

# アウターロータ型高速PMモータの試作試験

櫻井 将, 中村健二  
(東北大学)

Prototype Tests of Outer Rotor type High-Speed PM Motor

S. Sakurai, K. Nakamura  
(Tohoku University)

## はじめに

スマートフォンなどの高度通信機器の利用増加に伴い、通信基地局サーバの増強が進んでいる。具体的には、CPUの高周波化や並列処理などが行われているが、これにより、サーバ内では局所的に激しい発熱が生じており、冷却装置の性能向上が喫緊の課題となっている。種々の冷却装置の中でも冷却ファンは、大量生産による低コスト化が可能であることから、幅広く利用されてきたが、従来の冷却ファンの効率は低く、改善の報告も少ない。

先に筆者らは、ファン用モータの高効率化に関して、アウターロータ型の永久磁石 (PM) モータの回転子構造に着目し、埋込磁石構造 (IPM) とすることで、磁石渦電流損を低減させ、効率を大きく改善できることを示した<sup>1)</sup>。

本稿では、上記のアウターロータ型 IPM モータの試作試験を行ったので報告する。

## アウターロータ型 IPM モータの試作試験結果

Fig. 1 に、試作したアウターロータ型 IPM モータの諸元を示す。本モータの鉄心材料は厚さ 0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板である。磁石材料はネオジム焼結磁石であり、渦電流損低減のため、1 極当たり周方向に 5 分割している<sup>1)</sup>。

Fig. 2 にモータの諸特性を示す。計算には 3 次元有限要素法 (3D-FEM) を用いた。同図(a)のトルク特性を見ると、直線の傾きはほぼ等しく、トルクは設計通りであると言える。両者の差は、計算では機械損を無視していることによる。同図(b)は銅損である。同図(c)は銅損以外の損失であり、実測値には鉄損や機械損など、すべての損失が含まれる。一方、計算では鉄損、磁石渦損、ケース渦損は考慮したが、それ以外の損失は無視している。この図を見ると、両者の差は 8 W 程度あり、機械損や漂遊損など、計算ではまだ考慮できていない損失があることがわかる。同図(d)は効率である。実機効率は最大で 89% であった。今後は、目標の 93% を目指し、損失の要因分析とその低減について検討を進める予定である。

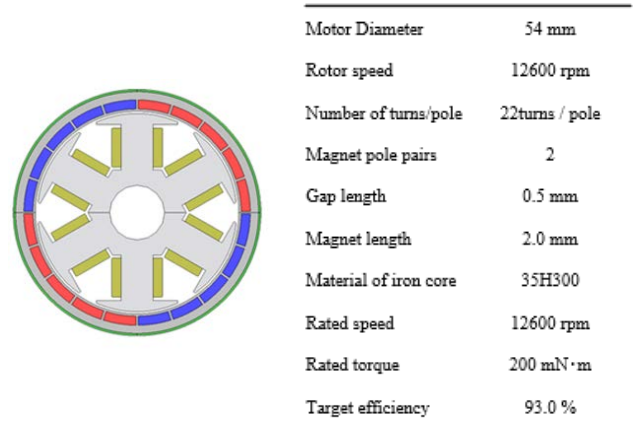


Fig. 1 Specifications of the IPM motor

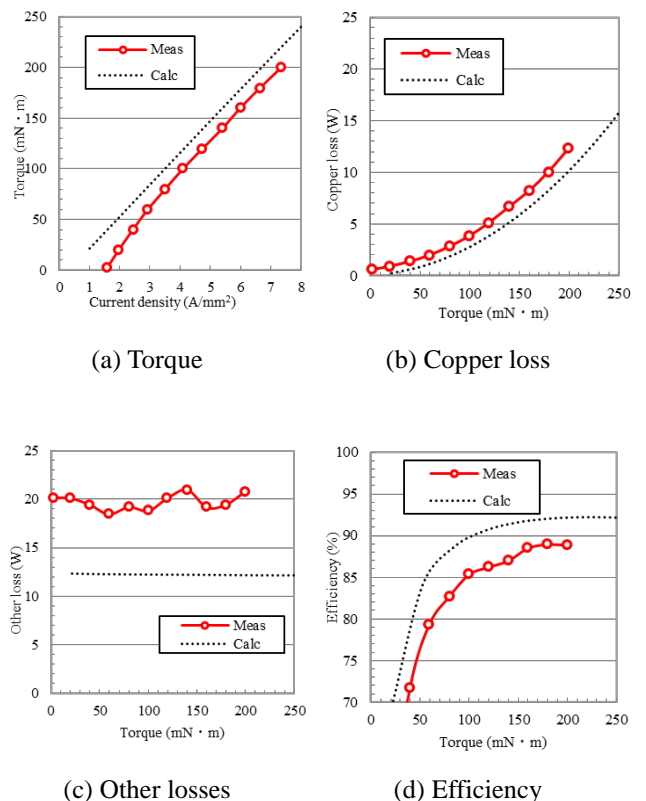


Fig. 2 Comparison of measured and calculated characteristics of the IPM motor.

## 参考文献

- 1) 櫻井, 中村, 日本磁気学会論文特集号, 4, 72 (2020)

# NANOMET<sup>®</sup>積層コアを用いた高速SRモータの実機評価

永井 歩美, 三ツ谷 和秀, 平本 尚三\*, 中村 健二  
(東北大学, \*(株)東北マグネットインスティテュート)

Prototype Evaluation of High-Speed SR Motor made of NANOMET<sup>®</sup> laminated Core

A. Nagai, K. Mitsuya, S. Hiramoto\*, and K. Nakamura  
(Tohoku University, \*Tohoku Magnet Institute Co., Ltd.)

## はじめに

スイッチトリラクタンس (SR) モータは、鉄心と巻線のみで構成されるため、構造が単純で堅牢、保守性が良好、安価などの特長を有し、高速回転用途に適する。しかしながら一方で、高速回転化に伴う鉄損の増大が課題として指摘される。

そこで本稿では、高飽和磁束密度、低鉄損材として期待されている、NANOMET<sup>®</sup>薄帯の積層コアを用いてSRモータを試作し、実機評価を行った結果について報告する。

## NANOMET<sup>®</sup>積層コアSRモータの特性

Fig. 1 に、先行研究で試作したSRモータの諸元を示す。鉄心材料は、一般的な無方向性ケイ素鋼板 (35A300) である。Fig. 2 に、本稿で用いたNANOMET<sup>®</sup>薄帯の積層コアの磁気特性を示す。比較のため、同図中に35A300の特性も示す。この図を見ると、NANOMET<sup>®</sup>積層コアの飽和磁束密度は35A300に対してやや劣るが、鉄損は極めて低く、優れていることが了解される。

Fig. 3 にトルクの実測値を示す。この図を見ると、両モータのトルク特性はほぼ等しいことがわかる。これは今回実験を行った範囲では、動作磁束密度が最大で1.4T程度であったことに由来する。

Fig. 4 は損失の実測値である。同図(a)の銅損については、両者のトルク特性がほぼ等しいことから、銅損もほぼ同等である。一方、同図(b)の鉄損と機械損の和については、NANOMET<sup>®</sup>積層コアを用いたSRモータの方が顕著に小さい。ここで、両モータのベアリングは同一であり、ケースを含めた構造にも差異は無いことから、両者の差は、鉄損の差と等しいと見なせる。したがって、NANOMET<sup>®</sup>薄帯を積層し、加工して製作したモータは、狙い通り鉄損を大幅に低減できることが明らかとなった。

## まとめ

以上、NANOMET<sup>®</sup>積層コアを用いてSRモータを試作し、実機評価を行った結果について述べた。

なお、本研究の一部は東北大学AIE卓越大学院プログラムにより支援された。

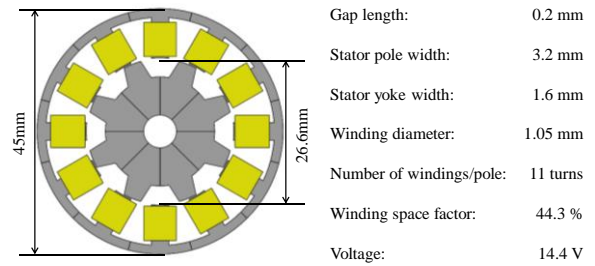


Fig. 1 Specifications of 12/8 SR motor.

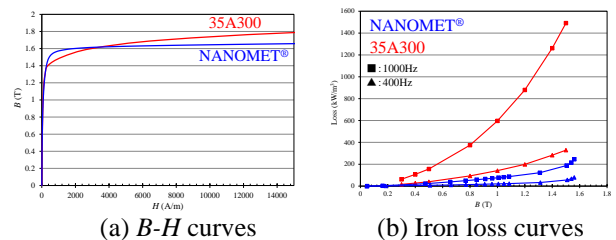


Fig. 2 Comparison of characteristics of core material.

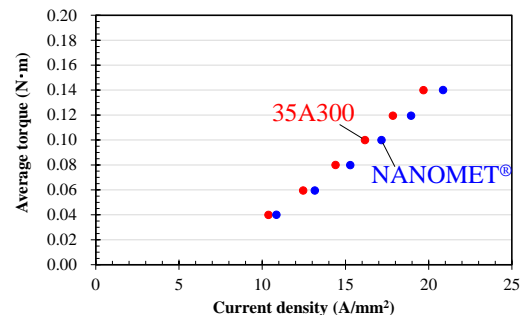


Fig. 3 Comparison of measured current density versus torque characteristics.

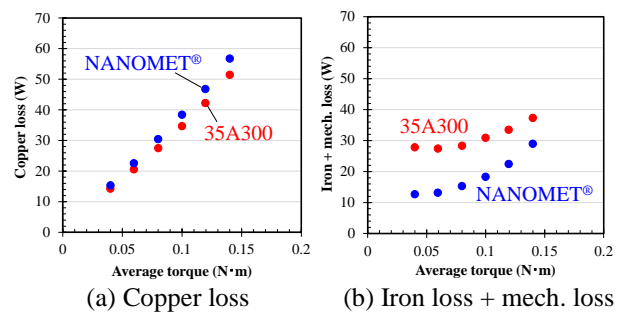


Fig. 4 Comparison of measured losses.

## 参考文献

- 1) K. Nakamura, Y. Kumasaka, O. Ichinokura, *Journal of Physics: Conference Series*, **903**, 012040 (2017).

# プレイモデルを組み込んだ磁気回路モデルによる 直流重畳リアクトルのヒステリシス解析

細野 雄也, 羽根 吉紀, 中村 健二  
(東北大学)

Hysteresis Analysis of DC-Biased Reactor by using Magnetic Circuit Model Combined with Play Model  
Y. Hosono, Y. Hane, K. Nakamura  
(Tohoku University)

## はじめに

磁気デバイスの解析・設計において、ヒステリシス現象まで考慮した鉄損の算定手法の確立が求められている。先に筆者らは、直流ヒステリシスを表現可能なプレイモデル<sup>(1)</sup>を組み込んだ磁気回路モデルを提案し、ヒステリシスループ並びに鉄損を高精度に算定可能であることを明らかにした<sup>(2)</sup>。しかしながら、電源装置等に用いられるリアクトルなど、直流成分が重畳された磁気デバイスの検討は行われておらず、上記手法の算定精度は未知であった。

そこで本稿では、上述のプレイモデルを組み込んだ磁気回路モデルを用いて、直流重畳リアクトルの解析を行い、提案手法の有用性について検討を行ったので報告する。

## 直流重畳リアクトルの解析と実測値との比較

Fig. 1 にプレイモデルを組み込んだ磁気回路モデルを示す。本モデルにおいては、直流ヒステリシスはプレイモデルで、渦電流損失および異常渦電流損失は磁気回路の素子で表現する。

Fig. 2 に、実験に用いた板厚 0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板のトロイダルコアの形状・寸法を示す。測定においては、Fig. 3 の測定系を用いた。図中の  $v_1$  は励磁電圧、 $i_1$  は励磁電流、 $v_s$  はサーチコイルの誘起電圧であり、これらを用いて磁界  $H$  と磁束密度  $B$  を求めた。

Fig. 4 に、直流重畳時のヒステリシスループの実測値と計算値の比較を示す。条件は、周波数  $f = 5$  Hz, 最大磁束密度  $B_m = 0.6$  T, 直流磁界  $H_{dc} = 0, 10, 20, 30, 40$  A/m とした。この図を見ると、計算値は実測値とおおよそ一致していることがわかる。直流成分が重畳された磁気デバイスのヒステリシスループを解析で模擬することは必ずしも容易ではないが、本提案手法を用いることで、このような直流が重畳された磁気ヒステリシスについても、比較的精度良く模擬できることが明らかとなった。

## 参考文献

- (1) S. Bobbio, G. Miano, C. Serpico, and C. Visone, *IEEE Trans. Magn.*, **33**, 4417 (1997).
- (2) H. Tanaka, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *Journal of Physics: Conference Series*, **903**, 012047 (2017).

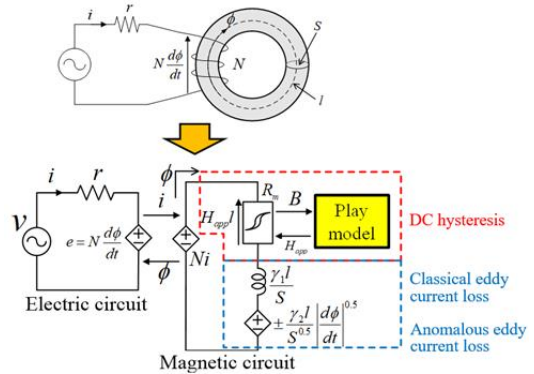


Fig. 1 Magnetic circuit model combined with play model.

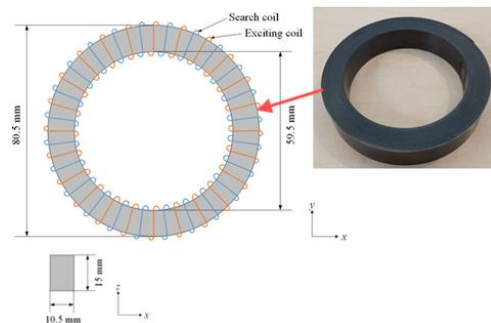


Fig. 2 Shape and dimensions of the ring core.

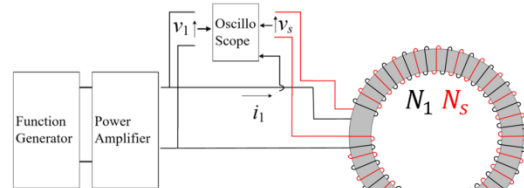


Fig. 3 Measurement system for DC-biased hysteresis loops.

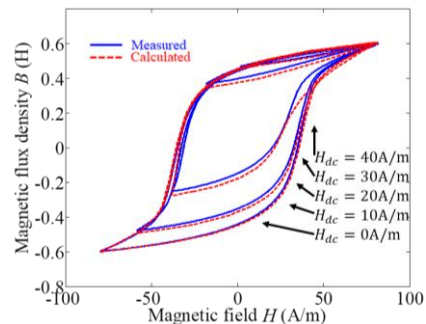


Fig. 4 Comparison of calculated and measured DC-biased hysteresis loops ( $f = 5$  Hz).

# デューティ比の異なる方形波電圧励磁に対応した鉄損算定式の各種鉄心材への適用性評価

畠山 智行, \*中村 健二  
(株式会社 日立製作所, \*東北大学)

Applicability Study of Iron Loss Calculation Methods for Various Core Materials  
under Rectangular Voltage Excitation with Various Duty Ratios  
Tomoyuki Hatakeyama, \*Kenji Nakamura  
(Hitachi, Ltd., \*Tohoku University)

## はじめに

一般に鉄損算定式として知られる Steinmetz の実験式は、フルブリッジ型 DC-DC コンバータに用いられる高周波変圧器の励磁条件である、デューティ比が変化する正負対称の方形波電圧励磁下の鉄損を精度良く算定できない。この課題を解決するため、先行研究において種々の鉄損算定式が提案されてきたが、鉄心材に関する適用可能性の評価が十分とは言い難い。本稿では、4種の鉄損算定式を考察対象に挙げ、各種鉄心材に対する適用可能性について評価する。

## 評価方法

評価対象の鉄損算定式は次のとおりである。はじめに、Improved Generalized Steinmetz Equation (iGSE) は、Steinmetz の実験式の変数である周波数 $f$ と最大磁束密度 $B_m$ の代わりに、磁束密度変化率 ( $dB/dt$ ) を変数とする鉄損算定式である。次いで、 $dB/dt$ の波形率を用いる方法 (Form Factor Equation: FFE) は、Steinmetz の実験式に $dB/dt$ の波形率で決まる係数を乗じて鉄損を求める方法である。Waveform coefficient Steinmetz Equation (WcSE)も同様であり、Steinmetz の実験式に磁束密度波形で決まる係数を乗じる方法である。最後に、鉄損を発生要因毎に分離して計算する方法 (Loss Separation Equation: LSE) は、鉄損をヒステリシス損、渦電流損、異常渦電流損の3つの要因に分離し、それぞれを別々に算出して足し合わせる方法である。以上4種の鉄損算定式を用いて、デューティ比が変化する正負対称の方形波電圧励磁時の各種鉄心材の鉄損を算定するとともに、実測値と比較した。なお、実験に用いた鉄心はカットコアであり、鉄心材によらず形状、寸法は等しい。

## 評価結果

Fig. 1 (a), (b)に、3%方向性ケイ素鋼板、ナノ結晶軟磁性材における鉄損の実測値および計算値を示す。同図において、横軸はデューティ比 $D$ 、縦軸は単位重量あたりの鉄損 $W_i$ であり、デューティ比が小さくなるほど鉄損が増大することがわかる。本評価から得られた知見は次のとおりである。FFEは、算定精度が低く、デューティ比が変化する方形波電圧励磁時の鉄損の算定には適さない。次いで、WcSEは、簡便性に優れているが、鉄心材によってはデューティ比が小さい場合に誤差が大きくなる。iGSEは、算定精度と簡便性のバランスが取れており、鉄心材がケイ素鋼板の場合には有用である一方で、ナノ結晶軟磁性材のような薄板材の場合には、デューティ比が小さい場合に算定精度が悪化する。最後に、LSEは、鉄損の算定に鉄心材の高周波鉄損曲線が必要となるものの、鉄心材、デューティ比によらず算定精度が高い。

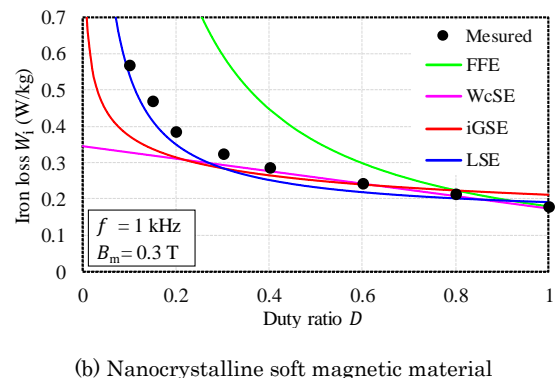
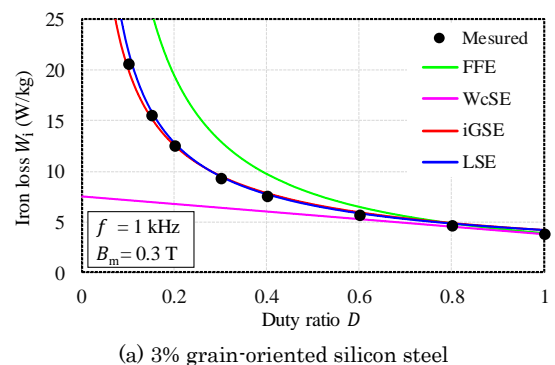


Fig. 1 Comparison of calculated and measured iron losses.

# リッツ線の分割構造に着目した損失解析

朝雛 えみり\*, 上田 祐資\*, 永井 歩美\*\*, 石飛 学\*  
(奈良高専\*, 東北大学\*\*)

High-Frequency Loss and split structure of Litz Wire

E.Asahina, A.Nagai, Y.Ueda, M.Ishitobi

(National Institute of Technology, Nara College Tohoku University)

## はじめに

リッツ線は、銅損を抑制する構造をもつため、非接触給電や誘導加熱といった高周波コイル用巻線として汎用されている。一方で、素線径によって単線以上の発熱も確認されており<sup>(1)</sup>、適切な素線径の選択が重要である。そこで、本研究ではシンプルな構造の損失解析モデルを提案し、発熱の原因である誘導電流と素線構造の関係について、分析を試みている。

## リッツ線における損失

Fig.1 に提案する損失解析モデルを示す。リッツ線の断面が点対称であることから、半径方向と円周方向の分割数および絶縁被膜の厚さと材質をパラメータに設定し、モデリングを行っている。

Fig.2 に円周方向の分割に対する解析モデルと損失特性を示す。ここで、内径 1.1[mm]、外径 1.2[mm]、導体間距離を 5[ $\mu$ m]とし、内径外径分割数を 1~12 に可変させている。また入力電流を 2[A]、1[MHz]とし、電磁場解析にはムラタソフトウェア製の Femtel<sup>®</sup>を用いている。Fig.2(b)から損失は円周方向の分割数に依存しないことがわかる。

Fig.3 に半径方向の分割に対する解析モデルと損失特性を、Fig.4 に分割数 4, 9, 17 の電流密度分布を示す。解析条件は、円周方向の分割数に対する解析と同様である。ただし、分割数を 1~30 に可変しつつ、導体の最大半径を 1.2[mm] に統一するため、分割数の変化に伴って導体厚さを増減させている。Fig.3 から分割数 9 のとき、損失のピークが確認できる。このとき、導体の厚さは 1[MHz]における表皮深さ  $\delta$  (0.066[mm]) の 2 倍程度となっている。一方で Fig.4 より、順方向と逆方向の交互に流れる誘導電流が確認できる。この交互の電流は、素線を通る平均電流に対して無視できない大きさを持ち、発生回数が分割数とともに増加している。また、交互電流の振幅は分割数が多いほど減少傾向を示している。特に分割数が 17 以上 (導体の厚さ  $\delta$  以下) のとき、逆方向電流の消失が確認できる。これは、導体が薄くなるほど正負の交互電流が干渉し、振幅を抑制できたと考えられる。したがって、素線径の小さいリッツ線ほど銅損が抑制され、特に  $\delta$  以下であると効果が高い。

## 参考文献

(1) 水野勉, 他: 日本 AEM 学会誌, Vol.18, No.3, pp.300-305 (2010)

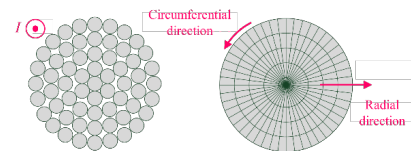
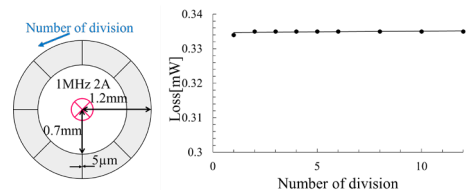
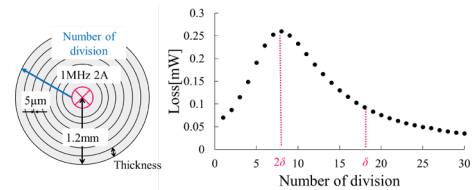


Fig. 1 Analysis model of litz wire



(a) Analysis model (b) Loss characteristics

Fig. 2 Analysis of circumferential direction



(a) Analysis model (b) Loss characteristics

Fig. 3 Analysis of radial direction

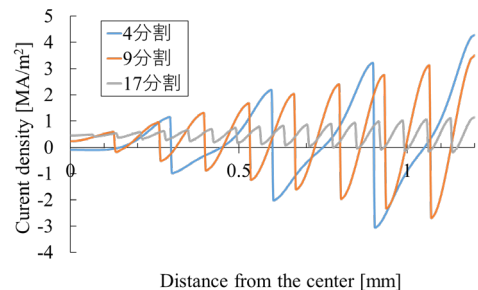


Fig. 4 Current density distribution on each thickness