となった。

以上の結果より、5 極機が高出力化に適していると考えられる。

参考文献

- 1) C. E. Abunike, et al., in *IEEE Access*, vol.11, pp.110910-110942, 2023.
- 2) 小石雄大 他, 電学研資, MAG-22-099/MD-22-117/LD-22-070, 2022.

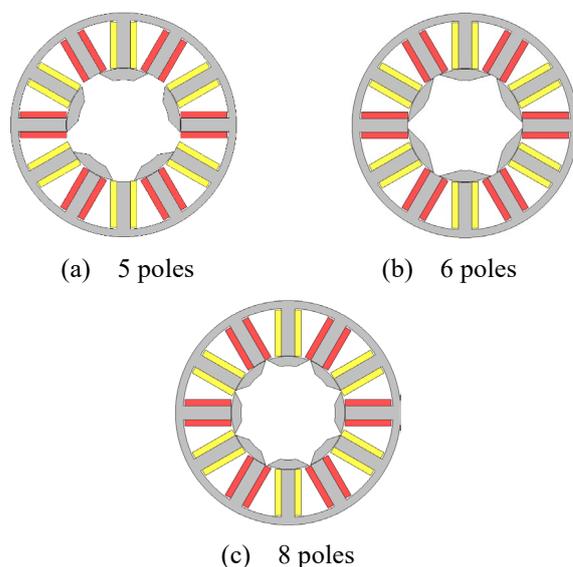


Fig. 1 Structure of analysis model.

Table 1 Analysis constraints.

Outer diameter of stator	118 mm
Iron stack length	40 mm
Airgap length	0.3 mm
Number of turns/pole	202 turns
DC side voltage	100 V
Max. current RMS	2.83 A

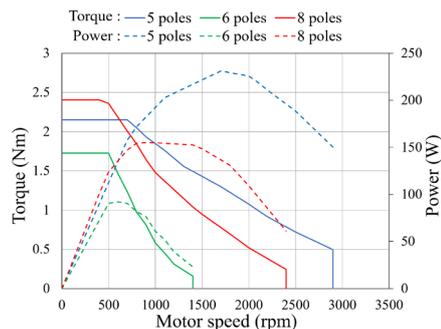


Fig. 2 Motor speed - torque and power characteristics.

Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた射出一体成形 IPMSM の開発

吉田理恵¹, 吉田征弘², 上野泰誠², 山本宗生¹, 田島克文²
(日亜化学工業¹, 秋田大学²)

Development of Injection Molded IPMSM with Sm-Fe-N Bonded Magnets

R. Yoshida¹, Y. Yoshida², T. Uwano², M. Yamamoto¹, K. Tajima¹
(Nichia corporation¹, Akita University²)

はじめに

近年、電動化へのシフトの影響で磁石材料の需要が急増したことにより Nd-Fe-B 焼結磁石に必須な希土類元素 Nd, Dy の資源問題が深刻化している。この資源リスクを低減可能な磁石として余剰希土類元素である Sm を用いた Sm-Fe-N 磁石が注目されている。筆者らは、Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた重希土類フリーの埋込磁石型同期モータ (IPMSM) の検討を行っており、Nd-Fe-B 焼結磁石を用いたモータに匹敵するトルク特性であることを、有限要素法を用いた計算により示した¹⁾。本稿では、提案する IPMSM を試作し、負荷特性測定の前段階として、無負荷時の誘起電圧を測定した結果を示す。

トルク特性および試作結果

Fig. 1 に提案する Sm-Fe-N ボンド磁石を使用した IPMSM のモータ断面を示す。使用する磁石の残留磁束密度 B_r および保磁力 H_{cb} は、0.86 T, 645kA/m である。有限要素法にて計算したトルクは電流の増加に対して比例して増加しており、最大電流 20 A, 電流位相角 0° (≒最大トルク) におけるトルクは、3.25 Nm であった。

Fig. 2 に射出一体成形により作製した Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた IPMSM のロータを示す。試作したロータは磁石充填率が 97%, 配向率が 95% であった。

Fig. 3 に回転速度が 1000 rpm における無負荷時の誘起電圧の波形を示す。シンボルが有限要素法にて計算した値、実線が実測値を示している。計算値と実測値を比較すると波形は概ね一致していることがわかる。マグネットトルクに影響する基本波成分振幅は、計算値が 11.4 V, 実測値が 10.8 V であり概ね計算通りの値であった。このことから、実機による負荷試験でも計算値と同程度のトルクを出力可能であると考えられる。

今後は、実機で負荷試験を行い、モータの出力特性を測定する予定である。

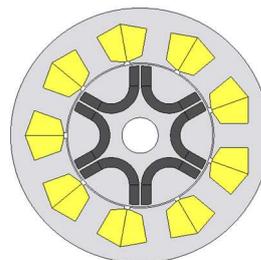


Fig. 1 Cross-sectional view of proposed motor.



Fig. 2 Injection molded Sm-Fe-N bonded magnet IPMSM rotor. (Φ60-L50mm)

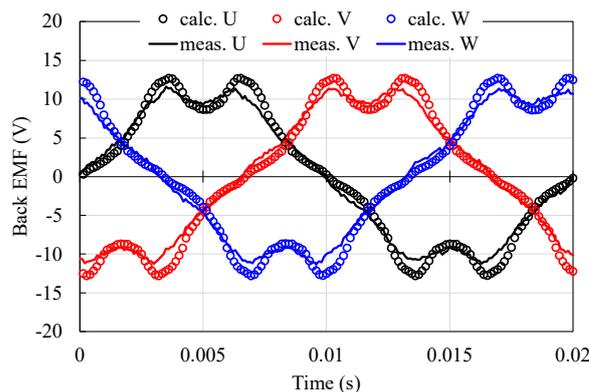


Fig. 3 Comparison of back EMF waveforms at the rotational speed of 1000 rpm.

参考文献

- 1) 武田一真・吉田征弘・吉田理恵・阿部将裕・多田秀一・山本宗生・田島克文, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 8, No. 1, pp. 62-66 (2024)

逆磁歪式電磁誘導型振動発電デバイスの片持ち梁中における 応力と磁束の分布関係

中村優太・石川瑛士・大竹充
(横浜国大)

Distribution Relationship between Stress and Magnetic Flux Change
in Cantilever of Inverse Magnetostrictive Electromagnetic Vibration Powered Generator

Yuta Nakamura, Eishi Ishikawa, and Mitsuru Ohtake
(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに IoT デバイスなどの自立型電源として、振動発電技術の活用が期待されている。電磁誘導を利用した振動発電には、磁石揺動式、逆磁歪式¹⁻⁴⁾、垂直/水平/斜め磁界アシスト式^{5,6)}があり、これらはそのデバイスサイズに応じて、磁性体断面積、適合可能な振動周波数、コイルの巻数などが異なるため、発電量も変化する。片持ち梁を用いた逆磁歪式は、マイクロメートルからサブメートルまでの幅広いサイズでのデバイスが検討されており、今日では、一般的な発電方式として認知されている。片持ち梁では、中立面を境に上下面で引張と圧縮の異なる応力が作用するため、通常、中立面と交わらないように磁性材料が配置される。また、この現象を最大限活用することを目的に、正磁歪と負磁歪を持つ材料を上下に組み合わせるバイモルフ構造にすることで、ユニモルフ型と同様な周波数と位相で大きな振幅の出力波形を得る手法も報告されている^{4,5)}。一方で、上下面がともに同じ正磁歪もしくは負磁歪材料であっても、振動の異なる位相のタイミングで磁束変化が生じる場合、振幅は増加しないが、周波数が2倍となり、その結果、電力量も約2倍になることが期待できる。中立面の上下で異なる磁束変化挙動を示す場合、位相変化を考えれば、周波数は2倍になることが考えられる。また、片持ち梁では、自由端から固定端に向かって応力が増加するため、梁となる板の厚さ方向(上下面)だけでなく長さ方向も加味して、応力と磁束分布を理解する必要がある。そこで、本研究では、異なる断面構造の板の梁を利用して厚さ方向、また、梁の長さ方向に沿って梁内の磁束密度変化が捉えることができる磁束検出コイルを利用して長さ方向の応力と磁束の関係を理解することを試みた。

実験方法 梁を構成する磁性材料として方向性 Fe-Si 板 (JIS 規格: 30P120)、非磁性材料として Fe-Si 板に機械的特性が近い Cu 板 (JIS 規格: C1100P) を用いた。そして、異なる厚みの Fe-Si および Cu 板を積層させ、エポキシ接着剤で接合させることにより、異なる4種類の断面構造の板を作製した。積層構造は、Fig. 1 に示すように、(a) Fe-Si(100 μm) 上板/Cu(200 μm) 中下板、(b) Cu(200 μm) 上中板/Fe-Si(100 μm) 下板、(c) Fe-Si(100 μm) 上板/Cu(100 μm) 中板/Fe-Si(100 μm) 下板、(d) Fe-Si(300 μm) 上中下板とした。また、板の長さおよび幅はそれぞれ 50 mm および 10 mm で一定とした。そして、長さ方向の端から 10 mm の部分までを固定することにより、片持ち梁の状態にした。磁束検出用コイルには Fig. 2 に示す2種類を使用した。Fig. 2(a)と(b)は、それぞれ、全体平均および局所的な梁の長さ方向に対する磁束を検出するものである。そして、梁のみを加振機を用いて強制振動させ、コイルの出力波形をオシロスコープで観察した。このとき、振動の加速度は 1.5 G で一定とし、周波数は各材料の共振周波数としたが、概ね 100 Hz 程度であった。また、バイアス磁界をヘルムホルツコイルを用いて梁の長さ方向に印加し、最適な磁界強度は各材料でわずかに異なったが、概ね 15 Oe であった。

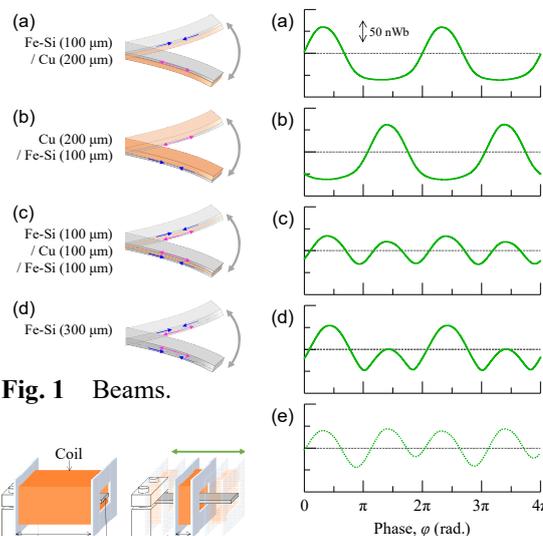


Fig. 1 Beams.

Fig. 2 Coils.

Fig. 3 Waveforms.

実験結果 Fig. 3(a)~(d)に、4種類の梁における全体平均の磁束波形を示す。(a)と(b)では、磁性材料の位置が上下で逆になっていることから、出力電圧の位相が π ずれていることが読み取れ、変化挙動が逆になっていることが分かる。(c)では、出力電圧波形の周波数が、片側のみ場合の2倍になっていた。上下面が非磁性材料により分断されていない(d)においても、(c)とほぼ同様の磁束挙動を示した。Fig. 3(e)には、(a)と(b)の磁束を計算で足し合わせた波形を示す。この波形は、(c)および(d)と同様の挙動を示しており、本研究で用いた Fe-Si 板では、上下面でそれぞれ独立して逆磁歪効果が生じ、発電に寄与していることが示唆された。当日は、局所的な梁内の磁束変化についても報告し、応力と磁束の関係をまとめる。

- 1) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 2) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 3) Z. Yang, K. Nakajima, R. Onodera, T. Tayama, D. Chiba, and F. Narita: *Appl. Phys. Lett.*, **112**, 073902 (2018).
- 4) 阿部宏恒, 後藤太一, 直江正幸, 荒井賢一, 石山和志: 第47回日本磁気学会学術講演会概要集, p. 266 (2023).
- 5) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭「発電装置」特願 2022-086851 / 特開 2023-174153 (2022).
- 6) 大竹充, 中村優太「発電装置」特願 2024-084029 (2024).

垂直磁界アシスト式電磁誘導型衝撃発電デバイスの 軟磁性梁中における磁束分布に及ぼす永久磁石による局所磁界の影響

神谷颯・中村優太・大竹充
(横浜国大)

Influence of Local Magnetic Field Applied by Permanent Magnets on the Magnetic Flux Distribution
in Soft Magnetic Beam of Perpendicular Magnetic Field Assisted Electromagnetic Impact Powered Generator

Soh Kamiya, Yuta Nakamura, and Mitsuru Ohtake

(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに IoTデバイスの急速な普及に伴い、その自立型電源として振動/衝撃発電が注目されている。電磁誘導型振動/衝撃発電の方式として、磁石揺動式¹⁾や逆磁歪式²⁻⁴⁾とは異なる垂直磁界アシスト式⁵⁾を著者らは提案している。この方式では、軟磁性材料からなる梁の表面に対して垂直方向にアシスト磁界を永久磁石により印加する。そして、片持ち梁が振動すると、アシスト磁界の面内成分の方向が 180° 変化することになる。その結果、軟磁性材料の磁化反転が生じ、電磁誘導により梁周辺のコイルに起電力が発生する。昨年の学術講演会では、基本動作を確かめることを目的に、ヘルムホルツコイルを用いて梁に対して一様磁界を印加し、衝撃による発電を行った結果を報告した⁶⁾。一方、実デバイスでは、一様磁界ではなく、撓み角が大きくなる自由端近傍に局所磁界を永久磁石により印加することが想定され、軟磁性梁内における磁束分布も不均一になることが考えられる。そこで、本研究では、その影響を実験的に明らかにし、衝撃発電デバイスを設計する上での磁石配置とアシスト磁界強度に関する知見を得ることを目的とした。

実験方法 梁材料には無方向性珪素鋼板 (JIS 規格 35A270) を用い、長さを 80 mm、幅を 10 mm、厚さを $350\ \mu\text{m}$ とした。そして、端部から 10 mm の部分までを固定することにより片持ち梁の状態とした。梁の長さ方向に対する局所磁束を調べるために、検出コイル (抵抗: $945\ \Omega$, リアクタンス: $582\ \text{mH}$, 巻数: 5000 回, 最内径: $14\ \text{mm} \times 14\ \text{mm}$, 全長: 8 mm) を Fig. 1 に示すようにトレースさせた。また、自由端から上下 23 mm の位置にネオジム磁石を配置した。そして、自由端に 4 mm の変位を与えることにより衝撃発電の試験を行った。

実験結果 Fig. 2 に $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$ における磁束密度の時間変化を一例として示す。最大磁束密度変化量 $\Delta B = 0.82\ \text{T}$ を生じたのち、自由振動により振幅の減衰に伴い、アシスト磁界の面内成分が減少し、梁中の磁束密度が小さくなっていくことが分かる。また、Fig. 3 に ΔB のコイル位置依存性を示す。永久磁石のある自由端に検出コイルが近づくにも関わらず、 $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$ より自由端側では ΔB は増加せず減少に転じた。この理由として、梁の端部付近では磁極の形成により磁区構造が複雑になり、その結果、磁束が長手方向に一様分布しなかったためであると考えられる。当日は梁の変位や磁石の磁界強度を変化させた場合も含め、局所磁界と磁束分布の関係について詳細に報告する。

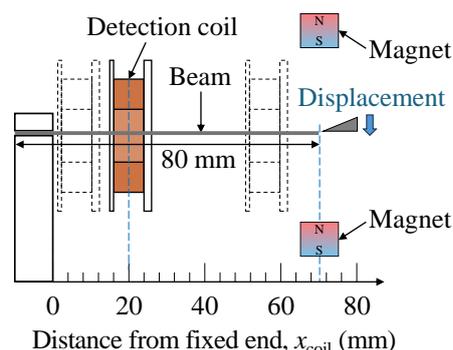


Fig. 1 Schematic diagram showing positional relationship between beam, coil, and a pair of magnets.

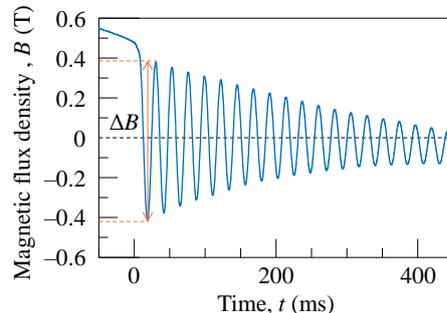


Fig. 2 Magnetic flux density at coil position $x_{\text{coil}} = 44\ \text{mm}$.

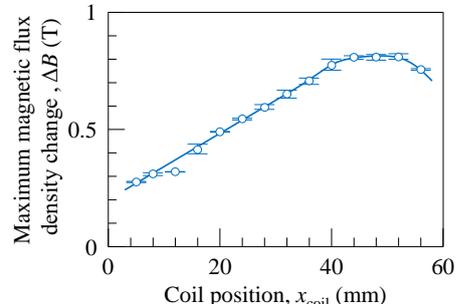


Fig. 3 Coil position dependence of maximum magnetic flux density change.

- 1) H. Wakiwaka, Y. Kumakura, A. Yamada, K. Otakae, and A. Izuno: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **31**, 250 (2007).
- 2) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 3) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 4) 長内史也, 桐修一郎, 石山和志: 平成 31 年電気学会全国大会論文集, p. 146 (2019).
- 5) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭: 「発電装置」特願 2022-086851 / 特開 2023-174153 (2022).
- 6) 神谷颯, 石川瑛士, 明田俊祐, 中村優太, 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭: 第 47 回日本磁気学会学術講演会概要集, p. 260 (2023).

水平および斜め磁界アシスト式電磁誘導型振動発電デバイスの基本原理

今村圭佑・中村優太・神谷颯・大竹充
(横浜国大)

Fundamental Principle of Horizontal and Oblique Magnetic Field Assisted Electromagnetic Vibration Powered Generators

Keisuke Imamura, Yuta Nakamura, Soh Kamiya, and Mitsuru Ohtake

(Yokohama Nat. Univ.)

はじめに 電磁誘導型振動発電の方式として、磁石揺動式と逆磁歪式¹⁻³⁾が一般的に知られているが、著者らは垂直磁界アシスト式⁴⁾に加え、最近、水平および斜め磁界アシスト式⁵⁾を開発した。本研究では、その基本原理を明らかにすることを目的とする。磁界アシスト式は、軟磁性材料から構成される梁を片持ち状態にし、磁性体内の磁束変化を周囲に設置したコイルにより電磁エネルギー変換させ、出力を得る。磁束を変化させるメカニズムは垂直と水平/斜め磁界アシスト式で同じであるが、2つの永久磁石によるアシスト磁界の梁に対する印加方向が異なる。前者では垂直方向であるのに対して、後者ではFig. 1(a)に示すように長手方向とする。磁石と梁の距離に応じて、梁に印加される磁界強度が変化し、また、磁界強度に応じて梁は吸着力を受け、振動特性も変化することが考えられる。そこで、梁の長さ方向と磁石の磁極面の垂線を平行にした場合（水平磁界アシスト式）における梁-磁石間距離 d_{bm} および2つの磁石間距離 d_{mm} を変化させ、振動および発電特性を調べた。次に、梁の自由端の軌跡の法線方向にアシスト磁界が印加されるように磁石の磁極面の角度 θ を変化させた場合（斜め磁界アシスト式）の検討を行った。

実験方法 梁材料にはJIS規格35A270の無方向性珪素鋼板(80 mmL × 20 mmW × 350 μmT)を用い、長手方向の端から20 mmの部分までを固定することにより片持ちの状態にした。発電コイルは全長が54 mm、最内径が26 mmW × 22 mmH、巻数が21600回、抵抗が5.56 kΩ、インダクタンスが7.42 Hのものを使用した。永久磁石としてはネオジム磁石(3 mmL × 30 mmW × 10 mmH, L方向に着磁)を用い、梁自由端からの距離 d_{bm} を3から10 mmの間で変化させた。また、磁石間距離 d_{mm} および磁極面角度 θ についても検討した。Fig. 1にこれらの関係を纏めたものを示す。そして、加振機を用いてシステム全体を強制振動させ、発電試験を行った。振動の加速度は2.0 Gで一定とし、周波数は各アシスト磁界条件における梁の共振周波数とした。

実験結果 $d_{bm} = 6$ mm, $d_{mm} = 0$ mm, $\theta = 0$ deg.の場合において共振周波数65 Hzの正弦波振動を与えた際の加速度、梁自由端の変位、磁束密度、出力電圧の波形をFig. 2に示す。梁自由端の振動に伴って磁束密度が0.58 T変化し、23.2 Vのピーク電圧が得られている。 $d_{mm} = 0$ mm, $\theta = 0$ deg.において d_{bm} を変化させたときのピーク電圧および梁の振幅をFig. 3に示す。 d_{bm} の増加につれて、ピーク電圧は増大していき、その後 $d_{bm} = 6$ mm を境に減少している。 d_{bm} の増加に伴って、梁に印加される磁界強度は減少する一方で、吸着力の減少により梁の共振周波数および振幅は増加するため、その兼ね合いによってピーク電圧が最大となる d_{bm} が存在したものと解釈される。当日は、 d_{mm} や θ を変化させた場合を含め、水平および斜め磁界アシスト式の磁石配置が梁の振動と発電特性に与える効果について詳細に報告する。

- 1) T. Ueno and S. Yamada: *IEEE Trans. Magn.*, **47**, 2407 (2011).
- 2) S. Fujieda, S. Suzuki, A. Minato, T. Fukuda, and T. Ueno: *IEEE Trans. Magn.*, **50**, 2505204 (2014).
- 3) 長内史也, 栢修一郎, 石山和志: 平成31年電気学会全国大会論文集, p. 146 (2019).
- 4) 大竹充, 川井哲郎, 二本正昭「発電装置」特願 2022-086851/特開 2023-174153 (2022).
- 5) 大竹充, 中村優太「発電装置」特願 2024-084029 (2024).

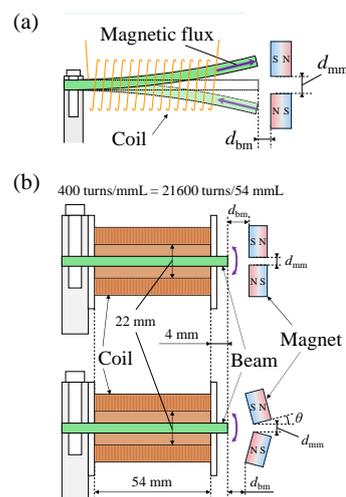


Fig. 1 (a) Direction of magnetic flux in beam. (b) Positional relationships between beam, two magnets, and coil.

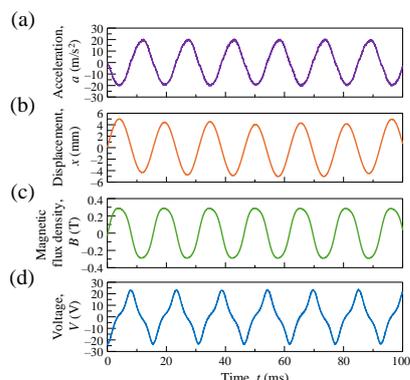


Fig. 2 Waveforms of (a) acceleration, (b) displacement, (c) magnetic flux density, and (d) output voltage.

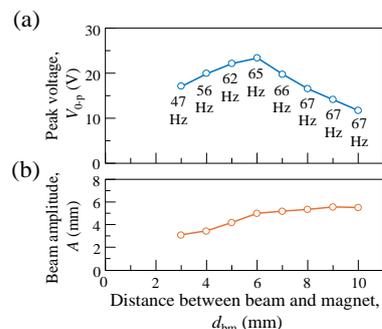


Fig. 3 Dependences of d_{bm} on (a) peak voltage and (b) beam amplitude.

梁の共振による高出力電磁発電機の提案

青木英恵、増本博
(東北大学)

High-output vibrating electromagnetic power generator with beam resonance

Hanae Aoki and Hiroshi Masumoto
(Tohoku University)

背景

近年、橋梁等の老朽化から構造ヘルスマモニタリングの需要が高まり、その実現に必要な膨大なセンサ群を支える電源確保が課題となっている。電池交換の労力や設置の安全性、コスト低減のために、電池や商用電源に代わる自律型環境発電電源の開発が望まれる。人による検査に匹敵する多機能センサを搭載したデバイスには、1-3W以上の電源確保が望まれるが、冬季期間に発電できない太陽光発電を除く環境発電の出力は、数100 mW以下であり、機能を制限せざるを得ないのが現状である。環境中の振動を電力に変換する「振動発電」は、有害で不要な振動を電力に変換する発電技術であり、他の発電と異なる環境(日照のない冬や屋内)に適応できるエネルギーミックスの観点からも期待される。もし、振動発電機の出力を現状の10倍以上に向上することができるならば、振動発電の電源としての適用範囲を大幅に拡大でき、バッテリーレス多機能センサネットワークの実現が期待できる。本研究では、梁の共振と電磁誘導を発電原理とし、軟磁性体により発電出力を大幅に向上した梁振動型電磁発電機を提案する。

実験方法

梁振動型電磁発電機は、銅線1000回巻(抵抗90Ω)のアモルファス箔積層軟磁性コア(MaDC-A®プロテリアル)を樹脂製片持ち梁の自由端に固定した振動部と、自由端からギャップ(g)を設けて磁極面を対向させたバックヨーク(BY)付きNdFeB永久磁石(最大磁束密度4.3kOe)からなる。励振加速度および周波数可変な振動試験機を用いて、上記装置全体を励振させ、コイルの両端に生じる誘導起電力をデジタルオシロスコープで観測し、発電量を評価した。

実験結果

図1(左)に振動試験の様子を示す。梁の共振周波数21 Hz、励振加速度 9.8 m/s^2 において、自由端における梁の振幅は20 mmであり、図1(右)の発電波形が得られた。永久磁石の前を梁が上下に振動することによる軟磁性コアの極性の時間変化(図1右上)は、コイルの誘導起電圧の出力と対応している。コイルは中央付近のBY付永久磁石を梁の振動1周期に2回通過するため、48 msの間に最大起電圧 $V_{pp} \sim 60 \text{ V}$ が2度現れている。最大電力は20W、実効電力は963 mW、1周期のエネルギーは46 mJであった。現在、1W以上の出力向上に挑戦しており、多機能センサの電源への適用を目指している。

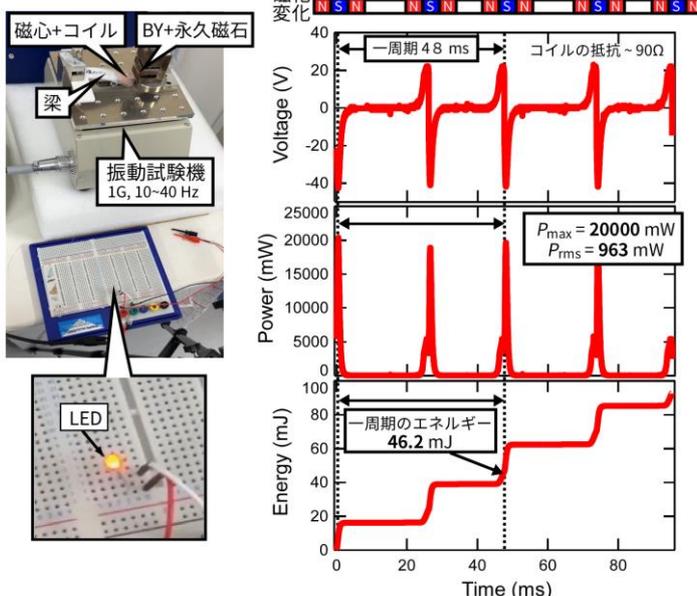


図1 振動試験の様子(左)および発電波形(右)

謝辞

アモルファス箔は株式会社プロテリアル様よりご支給いただきました。感謝申し上げます。

振動が励起された湾曲柔軟鋼板の磁気浮上システム (外乱入力時の定常応答に関する実験的検討)

内田大日、小川和輝*¹、小林一景、黒田純平、内野大悟*²、池田圭吾*³、加藤太朗*⁴、遠藤文人*⁵、
成田正敬、加藤英晃

(東海大、*¹愛知工科大学、*²沼津高専、*³北海道科学大、*⁴東京工大、*⁵福工大)

Electromagnetic levitation system for excited bending flexible steel plate

(Experimental consideration on steady state response under disturbance input)

Y.Uchida, K.Ogawa, I.Kobayashi, J.Kuroda, D.Uchino, K.Ikeda, T.Kato, A.Endo, T.Narita, H.Kato

(Tokai Univ., *¹Aichi Univ. Tech., *²NIT. Numazu., *³Hokkaido Univ. Sci., *⁴Tokyo Univ. Tech., *⁵FIT)

はじめに

電磁石の吸引力を利用した非接触支持を行うため、磁気浮上技術の検討が盛んにおこなわれている¹⁾。当研究グループでは、過去に磁気浮上による非接触搬送の実現性を確認している²⁾。また薄鋼板を対象とする場合には、鋼板を塑性変形しない範囲で曲げた状態で浮上させる湾曲磁気浮上を考案した³⁾。しかし、磁気浮上中の鋼板振動については、詳しく検討されていない。そこで本報告では、浮上中の鋼板に定常的な外乱を入力し、変位センサを電磁石の吸引力が及びづらい領域の箇所に設置し、鋼板の硬さによる指導特性の差について検討した。

湾曲磁気浮上実験

Fig. 1 に湾曲磁気浮上装置の概略図を示す。湾曲磁気浮上装置は、5か所の電磁石ユニットによって薄鋼板を磁気浮上させることができる。本報告ではFig. 2のように、変位センサをA～D点に設置した。浮上対象は長方形鋼板(長さ $x = 800$ mm、幅 $y = 600$ mm)とし、2種類の板厚の鋼板(0.19 mm、0.30 mm)を用いた。本報告では磁気浮上中の鋼板にFig. 3のような正弦波状の外乱をFig. 1における実験装置のFrame No. 3に入力し、鋼板の振動特性について検討した。また、過去の検討より鋼板は浮上を安定させる最適の角度に湾曲させた。Fig. 4にA-D点での変位時刻歴を示す。この結果よりA-D間で位相差が生じており、0.19 mmの方が振幅が大きいことが確認された。

参考文献

- 1) 油野他, 日本磁気学会誌, Vol. 35, No. 2, (2011), pp. 123-127.
- 2) 丸森他, 日本機械学会論文集, Vol. 81, No. 823, (2015), 14-00471.
- 3) 小川他, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 3, No. 1, (2019), pp. 101-106.

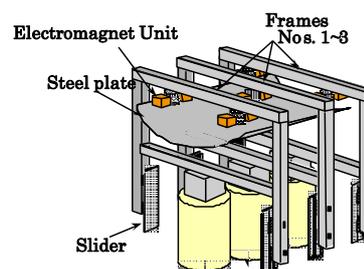


Fig. 1 Schematic illustration of experimental apparatus

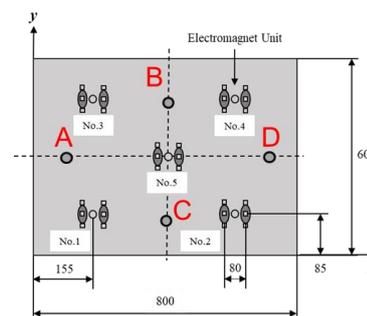


Fig. 2 Placement of Displacement sensors

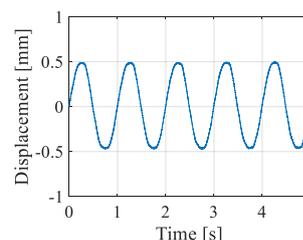
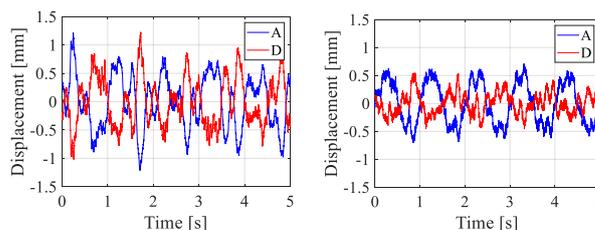


Fig. 3 Time history of sinusoidal disturbance



(a) 0.19 mm, 13°

(b) 0.3 mm, 5°

Fig. 4 Measured displacement of levitated steel plate

磁性体の位置制御のための磁石角度の最適化

佐久間洋志, 澤田 舜
(宇都宮大)

Optimization of magnet angles for magnetic motion control

H. Sakuma and S. Sawada
(Utsunomiya Univ.)

はじめに

3つの永久磁石をモータにより回転させて微小な永久磁石の位置を3次元的に制御する技術が報告されている。しかしながらこれは、被制御磁石をある方向に移動させるために磁場制御用磁石（以下ベース磁石と呼ぶ）をどの方向に回転させればよいかを示しているに過ぎない。被制御磁石がある位置に置かれたとき、それに働く力がゼロとなるようなベース磁石角度を求めることは、位置制御の高速・高精度化において重要である。本研究では、covariance matrix adaptation evolution strategy (CMA-ES)^{2,3)}を用いてベース磁石の角度を最適化する。

計算方法と結果

ベース磁石は径方向に着磁した円筒状ネオジウム磁石（直径 20 mm, 長さ 50 mm）である。3つのベース磁石（M0～M2）は1辺の長さが 180 mm の正三角形の辺の中央に置かれている。被制御磁石は直径 3 mm, 高さ 3 mm の円筒状フェライト磁石である。（位置を認識するために直径 6 mm のプラスチック球に埋め込まれ、方向を認識するために長さ 6 mm のプラスチック棒が取り付けられている）。Fig. 1 に示すように、正三角形の中心を原点として被制御磁石の位置を定義する。ベース磁石の角度（ $\theta_0 \sim \theta_2$ ）は、N 極が+z 方向を向いているときをゼロとし、外向きの回転を正とする。あるベース磁石角度において、ある位置に置かれた被制御磁石に働く力を求めるために、有限要素法シミュレータ Femtet（ムラタソフトウェア）を用いた。Python 用進化計算ライブラリ DEAP⁴⁾を用いて CMA-ES を実行した。1組のベース磁石角度を1個体として、1世代において7つの個体を生成した。その中から3つの優れた個体（x, y 方向の磁力がゼロに近く、z 方向の磁力と（重力-浮力）の差がゼロに近い個体）を選択する。その他の条件は CMA-ES における標準的な値²⁾を用いた。Fig. 2 に被制御磁石の位置を $x=y=0, z=55$ mm としてベース磁石角度を最適化した結果を示す。 $\theta_0 \sim \theta_2$ は $\pm 90^\circ$ の範囲の乱数からスタートして約 0° に収束し、実験とほぼ一致した。発表では様々な位置における最適化結果を報告する予定である。

参考文献

(1) H. Sakuma, *Sci. Rep.* **13**, 18052 (2023). (2) N. Hansen and A. Ostermeier, *Evol. Comput.* **9**, 159 (2001). (3) H. Sakuma, *J. Magn. Magn. Mater.* **566**, 170315 (2023). (4) F.-A. Fortin *et al.*, *J. Mach. Learn. Res.* **13**, 2171 (2012).

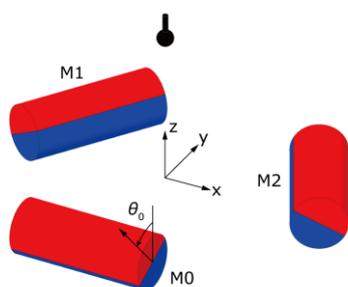


Fig 1. Schematic of magnetic motion control system with magnet numbers, magnet angles, and coordinates of the magnetic object.

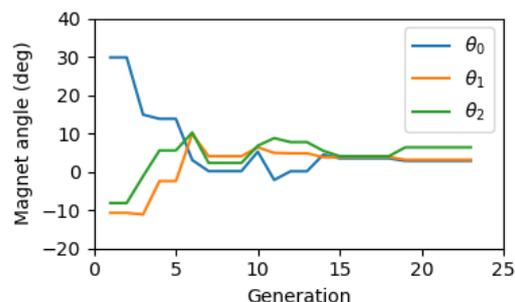


Fig 2. Change in magnet angles with progress of optimization.