

磁束変調型磁気ギヤの損失のトルク・速度依存性に関する実験的検証

朝雛えみり, 中村健二
(東北大学)

Experimental Verification of Loss Dependence on Torque and Speed in Flux-modulated-type Magnetic Gear

E. Asahina, K. Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

近年, 出力密度向上を目的に超高速モータの開発が盛んに行われているが, これを減速する機械式ギヤには本質的に摩擦や発熱の問題がある。そのため, 非接触で増減速可能な磁気ギヤに注目が集まっている。このような背景から, 先に筆者らは, 80,000 rpm で動作可能な磁束変調型磁気ギヤの解析設計・試作試験を行った¹⁾。

本稿では, 本磁気ギヤの損失のトルクおよび速度依存性について, 3次元有限要素法 (3D-FEM) と実験試験によって検討を行ったので報告する。

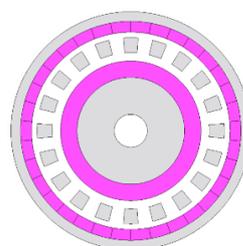
超高速磁気ギヤの損失特性

Fig. 1 に, 今回使用する磁束変調型磁気ギヤの諸元を示す。本磁気ギヤのギヤ比は 6.667 であり, 入力軸は内側回転子, 出力軸はポールピースである。また, 入力側の最高回転数は 80,000 rpm である。

Fig. 2 に, 3D-FEM で算出したトルク対損失特性を示す。同図から, 本磁気ギヤの損失は速度のみに依存し, トルクには依存しないことがわかる。

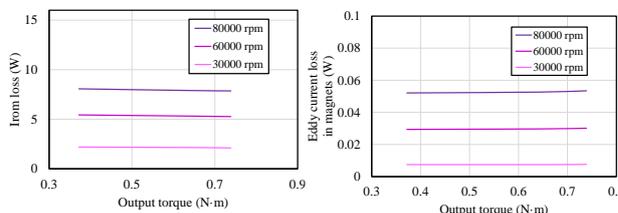
Fig. 3 に, 試作した超高速磁気ギヤの外観を示す。ポールピースホルダやケースなどは, 漏れ磁束などによる渦電流の発生を防ぐため, すべて CFRP (炭素繊維強化プラスチック) で製作した。

Fig. 4(a) に実験システムを示す。磁気ギヤ (MG) の入力側にはスイッチトリラクタンスモータ (SRM) を接続し, 出力側にはトルクメータを接続した。実験では, SRM を 5000 rpm, 10,000 rpm で回転させ, トルクを 0.1 N·m から 0.4 N·m まで変化させた。同図(b)に磁気ギヤの損失の実測値を示す。ここで損失の実測値は, 本システムで測定した全損失から, SRM 単体で運転したときの損失を引くことで算出した。この図を見ると, 5000 rpm, 10,000 rpm 両回転数において損失は, 計算結果と同様, トルクにはほとんど依存しないことがわかる。なお, 本研究の一部は JSPS 科研費 JP23KJ0189 および東北大学 AIE 卓越大学院プログラムにより支援された。



Gear ratio:	6.667
Axial length:	20 mm
Diameter:	44 mm
Shaft diameter:	6 mm
Inner gap length:	1.5 mm
Outer gap length:	1 mm
Material of inner magnet	Sintered Nd-Fe-B
Material of outer magnet	Bonded Nd-Fe-B

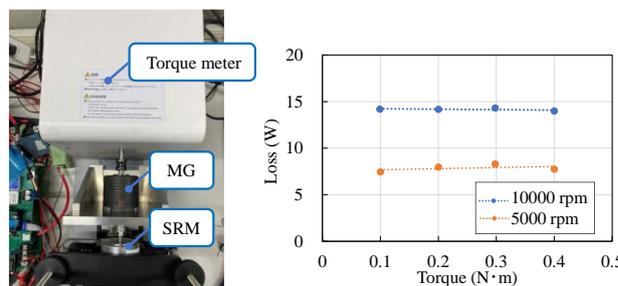
Fig. 1 Specifications of a prototype ultra-high-speed flux-modulated-type magnetic gear.



(a) Iron loss (b) Eddy current loss in magnets
Fig. 2 Calculated loss characteristics of the prototype magnetic gear.



(a) Inner rotor (b) Pole-pieces (c) Magnetic gear
Fig. 3 Appearance of the prototype magnetic gear.



(a) Experimental system (b) Measured loss characteristics.
Fig. 4 Experimental system and measured loss characteristics of the prototype magnetic gear.

参考文献

- 1) E. Asahina, K. Mitsuya, K. Nakamura, Y. Tachiya, Y. Suzuki, K. Kuritani, *J. Magn. Soc Jpn. Special Issues*, 7, 85 (2023).

高速 SR モータの瞬時トルク制御に関する基礎検討

岡田 篤弥, 中村 健二
(東北大学)

Basic Examination of Instantaneous Torque Control for High-speed SR Motor

A. Okada, K. Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

スイッチトリラクタンス (SR) モータは、構造が単純で堅牢、安価で熱に強いという特長を有する。一方、両突極構造に由来してトルクリプルが大きく、振動・騒音が大きいという課題がある。

上述の課題に対して先行研究では、瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) が提案され¹⁾、小型電気自動車用インホイール・ダイレクトドライブ SR モータのトルクリプルや振動・騒音を低減可能であることが実証された。ただし、本モータの回転数はおおよそ 1,000 rpm 以下であり、回転数 10,000 rpm を超える SR モータに適用された事例はない。

そこで本稿では、先に電動工具用に開発された最高回転数 20,000 rpm の高速 SR モータ²⁾ に対して、IPTDC の適用を試みたので報告する。

IPTDC のシミュレーション結果

Fig. 1 に、制御対象とした SR モータの諸元を示す。本モータの動作回転数は約 10,000~20,000 rpm、定格トルクは 0.1 N·m である。

Fig. 2 に、先行研究で提案された IPTDC の概念図を示す。IPTDC は、励磁相切り替え時に生じるトルクの谷を無くすため、切り替え前後の 2 つの相の合計トルクを指令値に追従させることで、リプルを低減する制御法である。本稿では、MATLAB/ Simulink を用いて、IPTDC を Fig. 1 の高速 SR モータに適用した場合のシミュレーションを行った。

Fig. 3 にトルクの計算波形を示す。通常励磁と IPTDC とともに回転数は 15,000 rpm、平均トルクは 0.02 N·m である。この図を見ると、IPTDC により励磁相切り替え時のトルクの落ち込みが抑制され、リプルが低減されていることがわかる。今後は実機による検証を行う予定である。

参考文献

- 1) H. Goto, A. Nishimiya, H. J. Guo, A. Honda, and O. Ichinokura, *COMPEL*, **29**, 173 (2010).
- 2) K. Nakamura, Y. Kumasaka, and O. Ichinokura, *Journal of Physics: Conference Series*, **903**, 012040 (2017).

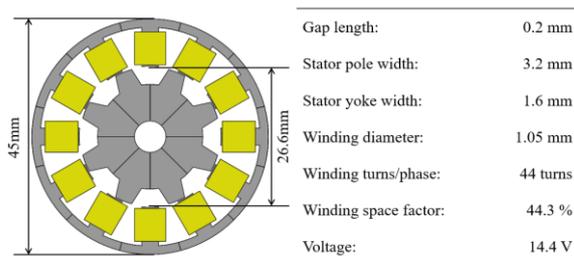


Fig. 1. Specifications of high-speed SR motor²⁾.

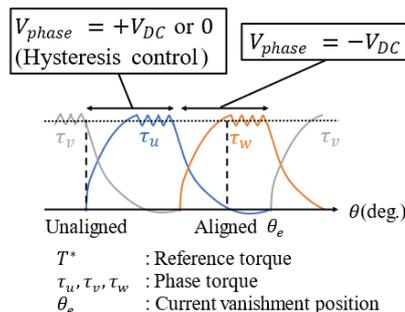
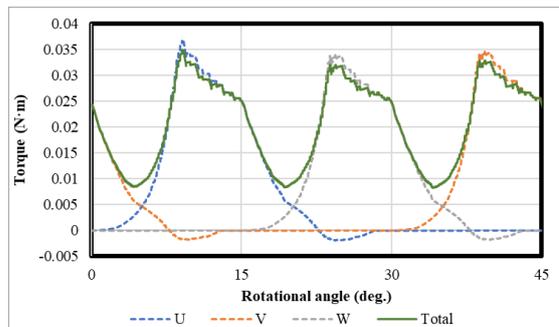
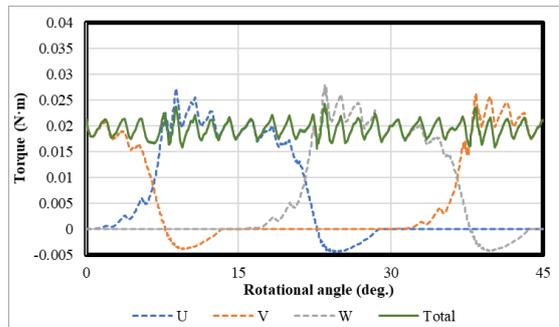


Fig. 2. Schematic diagram of IPTDC.



(a) Conventional



(b) IPTDC

Fig. 3. Calculated torque waveforms of high-speed SR motor.

分布巻埋込磁石モータのリラクタンストルク向上のための フラックスバリア形状に関する検討

田村一樹, 中村健二, *成瀬賢哉, *萱野雅浩
(東北大学, *愛知製鋼)

Flux Barrier Shape for Reluctance Torque Improvement of Distributed-Winding Interior Permanent Magnet Motor

Kazuki Tamura, Kenji Nakamura, *Kenya Naruse, *Masahiro Kayano
(Tohoku University, *Aichi Steel)

はじめに

埋込磁石 (IPM) モータは、小型高出力・高効率であることから、様々な分野で利用が広がっている。一方、フラックスバリアは内部に収めるネオジム焼結磁石の形状に合わせる必要があるため、リラクタンストルク最大という観点でバリア形状を最適化することは容易ではない。そこで本稿では、分布巻 IPM モータを考察対象とし、形状自由度の高いネオジムボンド磁石の利用を前提に、リラクタンストルクを向上可能なフラックスバリア形状について、種々検討を行ったので報告する。

最適な回転子フラックスバリアの探索結果

Fig. 1 に、考察に使用した分布巻 IPM モータの諸元を示す。Fig. 2 に、最適化を行ったフラックスバリア形状の一例を示す。同図に示した平板 1 層形と円弧 2 層形の他に、V 字 1 層形、円弧 1 層形、円弧 3 層形の 5 種類の異なるフラックスバリアを有する回転子について、最適寸法の探索を行った。加えて、Fig. 3 に示すように、磁束線の特徴を捉え、楕円弧状のフラックスバリアについても、最適寸法の探索を行った。なお、解析には 2 次元有限要素法 (2D-FEM) を用い、さらにリラクタンストルクのみに着目するため、磁石は取り除き、代わりに磁気ブリッジを省くことで、磁石磁束による磁気ブリッジの磁気飽和を考慮した。

Fig. 4 に、最適化後の楕円弧形 2 層のフラックスバリア形状を示す。また、Table. 1 には各フラックスバリアにおけるリラクタンストルクの最大値と、その時の d 軸インダクタンス L_d 、 q 軸インダクタンス L_q 、突極比を示す。この表を見ると、楕円弧 2 層形が最もリラクタンストルクが大きいことがわかる。すなわち、リラクタンストルク向上には磁束線の特徴を捉えたフラックスバリア形状が最適であることが明らかとなった。

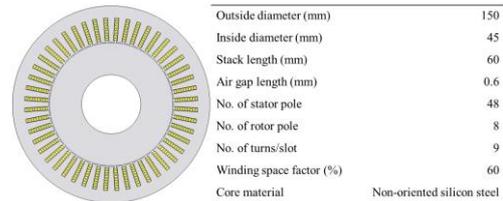


Fig. 1. Specifications of distributed-winding IPM motor.



Fig. 2. Flux barrier shapes for comparison, (a) Flat-shape, 1 layer, (b) Arc-shape, 2 layers.

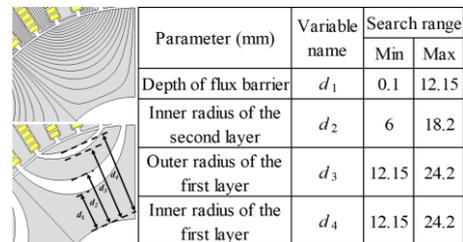


Fig. 3. Parameters to be optimized in elliptical arc shape, 2 layers.

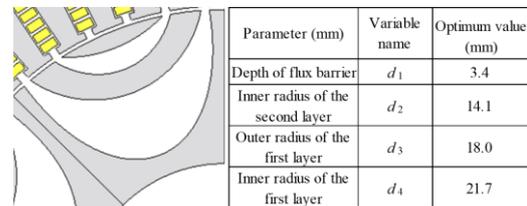


Fig. 4. Optimized barrier shape in elliptical arc shape, 2 layers.

Table 1 Maximum value of reluctance torque, q -axis & d -axis inductance, and saliency ratio of each flux barrier shape.

Model	Maximum reluctance torque (N · m)	d -axis inductance (mH)	q -axis inductance (mH)	Saliency ratio
Flat-shape, 1 layer	18.96	0.48	1.31	2.75
Arc-shape, 2 layers	19.52	0.39	1.20	3.05
Elliptical arc shape, 2 layers	24.10	0.38	1.47	3.86

ネオジム磁石とフェライト磁石を有する 集中巻埋込磁石モータの磁石配置に関する検討

尾花輝哉, 中村健二
(東北大学)

Magnet Arrangement of Concentrated-Winding Interior Permanent Magnet Motor
with Nd-Fe-B and Ferrite Magnets

T. Obana, K. Nakamura
(Tohoku University)

はじめに

埋込磁石 (IPM) モータは、永久磁石を回転子鉄心内部に埋め込んだモータの総称である。IPM モータは、マグネットトルクに加えてリラクタンストルクも利用できるため、高出力・高効率なモータとして、様々な用途に応用範囲を拡大し、適用機器の省エネルギー化に大きく貢献している。この IPM モータにおいて、レアアースの使用量削減や小型化が期待されている。

本稿では、IPM モータにおいてレアアース量を増やすことなくトルクを向上させることを目的として、フェライト磁石を併用した集中巻 IPM モータの磁石配置について、2次元有限要素法 (2D-FEM) を用いて検討したので報告する。

フェライト磁石併用 IPM モータの磁石配置

Fig. 1 に、本稿で基準とした集中巻 IPM モータを示す。3相8極12スロットの集中巻モータであり、家電・民生品等で一般的に用いられているものである。本稿では、この IPM モータの固定子構成は変えずに、Fig. 2(a)~(f)に示すような6種類の異なる磁石配置を有する回転子について、トルク特性を算定した。解析条件は、回転数 9000 rpm、電流実効値 15 A とした。なお、2D-FEM には、(株)JSOL 製の電磁界解析プログラムである JMAG Designer 21.0 を用いた。

Table 1 に、各磁石配置におけるトルクの最大値を示す。同表より、Fig. 2(a)および(b)の磁石配置のトルクが大きく、基準モータから約 0.3 N・m 向上した。

次いで、Fig. 3 に磁石配置(a)および(b)について減磁解析を行った結果を示す。解析条件は定格電流の3倍である 45 A とした。同図より、磁石配置(a)は1, 2層目ともに中央のフェライト磁石が大きく減磁していることがわかる。一方、磁石配置(b)では2層目両端のネオジム磁石の端部がわずかに減磁している

のみである。したがって、トルク向上と減磁耐力の観点から見て、磁石配置(b)が最適な磁石配置であるといえる。今後は、速度-トルク特性や効率などについても比較・検討を行う予定である。

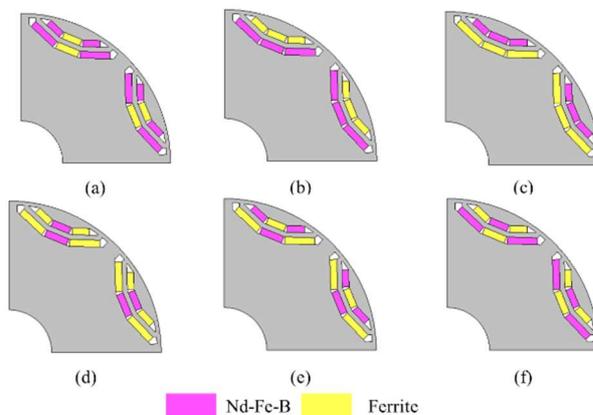


Fig. 2 Magnet arrangement for comparison.

Table. 1 Comprison of the maximum torque of each magnet arrangement.

Model	Maximum torque (N·m)	Model	Maximum torque (N·m)
Reference motor	3.56	(d)	2.66
(a)	3.91	(e)	3.01
(b)	3.84	(f)	3.66
(c)	3.21		

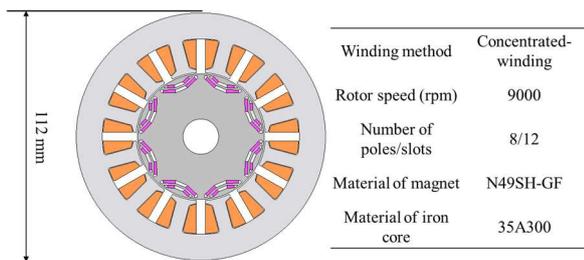


Fig. 1 Specifications of a reference IPM motor.

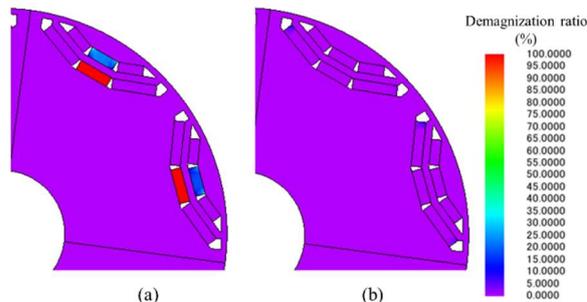


Fig. 3 Comparison of contour diagrams of the irreversible demagnetization ratio.

小型 EV 用インホイール・アキシアルギャップ型 SR モータの 駆動領域拡大に関する検討

西海悠介, 中澤貫太, 中村健二 (東北大学)

Drive Range Expansion of In-Wheel Axial-Flux SR Motor for Compact EV

Y. Nishigai, K. Nakazawa, K. Nakamura (Tohoku University)

はじめに

先に筆者らは、アキシアルギャップ型のスイッチトリラクタンス (SR) モータの試作評価と、インホイール駆動方式の小型電気自動車 (EV) への適用を行い、実証走行に成功した¹⁾。一方で、従来のモータ制御手法である瞬時相トルク分配制御 (IPTDC) では、高速回転時に出力トルクが低下し、車両としての運転領域が狭いことが明らかになった。

そこで本稿では IPTDC を改良し、従来固定されていた通電区間を回転速度やトルクに応じて柔軟に変化させる通電区間可変制御²⁾に加え、さらなる高速・高負荷域まで駆動領域を拡大することを目指し、平均トルクに着目した制御法について検討を行った。

各種トルク制御手法の比較

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。本 SR モータを制御対象として、従来の IPTDC, IPTDC の通電区間を柔軟に変化させる通電区間可変制御、そして瞬時トルクでは無く、平均トルクを指令値に追従させる平均トルク制御を適用した場合の速度-トルク特性、並びにトルク波形を算定して比較を行った。なお、シミュレーションには MATLAB/Simulink を用いた。

Fig. 2 に、IPTDC と通電区間可変制御のトルク波形を示す。この時の回転数とトルクは 400 rpm, 60 N·m である。IPTDC では励磁切り替え時にトルクの谷が生じて指令値に追従できていないが、通電区間可変制御では追従できていることがわかる。

Fig. 3 は、通電区間可変制御と平均トルク制御のトルク波形の比較である。この時の回転数とトルクは 800 rpm, 40 N·m である。この図を見ると、平均トルク制御では、より高速領域まで指令値どおりの平均トルクを発生できていることがわかる。

Fig. 4 に、速度-トルク特性の比較を示す。同図(a)が従来の IPTDC の結果であり、同図(b)が平均トルク制御と通電区間可変制御を組み合わせた場合の結果である。これらの図より、提案制御により駆動領域が大幅に拡大したことがわかる。

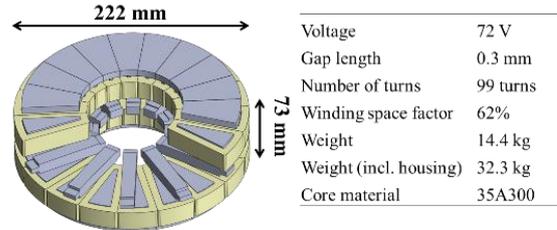


Fig. 1 Specifications of Axial-Flux-type SR motor.

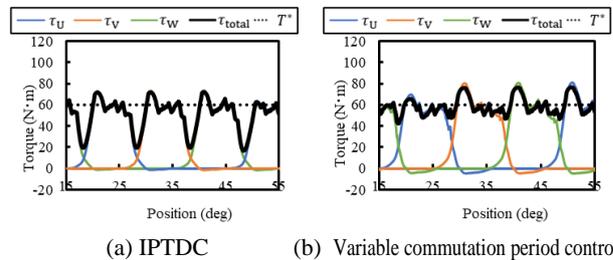


Fig. 2 Comparison of torque waveforms at 400 rpm, 60 N·m.

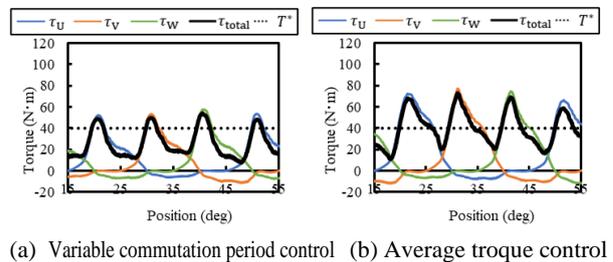


Fig. 3 Comparison of torque waveforms at 800 rpm, 40 N·m.

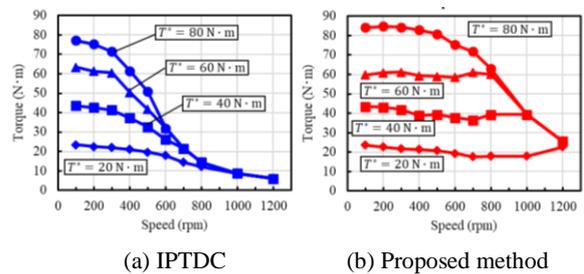


Fig. 4 Comparison of calculated speed-torque characteristics of IPTDC and the proposed method.

参考文献

- 1) 高瀬圭祐, 後藤博樹, 一ノ倉理, 電気学会 マグネティックス研究会資料, MAG-17-2 (2017)
- 2) 中澤寛太・中村健二, 電気学会回転機研究会資料, RM-22-114 (2022)

磁束変調型磁気ギヤの空隙磁束密度波形の分析

岡崎晃洋, 角 貴則, 中村健二, *進士智一, *武田啓司
(東北大学, *TDK 株式会社)

Examination of Air Gap Flux Density Waveforms of Flux-Modulated-type Magnetic Gear

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

はじめに

磁気ギヤは非接触で増減速可能であるため、機械式ギヤと比較して、振動や騒音が小さく、保守性に優れる。その中でも磁束変調型磁気ギヤは、トルク密度と効率が高く、実用化が最も期待されている¹⁾。磁束変調型磁気ギヤの最大トルクやトルクリプルなどは、内外2つの空隙内の磁束分布に強く依存することから、空隙磁束密度波形を正確に把握することは極めて重要である。

そこで本稿では、内外2つの空隙磁束密度波形を同時に観測可能な測定系を構築し、測定された空隙磁束密度波形とその周波数成分について、有限要素法 (FEM) の結果と比較検証したので報告する。

空隙磁束密度波形の測定結果

Fig. 1 に、磁束変調型磁気ギヤの諸元を示す。内側回転子の極対数が4、外側回転子の極対数が22であることから、ギヤ比は5.5である。

Fig. 2 に、磁気ギヤの空隙磁束密度波形の測定系の外観を示す。試作ギヤは、様々な構成での空隙磁束密度波形の測定を行うため、内外回転子とポールピースが自由に着脱可能な構造となっている。また、基板を介して円盤に取り付けられたホールセンサを試作ギヤ内外の空隙に挿入し、円盤ごとホールセンサを回転させることで、2つの空隙の任意の位置角の磁束密度を同時に測定することができる。

Fig. 3(a) に、内側回転子磁石の磁束がポールピースによって変調された後の外側空隙磁束密度波形の測定結果を示す。併せて、同条件の2D-FEMおよび3D-FEMの算定結果を示す。同図より、内側回転子の極対数に由来する4次成分をベースにして、そこに高調波成分が重畳していることがわかる。同図(b)は、各々の波形を高速フーリエ変換 (FFT) した結果である。この図を見ると、外側回転子に同期し、トルク伝達に寄与する22次成分の振幅が、基本波である4次成分の次に大きいことがわかる。

参考文献

K. Atallah and D. Howe, **37**, 2844 (2001).

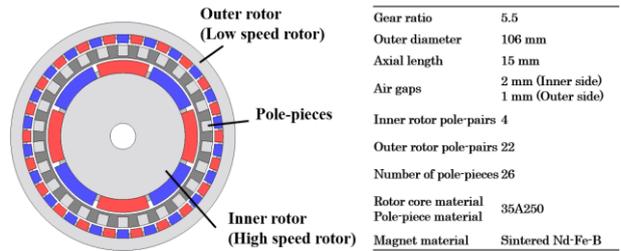


Fig. 1. Specifications of flux-modulated-type magnetic gear.

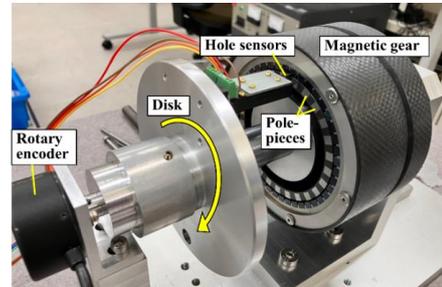
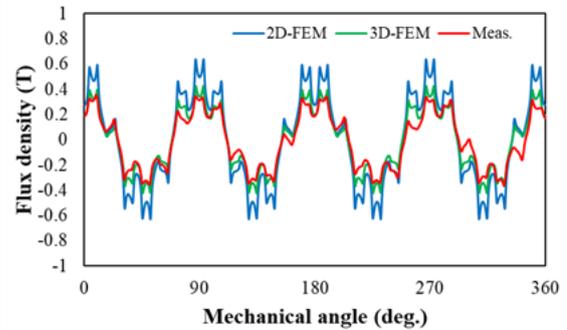
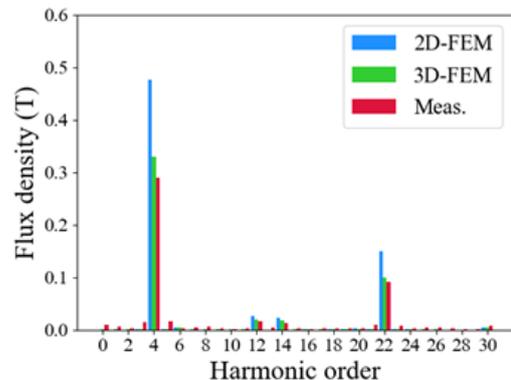


Fig. 2 Measurement system for air gap flux density waveforms.



(a) Air gap flux density waveforms



(b) Frequency components

Fig. 3 Air gap flux density waveforms and their frequency components.

RNAに基づく昇圧リアクトル機能を有するモータの出力特性算定に関する検討

張磊*, 吉田征弘, 櫻井将, 半田修士, 田島克文
(秋田大学)

Calculation for Output Characteristic of Motor Structure with Boost Reactor Function Based on RNA

L.Zhang, Y.Yoshida, S.Sakurai, N.Handa, K.Tajima
(Akita Univ.)

はじめに

近年、省エネルギーと温室効果ガス排出量の削減対策の一つとして世界の石油消費量の約 6 割を占める自動車の電動化が進んでいる¹⁾。しかしながら、ガソリン車と比べ、モータを使用した電気自動車の短い航続距離が課題となっている。電気自動車の駆動系は主にバッテリー、インバータ、モータから構成され、近年昇圧コンバータの導入によってシステムの全体損失を減少した報告がある²⁾。本稿では、駆動システムの小型軽量化に着目し、モータ昇圧コンバータを用いたモータ駆動システムにおいて、昇圧用リアクトルとモータを一体化した構造（以下、磁気デバイス一体構造モータ）を提案し、リラクタンネットワーク解析 (RNA) にて同体格の SPM モータと基礎特性の比較を行ったので報告する。

提案モデルの諸元と特性検討

Fig.1 にベースモデルである従来の SPM モータの形状を示す。直径 215 mm、コイルエンドを含む積厚が 108 mm、積層電磁鋼板を使用したコアの積厚は 60 mm である。

Fig.2 に提案した磁気デバイス一体構造モータを示す。ベースモデルの固定子バックヨークを圧粉磁心を用いたボビン型リアクトルに置き換えることで、昇圧コンバータユニットにおけるリアクトル容積をゼロにすることが可能となる構造である。提案モデルにおいて軸長は 108 mm、リアクトルコイルはモータ固定子のバックヨーク部に 10 ターン巻かれている。ギャップ長、磁石の厚み、体格などのパラメータはベースモデルと同一としている。

Fig.3 にバッテリー、昇圧コンバータ、インバータからなる提案モデルの駆動回路を示す。バッテリー電圧が 300 V、コンバータのデューティ比が 0.5 と想定する。比較対象であるベースモデルは三相交流電流源駆動とし、RNA によって解析した最大相電流 270A における N-T 特性を Fig.4 に示す。

Fig.4 を見ると、低速領域において提案モデルの出力はベースモデルより低い、弱め界磁制御を用いた高速領域において提案モデルは出力向上が可能であることが明らかになった。

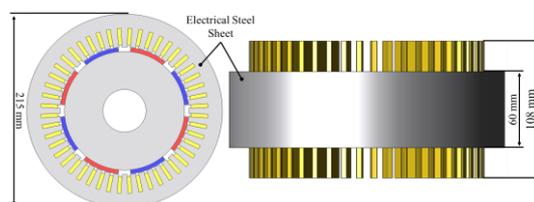


Figure 1. Structure of Base model.

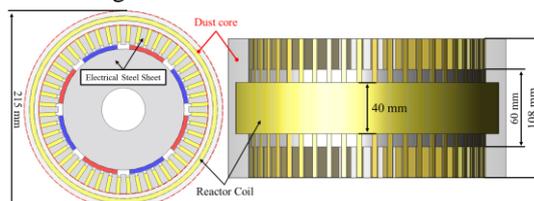


Figure 2. Structure of Proposed model.

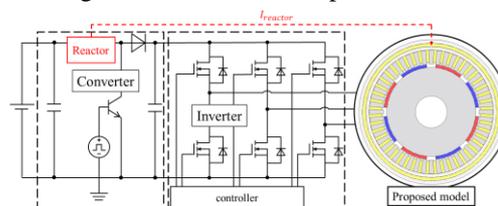


Figure 3. Drive circuit of the Proposed model.

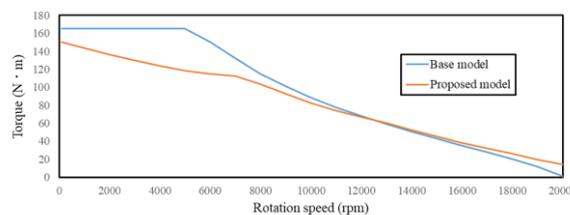


Figure 4. Comparison of N-T characteristics.

参考文献

- 1) International Energy Agency: "World energy balances Overview", pp.17 (2019)
- 2) 水谷良治: 「ハイブリッド自動車用モータの技術変遷」, 電気学会誌, Vol.138, No.5 pp.288-291 (2018)

Sm-Fe-N ボンド磁石を用いた高トルク IPMSM に関する検討

武田一真¹, 吉田征弘¹, 吉田理恵², 阿部将裕², 多田秀一², 山本宗生², 田島克文¹
(秋田大学¹, 日亜化学工業²)

A Study on High Torque IPMSM Using Sm-Fe-N Bonded Magnet

K Takeda¹, Y. Yoshida¹, R. Yoshida², M. Abe², S. Tada², M. Yamamoto², K. Tajima¹
(Akita Univ.¹, Nichia corporation²)

はじめに

PM モータの多くには、強力なネオジウム焼結磁石が用いられており、その原料には、保磁力を向上させるために、重希土類であるジスプロシウム (Dy) が含まれている。Dy は高コスト、供給が不安定、採掘や精錬に環境破壊を伴う等の問題があるため、近年、永久磁石モータの省レアアース、脱レアアース化が求められており、筆者らは、ボンド磁石を用いた重希土類フリーモータの検討が進めている¹⁾。

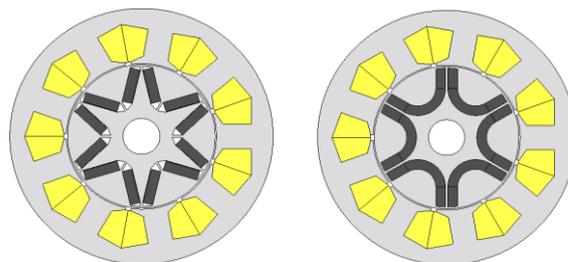
本項では、Dy フリーであるサマリウム鉄窒素 (Sm-Fe-N) ボンド磁石を用いたモータで、ネオジウム焼結磁石を用いたモータに匹敵するトルク特性を目指し、有限要素法を用いてトルク特性を算定した。

解析結果

Fig.1 (a) に高トルクを目的とした、比較対象である V 字型にネオジウム焼結磁石を配置した IPMSM 形状を、Fig.1 (b) に提案する U 字型に Sm-Fe-N ボンド磁石を配置した IPMSM 形状を示す。使用する磁石の残留磁束密度は、ネオジウム焼結磁石が 1.27 T、Sm-Fe-N ボンド磁石が 0.86 T である。また、モータ外径は 107 mm で、コイルは集中巻でティース当たり 75 ターンである。なお、ボンド磁石は磁性粉末を樹脂と混合した磁石であり、回転子コアに射出成型することができるため、本検討では、Sm-Fe-N ボンド磁石をロータに射出成型した回転子を想定してトルク特性を計算した。

Fig.2 に電流位相角とトルクとの関係を、Fig.3 に最大トルク位相角時のトルク波形を示す。U 字配置と V 字配置は共に電流位相角 15° で最大トルクとなった。このとき、U 字配置の平均トルクは 6.01 N·m、V 字配置の平均トルクは 6.36 N·m となり、トルクの差は 5.5% となった。

本検討より、回転子の磁石配置を V 字型から U 字型に変更して磁石表面積の向上とフラックスバリア部の漏れ磁束を除去することで、Sm-Fe-N ボンド磁石を用いたモータで、ネオジウム焼結磁石を用いたモータに迫るトルクを出力できることが示された。



(a) V-shaped model. (b) U-shaped model.

Fig.1 Sectional view of motors used in consideration.

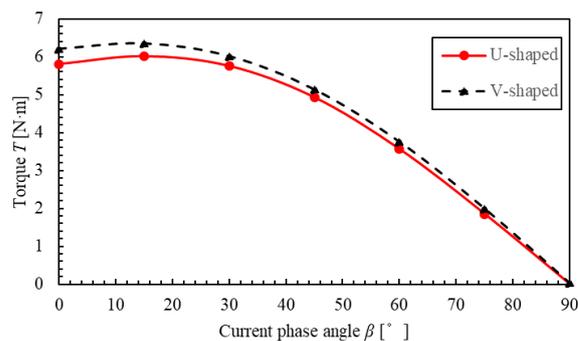


Fig.2 Torque-Current phase angle characteristics.

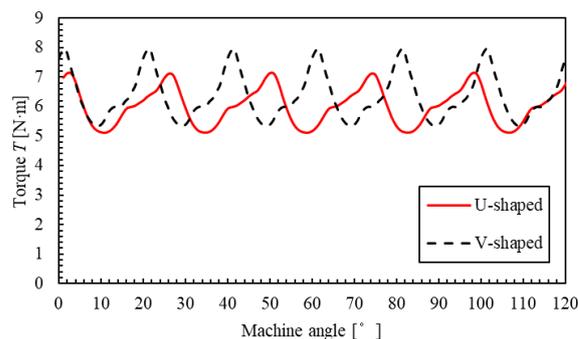


Fig.3 Torque characteristics at maximum Torque.

参考文献

- 1) 塚田裕太, 吉田征弘, 田島克文, 日本磁気学会論文特集号, Vol. 7, No. 1, pp. 73-79 (2023)

3 kVA 級永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの解析設計

会津翔太, 中村健二, *大日向敬, *有松健司
(東北大学, *東北電力)

Design and Analysis of 3 kVA Orthogonal-Core-type Variable Inductor with Permanent Magnets

S. Aizu, K. Nakamura, *T. Ohinata, and *K. Arimatsu
(Tohoku University, *Tohoku Electric Power Co., Inc.)

はじめに

可変インダクタは、電力用コンデンサと組み合わせることで電力系統に並列に接続することで、無効電力補償型の電圧調整装置として応用できる。先に筆者らは、直交磁心型可変インダクタの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、新しい可変インダクタを提案した。これにより、本可変インダクタは制御電流を正負に変化させることで、コンデンサレスで無効電力を実効的に遅れから進みまで線形かつ連続的に制御できる。

本稿では、本可変インダクタの試作試験を行うために、3 kVA 器の解析設計を行ったので報告する。

3 kVA 級永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタの特性

Fig. 1 に、本検討で用いた永久磁石を有する直交磁心型可変インダクタと永久磁石の諸元を示す。先行研究の 1.67 kVA 器¹⁾をベースにして、3 kVA 器にサイズアップしたものであり、磁石はネオジウム焼結磁石を採用した。

本稿ではリラクタンスネットワーク解析 (RNA) を用いて、永久磁石の厚みを種々変化させたときの無効電力制御特性と主巻線電流歪み率を算定した。

Fig. 2 に、解析に用いた直交磁心型可変インダクタの3次元 RNA モデルを示す。

Fig. 3(a)に、無効電力制御特性の算定結果を示す。同図の制御幅を見ると、磁石厚は1~5 mm 程度が適当であると考えられる。同図(b)は、定格換算した主巻線電流歪み率の算定結果である。この図を見ると、磁石厚1~5 mm の範囲であれば、歪み率は5%以下であり、要求仕様を満足していることがわかる。

今後は、本可変インダクタの試作試験を行う予定である。

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)

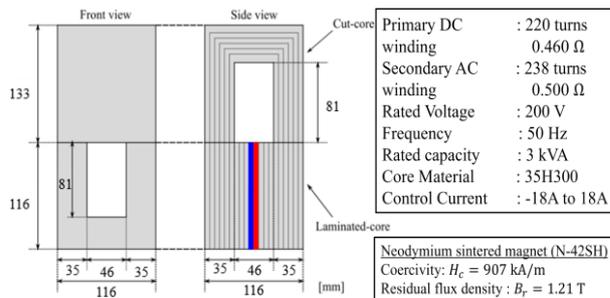


Fig. 1 Specifications of 3 kVA orthogonal-core-type variable inductor and permanent magnet.

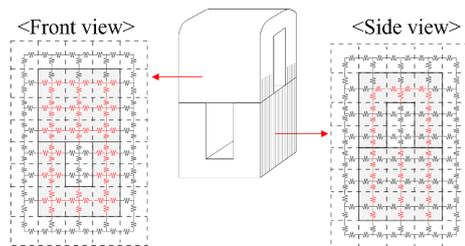
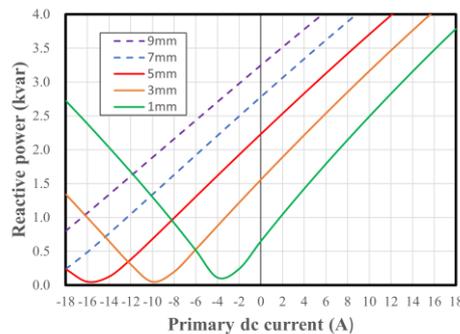
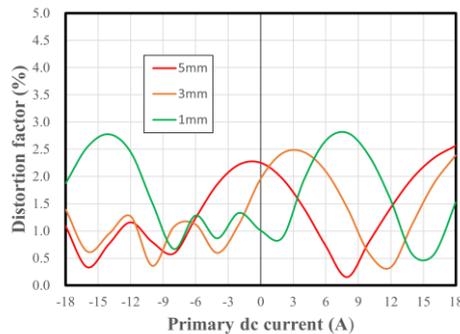


Fig. 2 Three-dimensional RNA model of orthogonal-core-type variable inductor.



(a) Reactive power characteristics



(b) Distortion factor of the secondary ac current

Fig. 3 Calculated characteristics of the variable inductor.

鉄系メタルコンポジット磁心リーケージトランスを用いた LLC-L 共振型 DC-DC コンバータの試作

宮田涼平, 依田克之, 南澤俊孝, 曾根原誠, 佐藤敏郎
(信州大学)

Fabrication of LLC-L resonant DC-DC converter using Fe-based composite magnetic core leakage transformer

Ryohei Miyata, Katsuyuki Yoda, Toshitaka Minamisawa, Makoto Sonehara, Toshiro Sato
(Shinshu University)

1.はじめに

パワーエレクトロニクス主回路電流検出シャント抵抗モジュール用絶縁型 DC-DC コンバータ (4~6 V 入力, 5 V · 30 mA 出力) のへの適用を目的にリーケージトランスを試作し, 10MHz 帯スイッチング LLC-L 共振型 DC-DC コンバータに適用した. トランスは PCB ベースのプレーナトランスであり, 二種類の鉄系メタルコンポジット磁心材料を組み合わせて作製した.

2.LLC-L 共振型 DC-DC コンバータの回路構成

本研究では, Fig.1 に示すようにトランス二次側の漏れインダクタンスを考慮した LLC-L 共振型 DC-DC コンバータとして各回路パラメータを算出した^[1]. このコンバータは負荷変動が小さいシャント抵抗モジュールへの実装を想定しており, 固定周波数で駆動させ, リニアレギュレータによって出力電圧を制御する方式を採用した.

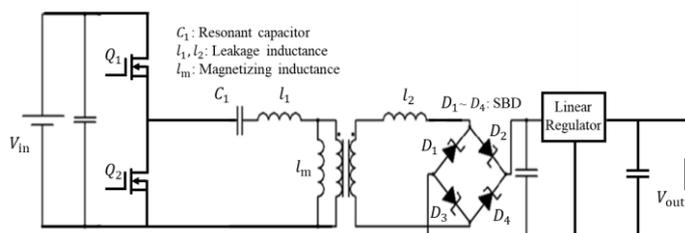
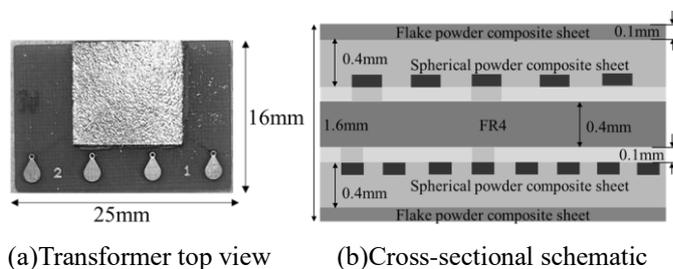


Fig.1 Circuit diagram of LLC-L resonant converter

3.リーケージトランスの構造と諸特性

Fig.2 に試作したリーケージトランスの外観と断面模式図を示す. トランス巻線の導体ラインは銅導体厚 35 μm の四層プリント基板を用いた. 磁心材料には低透磁率・低損失の等方性 Fe-Si 多結晶球形粉末/エポキシ樹脂コンポジットシートをインダクタンス調整用としてコイル側面及び上部に採用した. また, 面水平方向に高透磁率の鉄系ナノ結晶扁平粉末/シリコン樹脂コンポジットシートを磁気シールド用として最外層に配置した.

Fig.3 にリーケージトランスの二次側開放時のインダクタンスと Q 値の周波数特性を示す. 共振回路の $l_1 C_1$ 直列共振周波数である 20 MHz での目標値は, インダクタンス 604 nH, Q 値 10 以上, 結合係数 0.9 に対し, 測定値はインダクタンス 593 nH, Q 値 7.47, 結合係数は 0.846 と Q 値が低いもののほぼ目標値を満たした, 学術講演会では, このトランスを LLC-L 共振型 DC-DC コンバータへ実装した場合の評価結果についても報告する.



(a)Transformer top view (b)Cross-sectional schematic
Fig.2 Structure of Planer Power Inductor

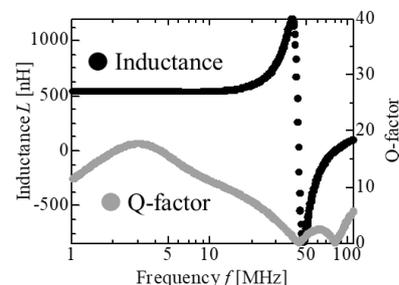


Fig.3 Inductance & Q-factor vs. frequency.

参考文献

- 1) 傳田隆之, 佐藤鴻全, 佐幸孝昭, 南澤俊孝, 佐藤敏郎, 曾根原誠, “リーケージトランスを用いた LLC-LC 共振型 DC-DC コンバータの基礎検討” 第 43 回日本磁気学会学術講演会, 27pA-13 2019.09