

小型 EV 用アキシアルギャップ型スイッチトリラクタンスモータの損失に関する実験的考察

Experimental Study on Losses of Axial-Flux-Type Switched Reluctance Motor for Compact EV

佐藤 航汰[†]・中村 健二

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

K. Sato[†], K. Nakamura

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

A switched reluctance motor (SRM) has a simple and robust structure since it consists of only stator cores, rotor cores and windings wound around the stator poles. In previous papers, axial-flux-type switched reluctance motors (AFSRMs) were prototyped and installed into the rear wheels of a compact electric vehicle (EV). Driving tests were conducted with success. However, there was a difference between the losses calculated by electromagnetic field analysis and those measured from the prototype AFSRM. In this paper, the causes of the difference are investigated in experiments.

Key words: Axial-flux-type switched reluctance motor (AFSRM), In-wheel motor, Electric vehicle (EV)

1. はじめに

近年, CO₂ などの温室効果ガスによる地球温暖化など, 社会活動により生じた化学物質が原因となる環境問題が広く認知され, これらの対策が重要な課題とされている. これらの対策の一つとして, 国内外で電気自動車 (EV) の研究開発が盛んに行われている. EV はバッテリー充電のために発電施設が必要であるが, 発電方式が化石燃料を利用したものに限定されないこと, また化石燃料から発電したとしても EV を駆動するまでのエネルギー変換効率が高いことを考慮すると, 環境負荷軽減, およびエネルギー供給源の安定性において有利である. 一方で, 走行距離の短さ, 車重やコストの増加, そしてバッテリーの充電時間の長さなどが課題として指摘されている.

上述の課題に対して, 筆者らは EV のインホイールダイレクト駆動に着目している. インホイールダイレクト駆動は, EV の各駆動輪のホイール内部にモータを格納し, 直接タイヤを駆動する方式であり, 動力伝達機構由来の機械損の低減, 各輪独立制御による走行性能の向上, バッテリー搭載スペースの拡大が期待される. しかし, インホイールモータには機械的な外乱や高温環境下での駆動にも耐える堅牢性と信頼性が求められる.

筆者らは, インホイールダイレクト駆動に適するモータの一つとして, スwitchトリラクタンスモータ (SRM) に着目している. SRM は, 鉄心と巻線のみで構成されるため, 堅牢で安価である¹⁾. また, 永久磁石が不要であることから, 励磁を行わないときには逆起電力が発生しないため, 電氣的な安全性・信頼性も高い. しかしながら, 希土類磁石モータと比較して, 一般に SRM はトルク密度が低いという課題がある. これに対して筆者らは, 軸方向に空隙を有するアキシアルギャップ型の SRM を提案した. ホイ

ル内部のような偏平な空間にモータを配置する場合, 一般的な径方向に空隙を有するラジアルギャップ型の SRM よりも, アキシアルギャップ型の方がトルク発生面を広くできるため, トルク密度が向上する^{2), 3)}. さらに, アキシアルギャップ型は固定子と回転子を軸方向に並べる構造であることから, 複数ステータ, 複数ロータを組み合わせたマルチギャップ構造を容易に実現できるため, シングルギャップ構造よりもトルク密度を向上させることができる.

これまで筆者らは, ダブルステータ・シングルロータ構造の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-type Switched Reluctance Motor: AFSRM) の試作評価と, 小型 EV 用インホイールモータへの適用について検討を進めてきた⁴⁾. その結果, 試作 AFSRM は小型 EV に適用するための目標トルクを達成し, また Fig. 1 に示す実車体に搭載した走行も実現した. しかしながら一方で, 試作 AFSRM の効率は 3 次元有限要素法 (3D-FEM) による設計値を下回ったことから, この原因の解明と改善が必要不可欠である⁵⁾.

そこで本論文では, この誤差の原因がどの種類の損失に由来するのかを明らかにするため, 実験的検討を行った. 具体的には, 実機の電圧・電流波形のうち, 特に電圧波形が一般的な SR モータの波形と異なることに着目し, 等価回路に基づく考察をするとともに, 回路パラメータを実験的に求めることで考察の妥当性と, 効率の誤差要因を明らかにしたので報告する.

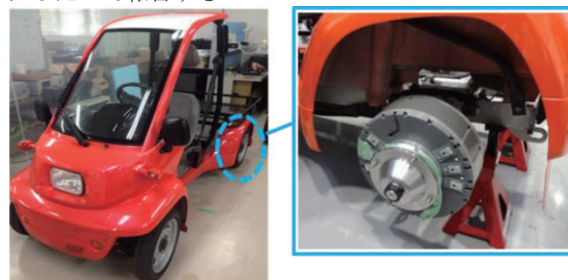


Fig. 1 Compact EV with in-wheel AFSRMs.

責任著者: 佐藤 航汰

(email: kota.sato.p4@dc.tohoku.ac.jp)

2. AFSRM の基本構成と試作機の概要

2.1 AFSRM の基本構成

Fig. 2 に、シングルスレータ・シングルフロータ構造の AFSRM の構成を示す。SRM は鉄心と巻線のみで構成され、固定子と回転子の磁気的突極性に由来するリラクタンストルクにより駆動される。固定子はオープンスロット構造であるため、一般的な永久磁石モータよりも巻線占積率を高めることができる。

Fig. 3 に、SRM の一般的な駆動回路である非対称ハーフブリッジコンバータの 1 相分の基本回路を示す。この回路は、トランジスタと還流用ダイオードを高電圧側と低電圧側両方に 1 つずつ持つ。両トランジスタを同時にオンにすることにより、巻線に電圧が印加されて励磁電流が流れ、その後、両トランジスタをオフにすると、巻線に蓄えられていた磁気エネルギーが、還流用ダイオードを通して電源に回生される。

Fig. 4 に、回転子位置角 θ に対する SRM の 1 相あたりのインダクタンス L の変化と、励磁電圧・電流波形の模式図を示す。この図に示す通り、固定子極と回転子極が対向した位置 (Aligned) でインダクタンスは最大となり、逆に非対向位置 (Unaligned) でインダクタンスは最小となる。ここで、 k 相で発生するトルク τ_k は、磁気特性の非線形性を無視すると、以下の式で表される。

$$\tau_k = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \dots \dots \dots (1)$$

上式の $L_k(\theta)$ は k 相のインダクタンス、 i_k は相電流である。この式より、回転方向に対して常に正のトルクを発生し続けるためには、回転子が非対向位置から対向位置に移動する区間で励磁する必要がある。そのため、一般に SRM はエンコーダ等を用いて、回転子位置角を検出する必要がある。

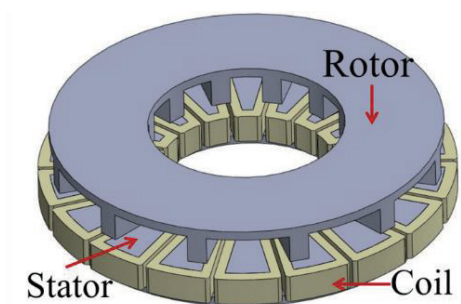


Fig. 2 AFSRM with single-stator and single-rotor.

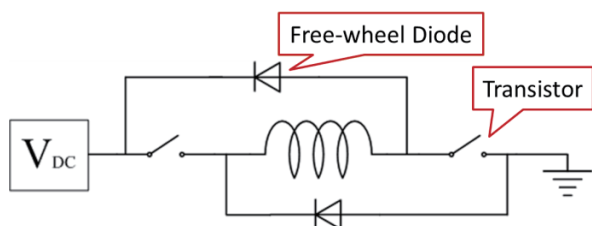


Fig. 3 Asymmetric half bridge converter (one-phase).

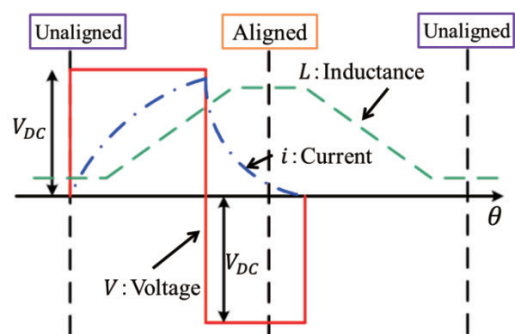


Fig. 4 Schematic diagram of inductance, exciting voltage and current waveforms.

2.2 試作 AFSRM の概要

Fig. 5 に、先行研究で試作した 3 相 AFSRM の諸元を示す⁴⁾。固定子極と回転子極の数は、それぞれ 18 と 12 である。本 AFSRM は、1 つの回転子を 2 つの固定子で挟み込んだ、いわゆるダブルスレータ・シングルフロータ構造を有し、向かい合う固定子極には同一方向に巻線を巻き、それらを直列に接続することで、回転子極を貫く方向に磁束を発生させている。これにより、回転子はヨークが不要になる。固定子はトロイダル状の鉄心を切削して製作した。一方、回転子はケイ素鋼板の単板を周方向に積層して製作した。鉄心材料は無方向性ケイ素鋼板 (35A300) である。

Fig. 6 に、試作 AFSRM のハウジングや支持構造も含めた全体構成を示す。固定子鉄心は、バックヨークと巻線の間に支持板を挿入し、ハウジングと締結することで固定している。ハウジングには超超ジュラルミン、固定子支持板にはステンレスを使用している。回転子極は内外 2 つのリングで支持して一体化している。また、軸受には円錐ころ軸受を使用しており、回転子位置検出器としてレゾルバを用いている。

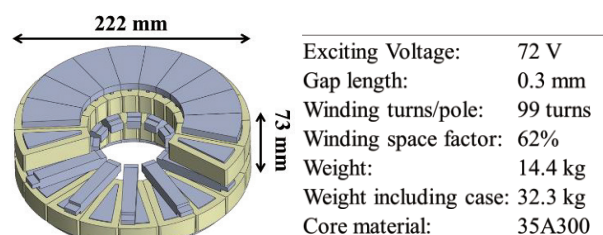


Fig. 5 Specifications of prototype AFSRM.

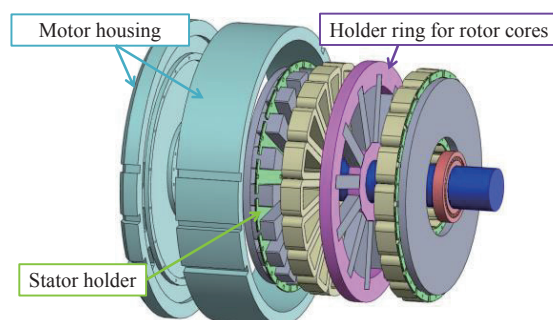


Fig. 6 Full structure of prototype AFSRM.

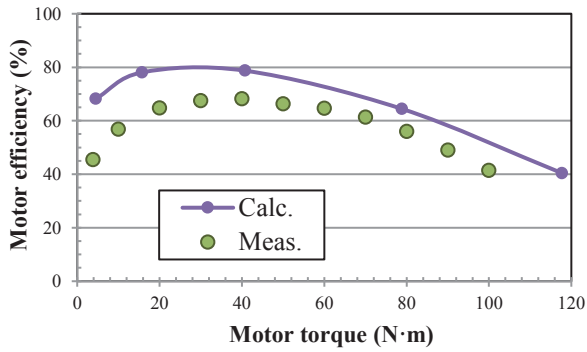


Fig. 7 Measured and calculated efficiencies of AFSRM.

Fig. 7 に、試作 AFSRM の効率の実測値を示す。また比較のため、先行研究⁵⁾の 3D-FEM の計算値も示す。なお、FEM には(株)JSOL の JMAG Designer を用いた。

効率の計算値は、次式を用いて求めた。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + W_c + W_i + W_m} \times 100 (\%) \quad (2)$$

上式の P_{out} は機械出力であり、平均トルクと角速度の積から求まる。 W_c は銅損であり、実測した巻線抵抗と 3D-FEM の電流実効値から求まる。 W_i は鉄損であり、先行研究⁵⁾においては、スタインメッツの実験式で求まる鉄損に加えて、固定子・回転子鉄心の積層構造を 3D-FEM モデルに反映させることで、積層を貫く磁束によって生じる渦電流損も考慮した。さらに、Fig. 6 に示したモータハウジングや回転子支持リングなどもモデル化し、漏れ磁束によってこれらに生じる渦電流損も考慮した。 W_m は機械損であり、予備実験で測定した実測値を用いた。

Fig. 7 を見ると、効率の実測値が計算値よりも 10~20% ほど低下していることがわかる。先行研究において、鉄心積層構造や支持部材なども考慮したのにもかかわらず、誤差が残存した原因は、例えば、巻線電流の高調波成分による銅損の増加や、機械加工による鉄損の増加、鉄心と支持板の接触部での渦電流損などが考えられるが、いずれも 3D-FEM で考慮することは容易では無い。そこで次章では、この効率の誤差の主要因が銅損、鉄損、機械損のうち、どの種類に分類される損失であるか明らかにするために実験的検討を行う。

3. AFSRM の効率低下要因の分析と効率の再算定

3.1 AFSRM の効率低下要因の分析

効率低下要因を分析する上で、AFSRM の電圧・電流波形に着目した。Fig. 8 に試作 AFSRM の電圧・電流の観測波形の一例を、Fig. 9 に理想的な AFSRM の電圧・電流波形を示す。ここで理想的とは、モータで生じる鉄損を無視した場合を指す。これらの図を比較すると、特に電流がゼロになった後の電圧の減衰の様子が大きく異なることがわかる。すなわち、理想的な AFSRM では電流がゼロになると同時に電圧もゼロになるが、試作 AFSRM では電流がゼロになった後、電圧がゆっくりと減衰している。この電圧波形の違いを、AFSRM の等価回路を用いて考察した⁶⁾。

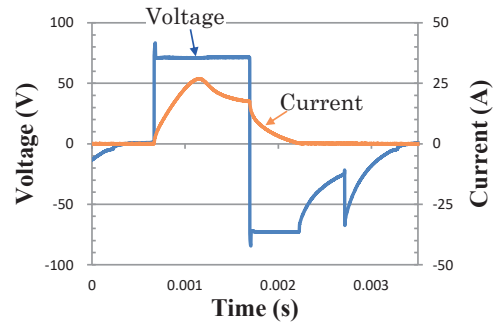


Fig. 8 Observed voltage and current waveforms of prototype AFSRM.

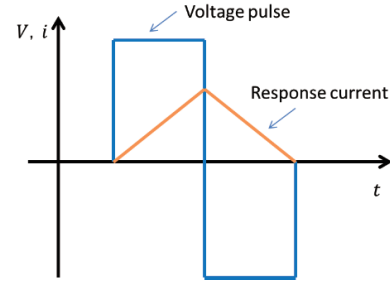


Fig. 9 Ideal voltage and current waveforms of AFSRM.

Fig. 10(a)に、鉄損を無視した理想的な AFSRM の等価回路を示す。同図(b)は、鉄損を考慮した場合の等価回路である。理想的な AFSRM の等価回路は、モータのインダクタンス L と巻線抵抗 R の直列回路で構成される。一方で、鉄損を考慮した等価回路では、インダクタンス L に対して並列に抵抗 r が接続される。この抵抗は等価鉄損抵抗と呼ばれ、モータで生じる鉄損を表している。同図(a)の等価回路に対して、モータ駆動用のパルス電圧を印加したときの概略波形は Fig. 9 のようになる。一方、同図(b)の等価回路に対してパルス電圧を印加したときの概略波形は Fig. 11 のようになる。Fig. 11 の電圧・電流波形について、(a)ゲートオン時、(b)ゲートオフ時 ($i_w + i_{iron} > 0$)、(c)ゲートオフ時 ($i_w + i_{iron} = 0$) の 3 つのモードに分けて説明する。

(a) ゲートオン時

ゲートオン時、電流の関係は次式で表される。

$$i_{tot} = i_{iron} + i_w \quad (3)$$

Fig. 11 の通り印加電圧は一定であるから、等価鉄損抵抗 r に流れる電流 i_{iron} は一定、インダクタンス L に流れる電流 i_w は徐々に増加していく。結果的に、観測される電流 i_{tot} も、時間とともに増加していく。

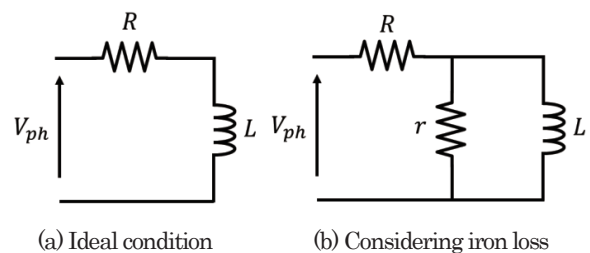


Fig. 10 Equivalent circuits of AFSRM.

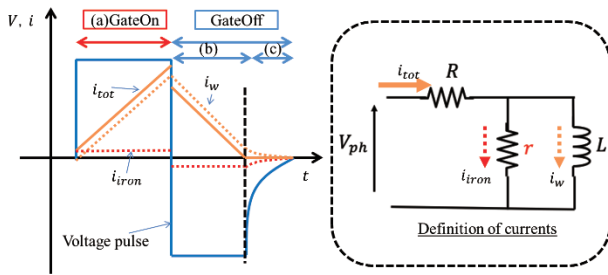


Fig. 11 Voltage and current waveforms of AFSRM considering iron losses.

(b) ゲートオフ時 ($i_w + i_{iron} > 0$)

ゲートオフ時、同図に示すように印加電圧が反転するため、等価鉄損抵抗に流れる電流 i_{iron} の向きも反転する。一方、インダクタンスに流れる電流 i_w は徐々に減衰していく。したがって、観測される電流 i_{tot} は、電流 i_w から等価鉄損抵抗に流れる電流 i_{iron} を差し引いたものとなる。

(c) ゲートオフ時 ($i_w + i_{iron} = 0$)

インダクタンスの電流 i_w が徐々に減衰し、やがて i_{iron} と等しくなると、インダクタンスと等価鉄損抵抗の間でループ電流が形成され、観測される電流は $i_{tot} = 0$ となる。一方、ループ電流による電圧は観測される。この電圧 V_{ph} は次式のように表される。

$$V_{ph} = r i_{iron} = r i_0 e^{-\frac{r}{L}t} \quad (4)$$

上式中の i_0 は $i_w + i_{iron} = 0$ となった瞬間の i_{iron} の値である。この式より、電圧の減衰スピードは等価鉄損抵抗 r とインダクタンス L で決まる時定数に依存し、モータで生じる鉄損が大きいほどゆっくりと減衰することがわかる。

以上の考察により、試作 AFSRM の電圧波形の減衰が遅い原因は、3D-FEM による解析よりも大きな鉄損が生じているためであることが示唆された。そこで次節では、実機を用いて等価鉄損抵抗の導出を試みる。

3.2 等価鉄損抵抗の導出および鉄損・効率の算定

Fig. 11 に示した等価回路より、モータで生じる鉄損 W_i と等価鉄損抵抗両端の電圧 E は、次式のように求まる。

$$W_i = \frac{E^2}{r} \quad (5)$$

$$E = V_{ph} - R i_{tot} \quad (6)$$

モータの印加電圧 V_{ph} 、相電流 i_{tot} 、巻線抵抗 R は実測可能であるため、等価鉄損抵抗 r を求めることができれば、モータで生じる鉄損 W_i が求まる。よって、等価鉄損抵抗を求めるため、以下のような実験を行った。

① 時定数 τ の測定

(4)式より、 $i_w + i_{iron} = 0$ となつてから $t = \frac{L}{r}$ だけ時間

が経過したとき、 V_{ph} は最大値の約 36 %まで減衰することがわかる。したがって、AFSRM にパルス電圧を印加し、そのときの電圧波形を観測することで、時定数 $\tau = \frac{r}{L}$ を求める。

② インダクタンス L_s の測定

LCR メータを用いて、AFSRM のインダクタンスを測定する。ただし、LCR メータでは Fig. 12 の回路を前提としたインダクタンスの値が測定されるため、Fig. 10(b)に示した等価回路とは異なる。そこで、両等価回路を比較することで、 L_s と L について次の関係式を導く。

$$L_s = \frac{L r^2}{r^2 + (\omega L)^2} \quad (7)$$

なお、 ω は測定時の電源の角周波数である。

③ 等価鉄損抵抗 r の計算

$L = \frac{r}{\tau}$ を用いて、(7)式の L を消去すると、等価鉄損抵抗 r に関する次式を導出することができる。

$$r = \frac{1 + (\omega \tau)^2}{\tau} L_s \quad (8)$$

よって、上式に①で求めた時定数 τ と、②で求めたインダクタンス L_s を代入すれば、等価鉄損抵抗 r が求まる。

上記①～③で求まる各諸量は AFSRM の回転数（動作周波数）と回転子位置角に依存する。よって、試作機の動作周波数（58～320 Hz）において、AFSRM の電気角 1 周期を 10 等分した回転子位置角ごとに測定を行った。

Fig. 13～15 に、上述の実験によって得られた時定数 τ 、インダクタンス L_s 、および等価鉄損抵抗 r を示す。

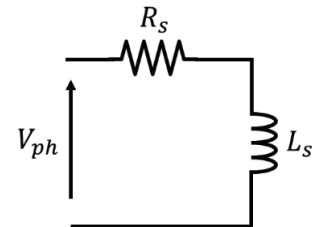


Fig. 12 Equivalent circuit assumed in LCR meter.

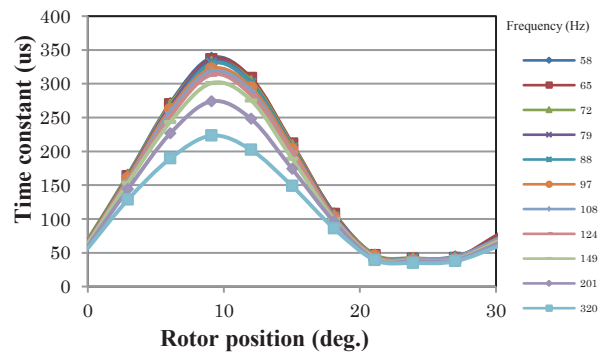


Fig. 13 Time constant τ of Eq. (4).

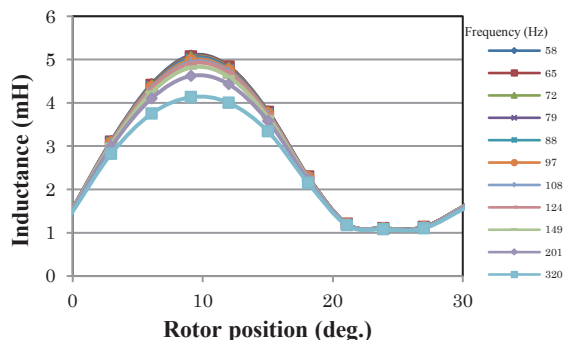


Fig. 14 Inductance L_s measured by LCR meter.

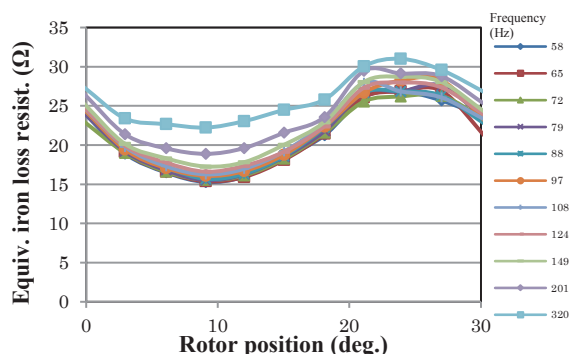


Fig. 15 Equivalent iron loss resistance r of AFSRM.

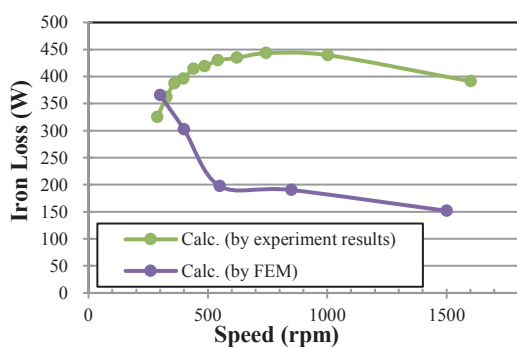


Fig. 16 Iron loss calculated from Eq. (5) by using equivalent iron loss resistance.

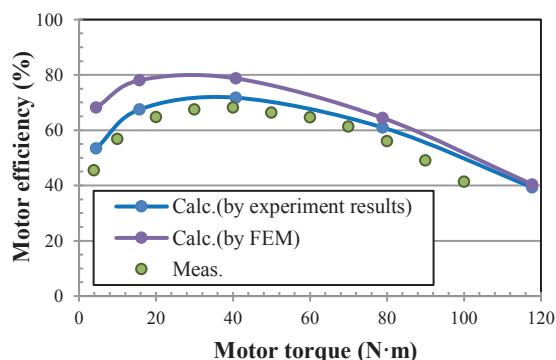


Fig. 17 Comparison of efficiency.

Fig. 16 に、Fig. 15 の等価鉄損抵抗を用いて、(5)式から求めた鉄損を示す。また比較のため、先行研究の 3D-FEM の鉄損の計算値も示す。この図を見ると、特に軽負荷・高速側で両者の差が大きいことがわかる。

Fig. 17 にはこの鉄損の値を用いて再計算した効率の結果を示す。再計算では、(2)式の鉄損 W_i を等価鉄損抵抗から求めた値に置き換えた。加えて、銅損 W_c についても巻線の温度上昇に伴う増加を考慮した。この図を見ると、実測値との誤差が小さくなり、精度が改善されたことが了解される。すなわち、現状の 3D-FEM では未考慮の鉄損が生じていることが明らかとなった。今後は、この損失の発生個所の特定と改善が必要不可欠である。

4. まとめ

以上、本論文では試作 AFSRM の効率の実測値と、先行研究の計算値の誤差の原因を明らかにするために、実験的考察を行った。

先行研究においては、3D-FEM を用いて、スタインメッツの実験式で求まる鉄損に加え、モータ鉄心の積層を貫く磁束に由来する渦電流損、ハウジングや支持部材に生じる渦電流損など、想定される多くの損失を考慮したが、効率の計算値には誤差が残った。

そこで本論文では、この誤差の原因がどの種類の損失に由来するのかを明らかにするため、実機の電圧・電流波形のうち、特に電圧波形が一般的な SR モータの波形と異なることに着目し、等価回路に基づく考察を行い、誤差の原因が鉄損に分類される損失であるとの推論を立てた。

次いで、本推論の妥当性を明らかにするために、等価回路パラメータを実験によって求めるとともに、鉄損を算定し、効率を求めたところ、実測値と良く一致した。したがって、先行研究の計算値の誤差の主たる要因は、鉄損に分類される損失であることを実証した。

しかしながら、上述の損失の発生個所は特定できていない。例えば、鉄心と支持板の接触部での渦電流損などの未考慮の損失の可能性や、機械加工に伴う鉄損増加のような考慮はしているが過小評価している損失の可能性がある。したがって、今後はモータの分解調査を行うことで、損失の発生箇所の特定と改善について検討を行う予定である。

謝辞 本研究の一部は、経済産業省と文部科学省の支援を受けて設立された東北大学レアメタル・グリーンイノベーション研究開発センター (RaMGI) で実施された。

References

- 1) R. C. Becerra, M. Ehsani, and T. J. E. Miller, *IEEE Trans. Power Electron.*, **8**, 257 (1993).
- 2) Y. Ono, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **35**, 2 (2011) (in Japanese).
- 3) T. Shibamoto, K. Nakamura, H. Goto, and O. Ichinokura, *The 20th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2012)*, FF-001678 (2012).
- 4) K. Takase, H. Goto, and O. Ichinokura, *The Papers of Technical Meeting on Rotating Machinery*, RM-15-146 (2015) (in Japanese).
- 5) H. Aizawa and K. Nakamura: *T. Magn. Soc. Jpn.* (Special Issues), **4**, 62 (2020) (in Japanese).
- 6) Q. Wang, H. Chen, T. Xu, J. Yuan, J. Wang, and S. Abbas, *IET Electr. Power Appl.*, **10**, 181 (2016).

2021年9月28日受理, 2021年10月26日再受理, 2021年10月29日採録