

横方向磁束型 SR モータの電流アンバランス改善に関する検討

Improvement in Unbalanced Current of Transverse-Flux-type SR Motor

永井歩美[†]・中村健二

東北大学 大学院工学研究科, 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11 (〒980-8579)

A. Nagai[†], K. Nakamura

Tohoku University, Graduate School of Engineering, 6-6-11 Aoba Aramaki Aoba-ku, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

Transverse-flux-type switched reluctance motors (TFSRMs) have a three-dimensional structure and are expected to exhibit a larger torque than conventional SRMs due to their high winding-space factor. However, a trial three-phase TF SRM was found to have an unbalanced current and torque, which causes vibration and acoustic noise. The mechanism of this unbalanced current has not been clarified yet. This paper investigates the cause of the unbalanced current by using a three-dimensional finite element method (3D-FEM). Furthermore, it presents a two-phase TF SRM that improves the unbalanced current.

Key words: Transverse-flux-type switched reluctance motor (TF SRM), unbalanced current

1. はじめに

近年、環境保護の観点よりカーボンニュートラル社会の実現が全世界で強く推進されており、様々な分野において省エネルギー化が求められている。特にモータは、世界における発電量の約50%を消費していることから¹⁾、さらなる高性能化および高効率化が強く求められている。またそれと同じくして半導体の進化により、同期モータが広く普及し、モータの高性能化は日々、研究開発が進められている。その中でも、レアアースを用いる永久磁石同期モータ (Permanent magnet synchronous motor: PMSM) が大きく取り上げられるようになった²⁾。しかしながら、COVID-19の影響によりレアアースが約10年ぶりの価格高騰を迎えており、未だにレアアースの供給不安定性が課題となっている³⁾。

そこでスイッチトリラクタンスモータ (Switched reluctance motor: SRM) が再び注目され始めている。SRMは巻線と鉄心のみで構成されるレアアースフリーのモータであり、構造が堅牢かつ安価という特長をもつ。SRMは長年の課題として、騒音や制御技術に関するものとトルク密度や効率に関するものが挙げられてきた。しかしながら近年では駆動技術に関する検討も多く、きめ細やかな制御が可能になり、トルクリプルや騒音に関する問題改善も進んでいる^{4),5)}。したがって残る大きな課題は、トルクや効率がPMSMに及ばないという点であるが、この課題に対しても、アキシシャルギャップ型をはじめとして、様々な検討が進められている^{6),7)}。その中で筆者らは横方向磁束型 (Transverse-flux-type: TF) に着目している。横方向磁束型モータとは、主磁束が回転子の回転方向に対して、直交する方向 (横方向) に流れるモータの総称である。構造上の特徴として、固定子、回転子のどちらか一方もしくは両方がセグメント構造であり、巻線は極やスロットに施されるのではなく、トロイダル状の巻線を外鉄形になるように収める場合が多い。これにより、一般的なラジアルギャップ型 (Radial-flux type: RF) に比べて巻線占有率を高くすることができる。先行研究では、ラジアルギャップ型 SRM (RFSRM) よりも、TF SRMの方が高トルクであることが実証されている⁷⁾。しかしながら一方で、試作した3相TF SRMの電流にアンバランスが生じることも

明らかとなった。電流のアンバランスは、トルクリプルの増大を招き、振動や騒音の増大につながる。

そこで本論文では、3次元有限要素法 (3D-FEM) を用いて3相TF SRMにおける電流アンバランスの発生要因を明らかにする。また、電流アンバランスを改善する一つの方策として、2相TF SRMについて検討を行ったので報告する。

2. TF SRM の基本原理

SRMは巻線と鉄心のみで構成され、固定子および回転子に突極構造をもつ。回転子側に巻線や永久磁石は不要であることから、SRMは構造が簡単で堅牢かつ安価という特長を有する。Fig. 1にSRMにおいて一般的な構造であるRFSRMと、今回検討に用いるTF SRMの基本構成を示す。RFSRMの巻線は固定子極に集中巻される。一方、回転子は鉄心のみで構成され、固定子、回転子ともに突極構造を有する。TF SRMは固定子、回転子ともに複数のカットコアからなるセグメント構造を有する。固定子カットコアの内側には、トロイダル状の巻線が収められている。そのため、巻線占有率を高くできることから、一般的なRFSRMに比べて高トルクが期待できる。また、同一構成の固定子と回転子のセットを軸方向に重ねることで、容易に多相化することができる。

Fig. 2に、RFSRMとTF SRMをそれぞれ θ 軸方向に展開した図を示す。一般的なRFSRMの場合、同図(a)に示すように回転子の回転方向と主磁束の流れる方向は同じ θ 軸方向になる。一方、TF SRMは同図(b)のように、回転子の回転方向に対して主磁束が

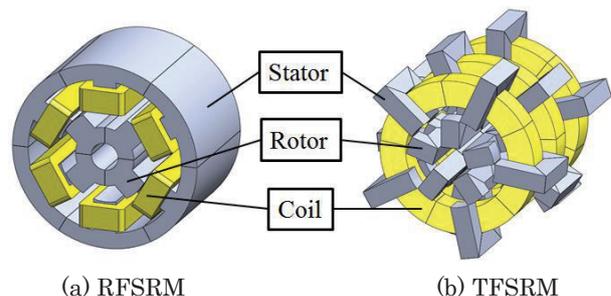


Fig. 1 Comparison of basic configurations of RFSRM and TF SRM.

責任著者: 永井 歩美 (e-mail: ayumi.nagai.t2@dc.tohoku.ac.jp).

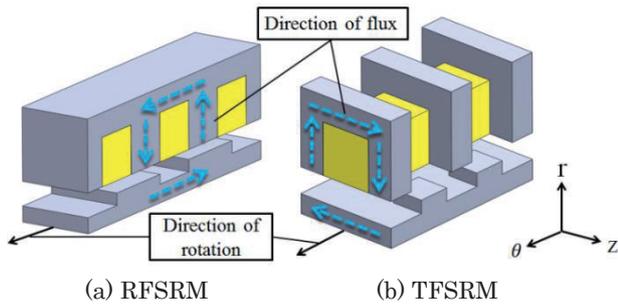


Fig. 2 Rotational direction and flux direction of RFSRM and TFSRM.

横方向 (z 軸方向) に流れることがわかる。

Fig. 3 に回転子位置角 θ に対するインダクタンス L の変化, 並びに励磁電圧 v と励磁電流 i の概略波形を示す. ここで θ_b を励磁開始角, θ_w を励磁幅とする. 同図に示すように, 固定子極と回転子極が完全に対向した位置角を $\theta = 0^\circ$ と定義すると, この時インダクタンス L は最大となり, 最も遠ざかった完全非対向位置で最小になる. ここで, ある相に生じるトルク τ は磁気特性を線形と仮定すると, 次式で与えられる.

$$\tau = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \quad (1)$$

したがって, 同図に示すように, インダクタンス曲線の傾きが正の領域で励磁することで, 正方向のトルクが発生する. そのため TFSRM の駆動には回転子位置検出が必要となる.

Fig. 4 に, TFSRM の 1 相分の駆動回路を示す. TFSRM の駆動に用いる回路は, 一般的な SRM の駆動回路と同じく非対称ハーフブリッジコンバータを用いる. この回路はトランジスタと還流ダイオードを高圧側, 低圧側にそれぞれ一つずつ有する. 両トラ

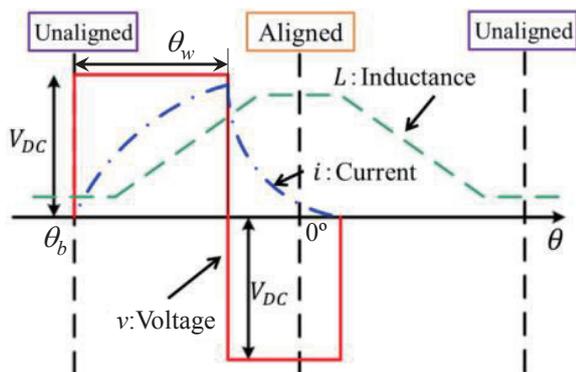


Fig. 3 Phase inductance according to rotor position angle, and excitation voltage and current waveform.

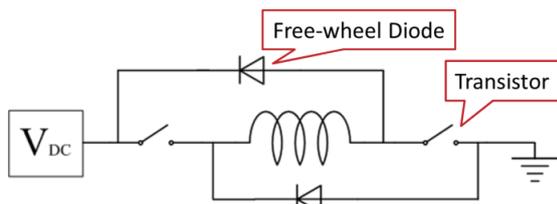


Fig. 4 Asymmetric half bridge converter (one-phase).

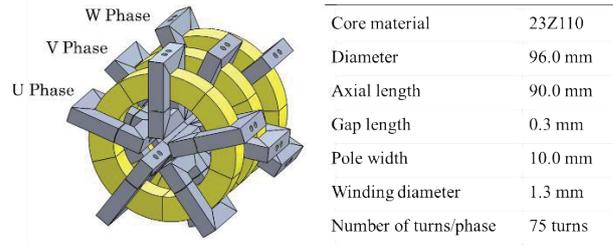
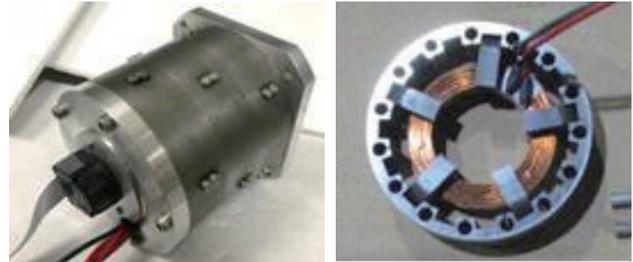


Fig. 5 Specifications of 3-phase TFSRM.



(a) External view (b) Stator (1-stack)



(c) Rotor (3-stack)

Fig. 6 Appearance of 3-phase TFSRM.

ンジスタを同時に ON することにより, 固定子巻線に電圧が印加され, 励磁電流が流れる. その後, 両トランジスタを OFF すると, 固定子巻線に蓄えられた磁気エネルギーが還流ダイオードを通して電源に回生される.

Fig. 5 に, 先行研究で試作された 3 相 TFSRM の諸元を示す. Fig. 6 は試作機の写真である. 試作した TFSRM の巻線占積率は 50% であり, 同体格の先行研究の RFSRM (巻線占積率 29%) よりも大きなトルクを有することが実証されている⁸⁾.

3. TFSRM の電流アンバランス発生要因の分析

3.1 試作機の電流アンバランスの確認

Fig. 7 に, 試作した 3 相 TFSRM の実験システムを示す. 電圧・電流等の測定には YOKOGAWA 製の WT1800 を用い, モータへの負荷印加とトルク・回転数の測定には菅原研究所製の DM5001 および HB-2N を用いた. また, TFSRM の駆動回路は自作の非対称ハーフブリッジコンバータを用いた.

Fig. 8 に, 高負荷時 (1.0 N·m) と低負荷時 (0.2 N·m) における 3 相 TFSRM の電流波形を示す. この図を見ると, 負荷の大きさにかかわらず電流にアンバランスが生じていることがわかる. すなわち, 電流アンバランスの要因は磁気飽和では無いことが推察される.

次いで、3D-FEMを用いて、上述の電流アンバランスの再現を試みた。ここで、3D-FEMによる特性算定には、(株)JSOL製の電磁界解析プログラムであるJMAG Designer 20.2を用いた。Fig. 9に、解析モデルを示す。TFSRMの各相は磁氣的に互いに独立であると仮定し、さらに磁気回路の対称性と周期性を勘案すると、ある1相のある1極分のみをモデル化することで、諸特性を算定することができる⁹⁾。

Fig. 10に、上述のFEMモデルを用いて算定した電流波形を示す。高負荷側は1.8N・m、低負荷側は0.38N・mである。同図より、高負荷側と低負荷側のどちらについても電流アンバランスは確認

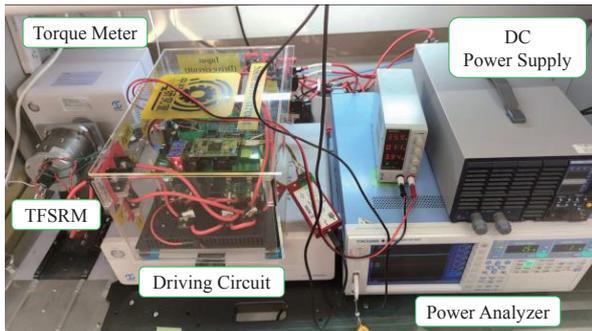
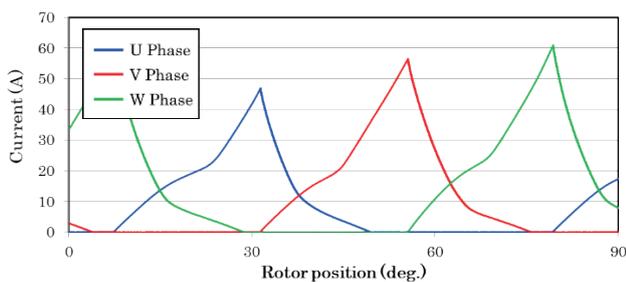
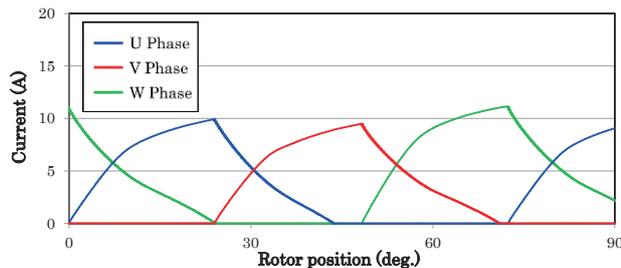


Fig. 7 Experimental setup of 3-phase TFSRM.

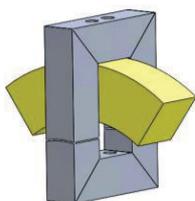


(a) 1.0 N·m



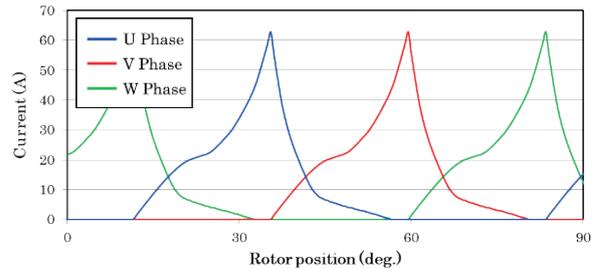
(b) 0.2 N·m

Fig. 8 Observed current waveforms of 3-phase TFSRM.

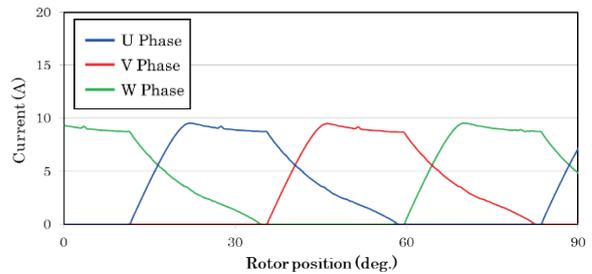


Core material	23Z110
Diameter	96.0 mm
Axial length	90.0 mm
Gap length	0.3 mm
Pole width	10.0 mm
Winding diameter	1.3 mm
Number of turns/phase	75 turns

Fig. 9 Specifications of 1 pole model.



(a) 1.8 N·m



(b) 0.38 N·m

Fig. 10 Current waveforms calculated with 1-pole model.

できない。このことから、本モデルで仮定した“各相は磁氣的に互いに独立”と“磁気回路は対称性と周期性を有する”のいずれか一方、または両方が厳密には成立していないと考えることができる。

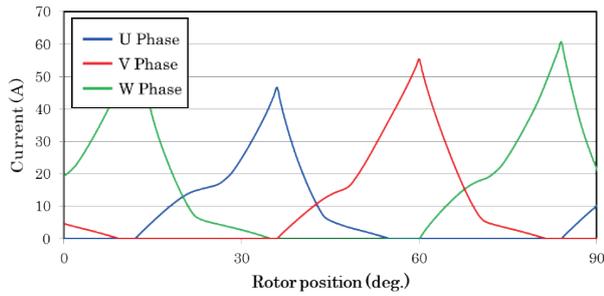
3.2 3相TFSRMのフルモデル解析

前節の検討により、TFSRMの1極分の解析モデルでは、電流アンバランスは再現できないことが明らかとなった。そこで本節では、3相TFSRMのフルモデルを作成し、より詳しい分析を行う。

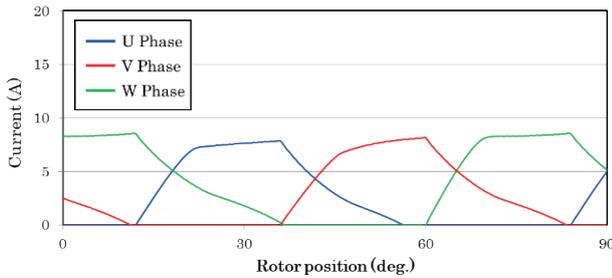
Fig. 11に、フルモデルで求めた電流波形の算定結果を示す。ここで、高負荷側は1.1N・m、低負荷側は0.28N・mである。同図より、電流にアンバランスが生じていることがわかる。また、Fig. 8と比較しても各電流の大小関係など、実機と同様の傾向が得られていることがわかる。

Fig. 12(a)に、負荷トルク1.1N・mにおいて、U相電流が最大になった時の磁束密度ベクトル図を示す。この図は、各相の固定子および回転子の1極分を取り出したものである。また同様に同図(b)はV相電流最大時、同図(c)はW相電流最大時である。同図(a)を見ると、回転子鉄心が3相すべて直結しているため、磁束がU相の磁気回路内に収まらず、他相にまで流入していることがわかる。すなわち、TFSRMの各相は磁氣的に独立しておらず、U相からW相まで全体的に結合していることがわかる。さらに、同図(a)と(c)に対して、同図(b)の磁束分布は異なるため、磁気回路の対称性も崩れていることがわかる。

なお、U相とW相は構造的には対称であるが、一般にSRMでは、励磁相とその1つ前の相に流れる残留電流によって内部の磁束の流れ、すなわち磁気回路が形成されるため、U相励磁時にはU相とW相の間で磁気回路が、W相励磁時にはW相とV相の間で磁気回路が形成される。ここで、W相とV相は構造的にも隣接

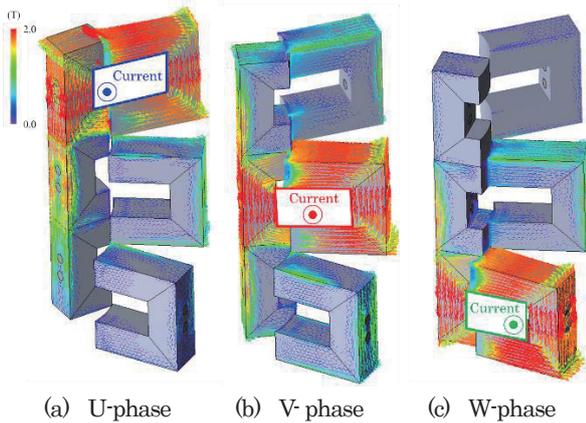


(a) 1.1 N·m



(b) 0.28 N·m

Fig. 11 Current waveforms calculated with full model.



(a) U-phase (b) V-phase (c) W-phase

Fig. 12 Flux density vector diagram when each phase current was maximized.

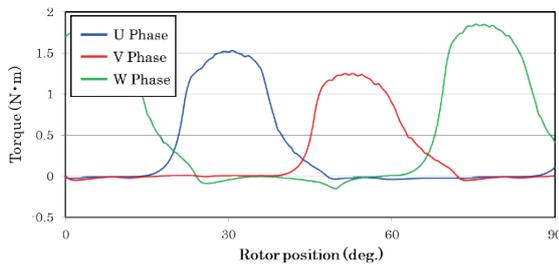


Fig. 13 Torque waveforms calculated with full model at 1.1 N·m

しているが、U相とW相は隣接していないことから、両者が形成する磁気回路は異なる。これが、Fig. 11のU相とW相の電流波形が異なる理由である。

以上のことから、3相TFSRMにおいて電流アンバランスが生じた要因は、各相の磁気回路が互いに独立していないことと、それによって磁気回路の対称性が失われたためと結論付けることがで

きる。

次いで、Fig. 13に各相のトルク波形を示す。この図を見ると、電流にアンバランスが生じたことで、各相のトルクにもアンバランスが生じていることがわかる。また加えて、負のトルクが発生しているタイミングがあることも確認できる。これはFig. 12に示すように、上下の固定子極が部分的に重なっている箇所を介して、励磁相から隣接相に流れ込んだ磁束がブレーキトルクを発生させているためと考えられる。

4. 2相TFSRMの基礎特性

これまでの検討から電流アンバランスを解消するためには、磁気回路の非対称性を改善することが必須であることが明らかとなった。また、ブレーキトルクの低減には隣接相の固定子極同士が重ならないようにすることも重要である。そこで本章では、これらの条件を満たす2相TFSRMについて検討を行った。

Fig. 14に2相TFSRMの諸元を示す。2相TFSRMは上下対称の構造を有することから、常に磁気回路の対称性は崩れない。また極幅を10mmから8mmに変更することで固定子極間の重なりも解消している。

Fig. 15に、高負荷側と低負荷側の電流波形の算定結果を示す。高負荷側は0.79N·m、低負荷側は0.16N·mである。同図より、電流アンバランスがきれいに改善されていることがわかる。

Fig. 16に、3相TFSRMと2相TFSRMの電流密度対トルク密

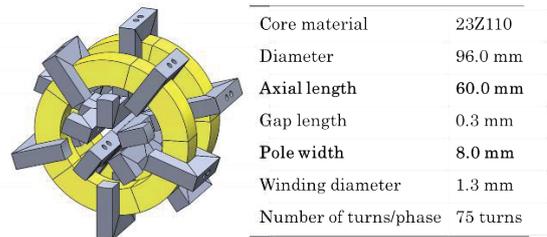
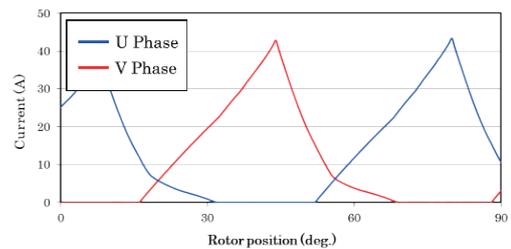
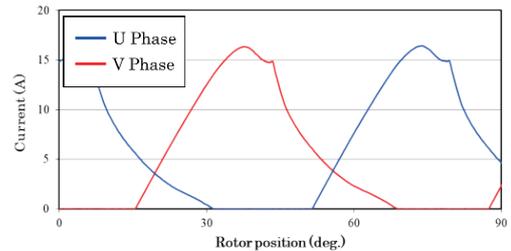


Fig. 14 Specifications of 2-phase TFSRM.



(a) 0.79 N·m



(b) 0.16 N·m

Fig. 15 Calculated current waveforms of 2-phase TFSRM.

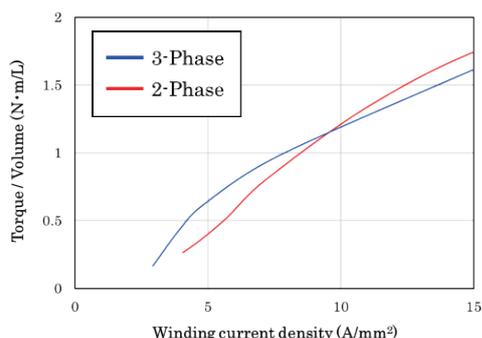


Fig. 16 Comparison of calculated current density vs. torque density characteristics of 3-phase and 2-phase TFSRMs.

度特性を示す。この図を見ると、両者ともほぼ同等のトルク密度を有することがわかる。

5. まとめ

以上、本論文では、3次元有限要素法 (3D-FEM) を用いて3相 TFSRM における電流アンバランスの発生要因を明らかにするとともに、電流アンバランスの改善策の一つとして、2相 TFSRM について検討を行った。

その結果、3相 TFSRM において電流アンバランスが生じた要因は、各相の磁気回路が互いに独立していないことと、それによって磁気回路の対称性が崩れたためであることが明らかとなった。

また上記の結論に基づき、磁気回路の対称性が常に保たれる2相 TFSRM について基礎特性を算定したところ、電流のアンバランスが完全に解消されることが明らかとなった。

本論文の検討により、2相 TFSRM のトルク密度は3相 TFSRM と同等であることも明らかとなったが、2相機は原則一方向への駆動しかできないため、応用先が限られる。そのため、今後は両方向に駆動可能な TFSRM の構成や制御法について検討を行う予定である。

謝辞 本研究の一部は JSPS 科研費 JP21J20444 と東北大学人工知能エレクトロニクス卓越大学院プログラムの支援を得て行われたものである。

References

- 1) 4E Electric Motor Systems Annex, "Policy Guidelines for Motor Driven Units," The Institute of Applied Energy (2018).
- 2) A. T. De Almeida, F. J. T.E. Ferreira, and G. Baoming, *IEEE Trans. Industry Applications*, **50**, 3 (2013).
- 3) J.M.D. Coey: *Engineering*, **6**, 119 (2020).
- 4) T. Abe, *IEEJ Journal*, **137**, 281 (2017) (in Japanese).
- 5) T. Kosaka, *IEEJ Journal*, **137**, 825 (2017) (in Japanese).
- 6) N. Tashiro and K. Nakamura, *IEEJ Journal of Industry Applications*, **10**, 708 (2021).
- 7) A. Chiba, K. Kiyota, N. Hoshi, M. Takemoto, and S. Ogasawara, *IEEE Trans. Energy Conversion*, **30**, 175 (2014).
- 8) T. Komoriya, Y. Ito, and K. Nakamura, *J. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **3**, 58 (2019) (in Japanese).

2022年10月20日受理, 2023年2月17日採録