

インセット型高速 PM モータの試作試験

Prototype Test of High-Speed Inset PM Motor

内山 裕太郎[†], 中村 健二, 一ノ倉 理, *後藤 博樹, **郭 海蛟

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)

*宇都宮大学 大学院工学研究科, 宇都宮市陽東 7-1-2 (〒321-8585)

**東北学院大学 工学部, 多賀城市中央 1-13-1 (〒985-8537)

Y. Uchiyama, K. Nakamura, O. Ichinokura, *H. Goto, **H. J. Guo

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

*Utsunomiya University, Graduate School of Engineering, 7-1-2 Yoto, Utsunomiya, Tochigi 321-8585, Japan

**Tohoku Gakuin University, School of Engineering, 1-13-1 Chuo, Tagajo, Miyagi 985-8537, Japan

In recent years, performance improvement of cooling fan motors is strongly required since loss density and related heat generation in power electronics circuit is significantly increased due to high-power density of semiconductor power devices. In a previous paper, an interior permanent magnet (IPM) motor, which has a double-layer rotor, was presented. It was proved that the proposed IPM motor has higher efficiency than a conventional fan motor. To further improve the efficiency, this paper proposes an inset permanent magnet (InPM) motor with polar anisotropic bonded magnets. The usefulness of the proposed InPM motor are proved by finite element method (FEM) and experiment. In addition, stray loss and mechanical loss of the prototype InPM motor are investigated to clarify the breakdown of the losses.

Key words: Inset permanent magnet (InPM) motor, Cooling fan motor, Polar anisotropic bonded magnet

1. はじめに

近年、産業、運輸、民生など、様々な分野で電動化が推進されており、モータの需要は拡大し続けるとともに、高出力化、高効率化の要求が年々高まっている。これらのモータはいわゆる動力用途であるが、最近では冷却用途としての重要性も高まっている。これはスイッチング電源回路やモータ駆動回路など、いわゆるパワーエレクトロニクス回路の小型高出力化に伴い、損失密度の増大とそれに伴う局所発熱が顕在化しているためである。したがって、これらの冷却に用いるファンは冷却性能向上のため、大型化、並びに高速回転化による風量・風圧の増大が必須であり、その駆動用モータには高トルク化、高速回転化が求められている。しかしながら、従来、これらのファンに用いられるモータはコストが最優先であったため、有限要素法 (FEM) などを用いた最適設計に関する検討は不十分であり、効率も決して高くはない。一方で、冷却ファン用モータは常時駆動し続けることから、その効率改善はシステム全体の省エネルギー化に寄与するところも少なくない。

先に筆者らは、冷却ファン用の永久磁石 (PM) モータの性能向上に関して、回転子構造の観点から検討を行い、2層の埋込磁石構造とすることで、従来機の性能を大きく上回ることを実証した¹⁾。しかし、効率については目標の93%には及ばなかった。

そこで本稿では、さらなる効率改善を目的として、極異方性ボンド磁石を用いたインセット型 PM (InPM) モータの試作試験を行ったので報告する。

2. 冷却ファン用 InPM モータの試作試験結果

2.1 設計目標と提案機の概要

設計目標は、従来機の仕様が定格回転数 9000 rpm, 定格トルク 57 mN m, および定格時の効率が 80%であるのに対して、冷却フ

ァンの風量・風圧の増大の観点から定格回転数 12,600 rpm, 定格トルク 200 mN m とし、さらに定格点での実機効率は 93%以上を目標とした。また、一般的な冷却ファン用のモータはコストの観点から、いわゆるオープンループの矩形波駆動が採用されるケースが多いが、今後は高トルク化、高効率化の観点から電流ベクトル制御による正弦波駆動が採用されることを想定する。

磁石材料については、高トルク化の観点からはネオジム焼結磁石が最適であるが、10,000 rpm を超える高速回転になると、磁石渦電流損失による効率の低下が無視できないと考え、ネオジムボンド磁石を採用した。ただし、磁石性能という観点から見ると、ボンド磁石は焼結磁石に劣るため、一般的な径方向着磁では無く、極異方性着磁を採用した。極異方性着磁は、磁化が磁極中心に集中するように円弧状に着磁され、その結果、空隙磁束分布が正弦波状になり、トルクに寄与する基本波成分の振幅が大きくなる^{2),3)}。

先行研究では、Fig. 1(a)に示すように磁石を2層化した埋込磁石 (IPM) モータとすることで磁石トルクに加えて、リラクタンストルクの活用を狙った¹⁾。しかし、小型モータゆえに極小磁石が着磁不良を起こし、狙い通りの磁石性能を得ることができなかった。そこで本稿では、同図(b)に示すように、突極形の回転子鉄心に磁石をはめ込んだインセット構造に着目した。本構造では、磁石のサイズを大きくできるため、着磁不良の問題を解決できる可能性がある。また、一般的な表面磁石型 (SPM) とは異なり、逆突極性を有するため、磁石トルクとリラクタンストルクの併用による高トルク化が図れる。Fig. 2 に、提案機の諸元を示す。本 InPM モータは3相6スロット4極機である。

2.2 試作試験結果

Fig. 2 の InPM モータについて、試作試験を行った。Fig. 3 に試作したインセット型回転子を示す。なお、試作に際して、着磁時

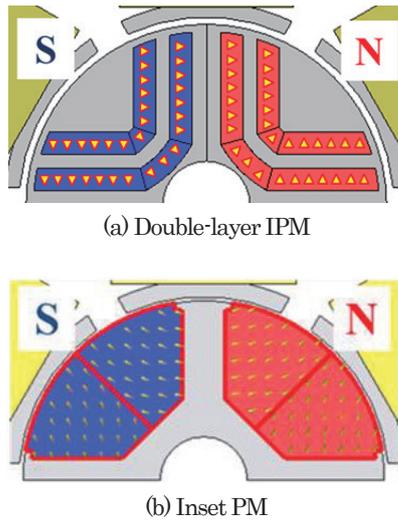


Fig. 1 Comparison of the rotor structure.

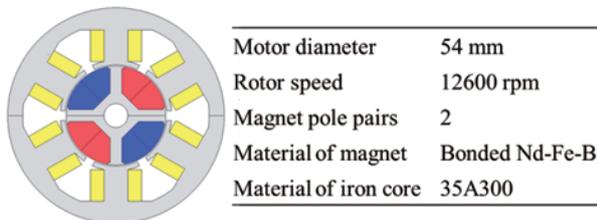


Fig. 2 Specifications of an inset PM motor.

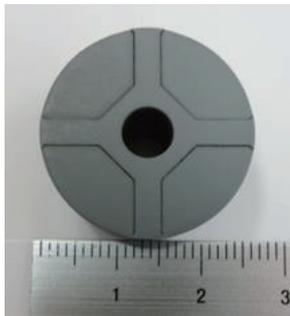


Fig. 3 Inset PM rotor for the prototype.

のばらつきを減らすため、磁石を回転子鉄心に挿入後に、着磁ヨークを用いて着磁を行った。

Fig. 4に、先行機 (IPM モータ) と提案機 (InPM モータ)、各々の回転子表面から 0.2 mm 地点の磁束密度の径方向成分を測定した結果を示す。この図を見ると、提案機は先行機と比べて、より正弦波に近い着磁分布を有することがわかる。

Fig. 5に実験システムの外観を示す。実験は、モータを回転数一定 (12,600 rpm) で制御した状態で、トルクメータにて任意の負荷を加え、その時のモータ入力電流および電力をパワーメータで測定し、各種特性を求めた。

Fig. 6に、試作した InPM モータの諸特性の実測値と FEM による計算値の比較を示す。同図(a)は電流密度対トルク特性である。この図を見ると、トルク特性の傾きはほぼ一致しており、設計通りの着磁が行われていることがわかる。また、実測の定格トルク (200 mN m) における電流密度は約 6.3 A/mm²であった。

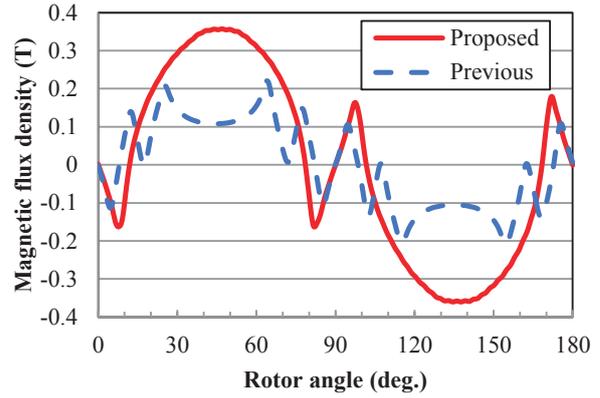


Fig. 4 Comparison of measured flux density distribution of the rotor surface.

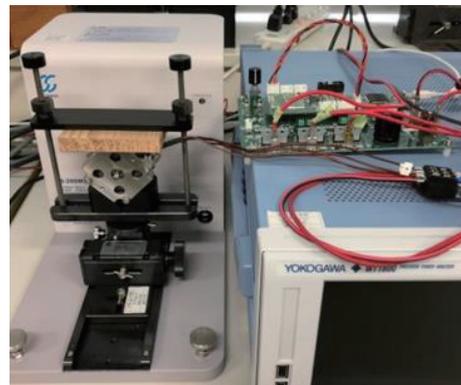


Fig. 5 Experimental setup.

同図(b)に効率特性を示す。実測における効率は、モータ入力電力 P_{in} と機械出力 P_{out} から次式で求めた。

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100(\%) \quad (1)$$

実機効率を見ると、提案機の定格点での効率は約 91%であり、目標値である 93%にはわずかに及ばなかった。なお、先行機の効率は約 88%であったことから¹⁾、約 3%の改善である。

一方、設計上の FEM における効率は、機械出力 P_{out} 、銅損 W_c 、鉄損 W_i から次式で求めた。

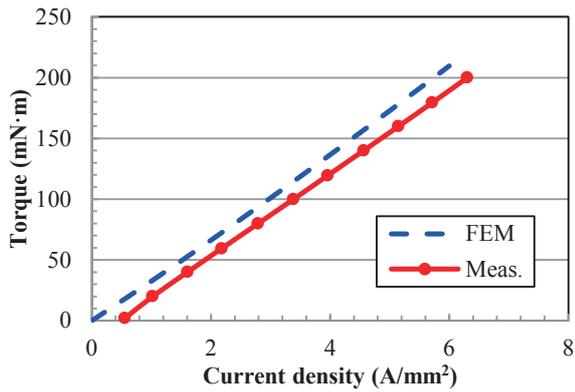
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + W_c + W_i} \times 100(\%) \quad (2)$$

なお、銅損 W_c は巻線抵抗 r と巻線電流 i を用いて、 ri^2 で算出した。鉄損は、FEM で得られた磁束密度分布からスタインメッツの実験式に基づき後計算で算定した。同図(b)を見ると、定格点における効率の計算値と実測値には、約 3%の誤差があることがわかる。

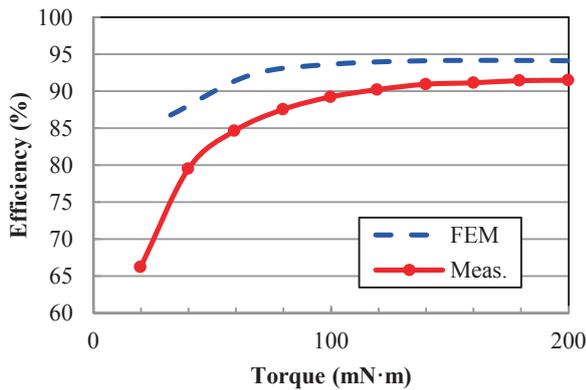
同図(c)に損失特性を示す。実測において鉄損 W_i は直接測定することができないため、鉄損とそれ以外の損失の和 ($W_i + W_x$) を、次式のように入力電力から機械出力と銅損を引く形で求めた。

$$W_i + W_x = P_{in} - P_{out} - W_c \quad (3)$$

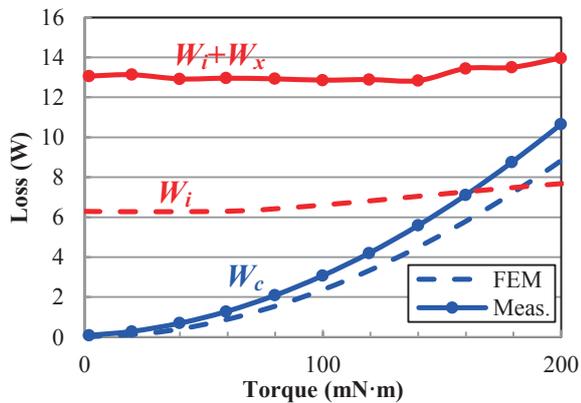
実機損失について、銅損よりも鉄損を含むそれ以外の損失の方が大きいことがわかる。また、実測値と計算値を比較すると、銅損に関しては、両者は良好に一致していることがわかる。しかし、実機における鉄損とそれ以外の損失の和は、FEM による鉄損の計算値と大きな差があり、同図(d)の定格点での損失内訳を見ると、



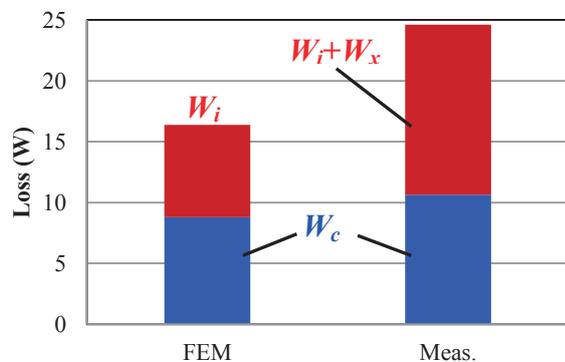
(a) Torque characteristics



(b) Efficiency



(c) Loss characteristics



(d) Loss at the rated point

Fig. 6 Comparison of calculated and measured characteristics of the prototype InPM motor.

約 6.5 W の差があることがわかる。これは機械損や漂遊損など、FEM では通常無視される損失が要因であると考えられる。次章では、この損失誤差の要因について詳細な分析を行う。

3. InPM モータの損失分析

3.1 鉄損増加要因の分析

要因の分析を行うにあたり、まず初めに、磁石磁気特性を実機に合わせて補正した。具体的には、回転子表面の磁束密度分布が実機と一致するように、FEM における磁石の保磁力をカタログ値の 475 kA/m から 3% 減じて 460 kA/m とした。Fig. 7 に、補正後の回転子表面の磁束密度分布の比較を示す。波形に一部差異が認められるものの、両者は良く一致している。なお、トルクに寄与する基本波成分はほぼ完全に一致している。

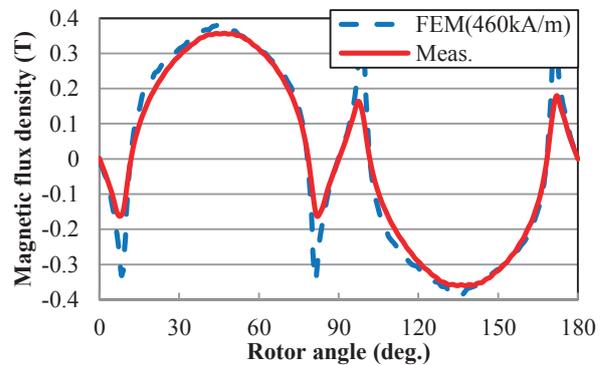


Fig. 7 Comparison of calculated and measured flux density distributions on the rotor surface.

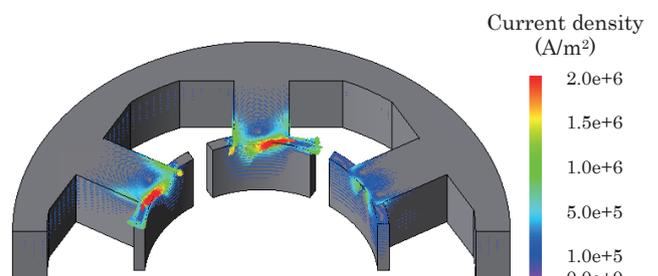


Fig. 8 Eddy current density distribution of the stator core at no load.

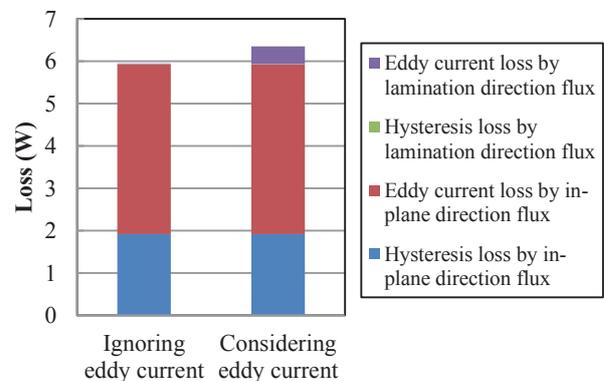


Fig. 9 Comparison of calculated iron loss of the stator core at no load.

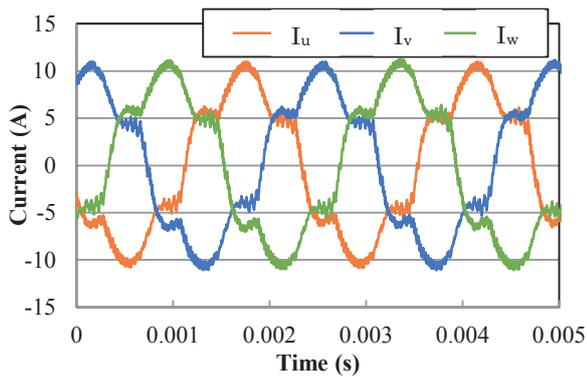


Fig. 10 Measured current waveform at the rated point.

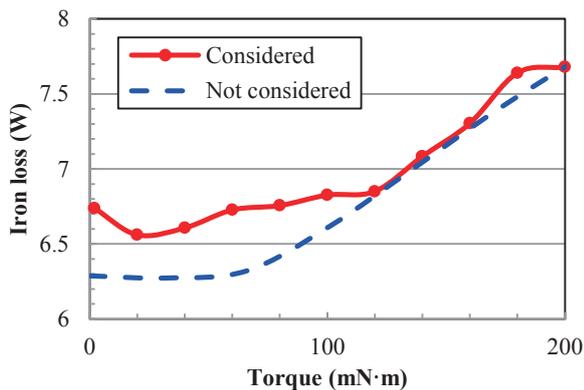


Fig. 11 Calculated iron loss considering the loss increasing factor.

次いで、固定子電磁鋼板の面内に生じる渦電流損の算定を行った。今回試作した InPM モータは、回転子の軸長が固定子よりも長い、いわゆるオーバーハング構造を有するため、磁束が固定子電磁鋼板の積層方向から流入する。そこで、FEM を用いて固定子電磁鋼板の面内に生じる渦電流の解析を行った。Fig. 8 に、無負荷時の渦電流密度分布の計算結果を示す。また、Fig. 9 には渦電流損の考慮の有無による固定子損失の比較を示す。この図を見ると、面内渦電流による損失は約 0.4 W であることがわかる。なお、この損失値は負荷に依らずほぼ一定である。

続いて、巻線電流の高調波成分の影響について述べる。一般に FEM の解析では、理想的な正弦波電流によるベクトル制御を想定するが、実際の波形は Fig. 10 に示すように、高調波が含まれていることから、これによる鉄損の増大が予想される。そこで、FEM の解析において、実測された電流波形を入力として用いることで、高調波の影響を考慮した。

Fig. 11 に、鉄損増加要因の考慮後の鉄損の計算値を示す。考慮後の計算では上述の磁石保磁力の補正、固定子電磁鋼板の面内渦電流、そして巻線電流の高調波成分の影響がすべて考慮されている。この図を見ると、考慮後は特に低負荷側で鉄損が増加していることが了解される。なお、鉄損は単調増加ではなく、極小値が存在するが、これは本 InPM モータは、リラクタンストルクを併用するため、電流位相角を 0 deg. ではなく 18 deg. として、弱め磁束制御を行っていることから、電流を大きくするほど負の d 軸電流が大きくなり、磁束由来の鉄損は減少する。一方、巻線電

流は通常よりも大きくなるため、電機子磁束由来の鉄損は増大する。この両者の増減の関係から 20 mN·m 付近で極小点が現れたと考えられる。

3.2 漂遊損と機械損の分析

漂遊損の一つとして、ここではモータケース損に着目した。ケースはステンレス製であるが、軸方向への漏れ磁束が流入し、渦電流損を生じさせる可能性がある。そこで、モータケースをモデル化し、FEM を用いて渦電流損の算定を行った。Fig. 12 にケース渦電流損密度分布を示す。この図を見ると、回転子に近接する部分で渦電流損が生じていることがわかる。Fig. 13 に、ケース損の算定結果を示す。この図を見ると、ケース損は定格時でも 0.17 W と非常に小さい値であることがわかる。

続いて、機械損の測定を行った。測定に際しては、Fig. 14 に示すように、モータの固定子およびケースを樹脂製のダミーに置き換えることで、回転子磁石による鉄損が生じないようにし、外部

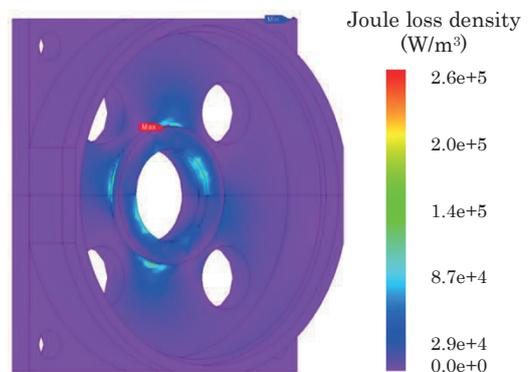


Fig. 12 Eddy current loss density distribution of the motor case at no load.

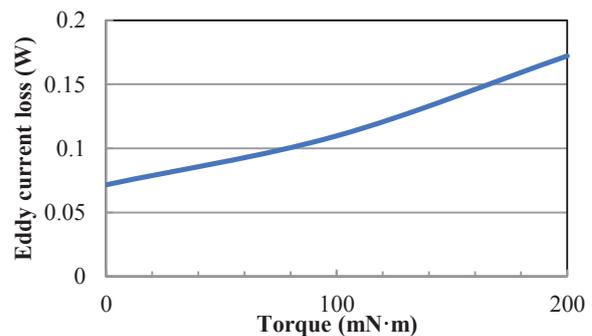


Fig. 13 Calculated eddy current loss in the motor case.

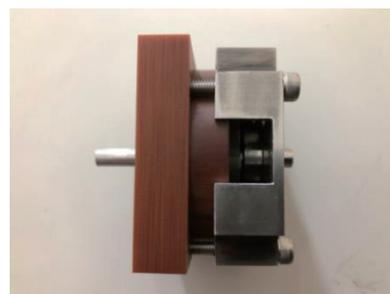


Fig. 14 Resin stator of the prototype.

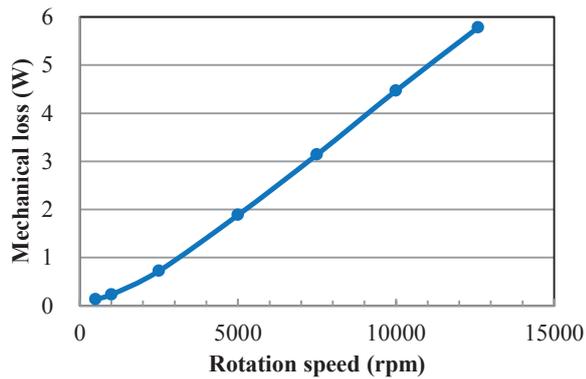
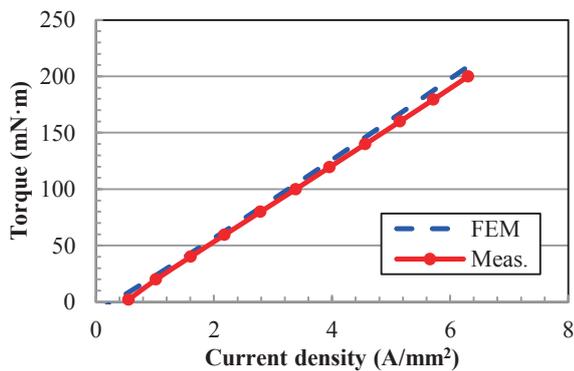
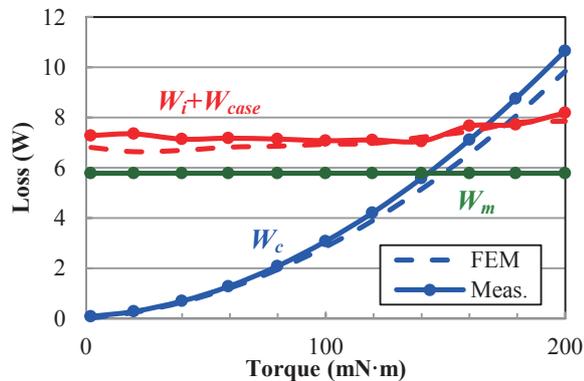


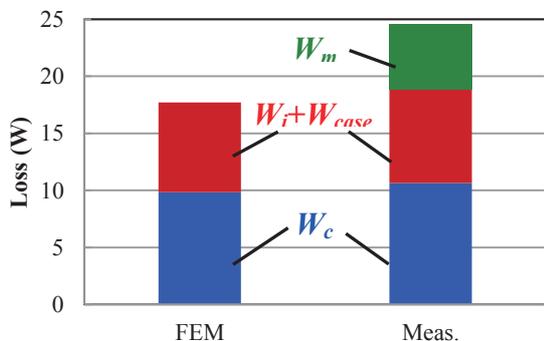
Fig. 15 Measured mechanical loss.



(a) Torque characteristics



(b) Loss characteristics



(c) Loss at the rated point

Fig. 16 Comparison of calculated and measured characteristics of the prototype InPM motor after considering the error factor.

動力により回転させた。Fig. 15 に、回転数対機械損特性を示す。定格回転数 12,600 rpm における機械損は 5.78 W であり、これは定格時の全損失の約 23% に相当する。

以上のすべての損失増加要因の分析結果に基づき InPM モータの諸特性を再算定した。Fig. 16 に、諸特性の計算値と実測値の比較を示す。同図(a)は電流密度対トルク特性である。トルクの計算値は、無負荷時の鉄損 6.74 W、モータケース損 0.07 W、機械損 5.78 W を足し合わせた無負荷損 12.59 W に相当するトルク 9.5 mN m を FEM の計算値から減じて算出した。この図を見ると、計算値は実測値と精度良く一致していることが了解される。

同図(b)には損失特性を示す。図中の W_{case} はモータケース損であり、 W_m は機械損である。誤差要因をすべて考慮することで、損失の計算値と実測値は良好に一致し、試作機の損失内訳が明確化された。

同図(c)に定格時の損失内訳を示す。全損失に対する各損失の割合は、銅損が約 43%、鉄損と漂遊損の和が約 34%、機械損が約 23% であった。

4. まとめ

以上、本稿では極異方性ボンド磁石を用いたインセット型 PM (InPM) モータの試作試験を行うとともに、FEM 設計値との誤差要因の分析を行った。

試作試験においては、今回試作した InPM モータは、先行機の実機効率 88% を上回る効率 91% を達成した。また、損失の分析については、固定子電磁鋼板の面内渦電流や巻線電流に含まれる高調波成分、さらにケース損や機械損まで考慮することによって、諸特性の計算値と実測値が一致し、本モータの損失内訳が明らかとなった。

今後は、今回の検討で明らかになった損失内訳に基づいて損失のさらなる低減に取り組み、最終目標である効率 93% 以上を目指す予定である。

References

- 1) K. Kawamura, K. Nakamura, O. Ichinokura, H. Goto, and H. J. Guo, *T. Magn. Soc. Jpn.* (Special Issues), **3**, 85 (2019) (in Japanese).
- 2) S. Kitamura, Y. Ishihara, T. Todaka, and Y. Inoue, *IEEEJ Trans. IA*, **117**, 1001 (1997) (in Japanese).
- 3) M. Fukuoka, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **36**, 123 (2012) (in Japanese).

2019年10月10日受理, 2019年12月6日採録