

リラクタンスネットワーク解析に基づく 巻線界磁型クローポールモータの回転子表面の渦電流損算定

Calculation of Eddy Current Loss on Rotor Surface of Field-Winding type Claw-Pole Motor based on Reluctance Network Analysis

市川 優太^{a)†}・中村 健二^{a)}

^{a)}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)

Y. Ichikawa^{a)†}, K. Nakamura^{a)}

^{a)} Tohoku University, Graduate School of Engineering, 6-6-11 Aoba Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

A field-winding type claw-pole motor has a three-dimensional complicated structure. In addition, its characteristics depend on not only an armature current but also a field-current. Therefore, to estimate the characteristics of the field-winding type claw-pole motor, three-dimensional electromagnetic field analysis combined with its drive circuit is required. In a previous paper, three-dimensional reluctance network analysis (RNA) model of the claw-pole motor was proposed and the validity of the proposed model is proved by comparing with the results of torque characteristics obtained from finite element method (FEM). This paper presents a method for calculating eddy current loss on the rotor surface of the claw-pole motor based on RNA.

Keywords: Reluctance network analysis (RNA), field-winding type claw-pole motor, eddy current loss

1. はじめに

近年, モータ構造を 3 次元化することで, 鉄心と巻線の空間利用率を高め, トルクを向上させる手法がいくつか提案されている^{1),2)}. その中の一つである界磁巻線型クローポールモータは, 電機子側はいわゆる一般的な分布巻の同期機と同じ構造を有するが, 界磁側は爪状の極をかみ合わせた特殊な構造の回転子鉄心の中に, 同心円状に巻いた界磁巻線を収めた構造を有するため, 界磁巻線の占積率を高めることができる. また, 界磁電流を調整することで, 一般的な永久磁石界磁型のモータよりも, 容易に広範な速度制御が可能になる. しかしながら, クローポールモータの特性算定には, 3次元電磁界解析が必須であること, また電機子電流に加え, 界磁電流も制御パラメータとなるため, 諸特性を算定するためには, 駆動回路も含めた高速・高精度な解析が必要不可欠である.

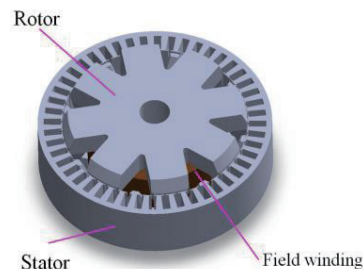
これに対して筆者らは, トランスやモータなどの解析対象を複数の要素に分割し, 分割した要素を磁気抵抗に置き換えることで, 対象全体を一つの磁気抵抗回路網で表して解析する, リラクタンスネットワーク解析 (Reluctance Network Analysis : RNA) を提案している³⁾. RNA は, モデルが簡便で計算が速く, 外部の電気回路や運動系との連成も容易などの特長を有する. これまで, RNA による各種モータの特性算定手法について様々な検討を行い, その有用性を明らかにしてきた^{3)・7)}. また, 本手法を巻線界磁型クローポールモータにも適用し, 高い精度でトルクを算定可能であることを明らかにした⁸⁾.

本論文では, トルク特性と同様に, モータの重要な性能評価指標の一つである効率の定量的算定を目的として, ク

ローポールモータの回転子表面で発生する渦電流損の算定手法について検討を行った. 本クローポールモータの回転子は炭素鋼のバルク体であることから, 回転子表面に生じる渦電流損は無視できないと考えられる. 本論文では, まず本モータの RNA モデルの導出方法について述べる. 次に, 回転子表面の渦電流損を計算するため, 渦電流による反作用界磁まで考慮可能な電気 - 磁気連成モデルを導出するとともに, 3次元有限要素法 (3D-FEM) との比較・検討を行ったので報告する.

2. クローポールモータの基本構成

Fig. 1 に, 考察対象としたクローポールモータを示す. 固定子は 48 スロットであり, 固定子鉄心の材質は厚さ 0.35 mm の無方向性ケイ素鋼板である. 回転子は, 上下 8 つずつの爪状の極がかみ合わさっており, 内部に同心円状に巻



Winding method	Distributed
Stator teeth	48
Rotor pole	16
Stator core material	35A210
Rotor core material	S10C

Fig. 1 Specifications of a claw-pole motor.

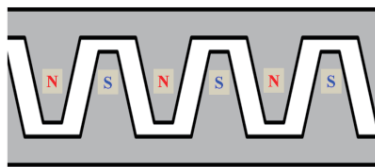
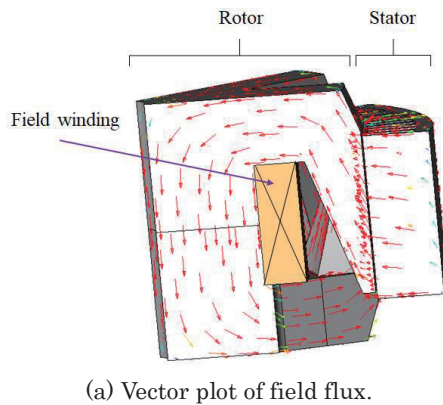


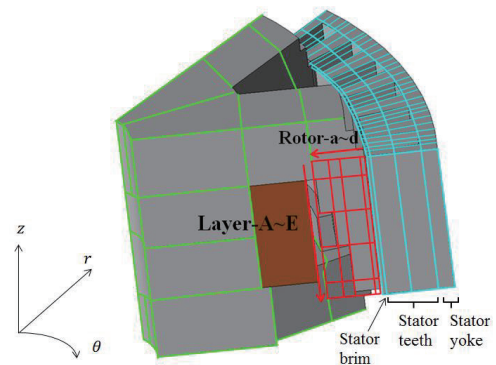
Fig. 2 Magnetic-pole distribution of the claw-pole motor.

かれた界磁巻線が収められている。電機子巻線は正弦波インバータによるベクトル制御，界磁巻線はスリップリングとブラシを介して直流で励磁を行う。

Fig. 2(a)に、3D-FEM で求めた、界磁磁束のベクトルプロット図を示す。界磁電流により発生した磁束は、回転子極先端からギャップを介して固定子に流入した後、隣接する回転子極に戻る。これにより、同図(b)に示すように回転子極表面は交互に NSNS...と磁化される。したがって、電機子電流によって、この磁化された回転子の極数と同じ極数の回転磁界を生じさせれば、回転子は回転磁界に同期して回転する。すなわち、界磁巻線型クローポールモータの回転原理は、一般的な同期機と等しい。また同図から明らかかなように、クローポール形状の回転子内部の磁束は、一般的なモータとは異なり、軸方向にも流れる。したがって、モータ特性の算定には3次元解析が必須となる。

3. クローポールモータのRNAモデル⁸⁾

Fig. 3(a)に、RNAに基づくクローポールモータの分割図、および分割数を示す。電磁気的な対称性から1/8モデルを作成した。固定子については、軸方向(z軸方向)に一樣な構造であり、Fig. 2(a)からも明らかかなように、軸方向には磁束はほとんど流れないため、軸方向には分割しない。一方、径方向(r方向)はヨーク、ティース、つば部分を1, 2, 1の計4分割とし、周方向(θ 方向)は60分割とした。回転子については、爪形の回転子極の傾斜を考慮するため、同図に示すように軸方向に5層に分割し、階段状に近似することで爪の形状を模擬した。以降では、軸方向に分割した各層を、同図の上から順に Layer-A~Layer-E と称する。また、各層とも径方向には4分割し、周方向はそれぞれ15分割とした。この径方向に4分割した領域を、以降では



	r	θ	z
Stator	4	60	1
Gap	1	60	5
Rotor	6	15	5
Rotor (Yoke)	12		

(a) Division of the motor based on RNA.

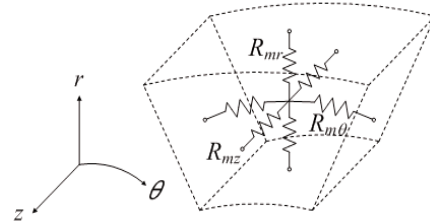


Fig. 3 Motor division and unit magnetic circuit based on RNA.

Rotor-a~Rotor-d と称する。なお、ギャップに面したRotor-aについては、後述の渦電流損算定のため、さらに径方向に3つに細分割している。一方、爪状の回転子極以外の鉄心部については、磁束の流れが単純で分布や漏れ磁束も無視できることから、界磁磁束の流れに沿った磁気抵抗のみを配置した。最後に、ギャップ部は軸方向に5分割、径方向に1分割、周方向に60分割した。分割した各要素は同図(b)に示すような、3次元方向の6つの磁気抵抗で表す。これらの磁気抵抗のうち、鉄心部の磁気抵抗については非線形性を考慮している⁸⁾。

Fig. 4に、上述のようにして導出した3次元RNAモデルのLayer-Aの磁気回路を示す。図中の灰色背景部が鉄心部である。各層ごとに空気と鉄心の領域を変化させることで、爪状の回転子極の傾斜を表現している。

次いで、RNAにおける回転運動の表現については、通常、回転子側の磁気回路の磁気抵抗や起磁力を回転子位置角の関数で表すことで、回転運動を模擬するが、クローポールモータのように、回転子の形状が3次元で複雑になると、可変起磁力や可変磁気抵抗の数が非常に多くなるため、計算時間の長大化や解の収束性が悪化する可能性がある。そこで、形状が複雑な回転子の代わりに、Fig. 5に示すように、固定子側の磁気回路の磁気抵抗と起磁力を回転子位置角の関数で表すことで、回転運動を模擬する⁸⁾。

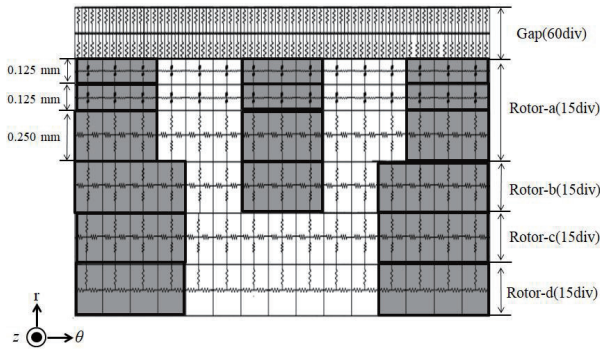


Fig. 4 Magnetic circuit of Layer-A.

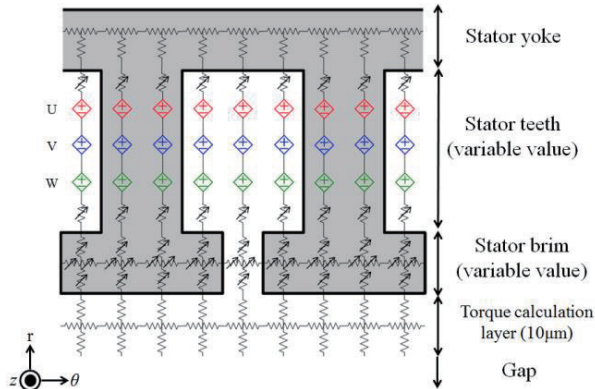


Fig. 5 Magnetic circuit of the stator considering the rotational motion.

4. RNA による回転子表面の渦電流損の算定手法

本モータの回転子は、爪状の極を上下でかみ合わせた特殊な構造を有するため、バルク状の鉄心を削り出して製作される。そのため、Fig. 6 に示すように、回転子表面にはギャップ高調波磁束に起因する渦電流が生じる。また、この渦電流による反作用磁界も生じる。この現象について、本論文では以下のようにして、渦電流を考慮した RNA モデルを導出した。

Fig. 7(a)に、ある分割要素における径方向への磁束 ϕ_{1r} と渦電流 i_1 の関係の模式図を示す。同図の回路において、径方向への磁束 ϕ_{1r} が流れると、その時間微分で決まる電圧が

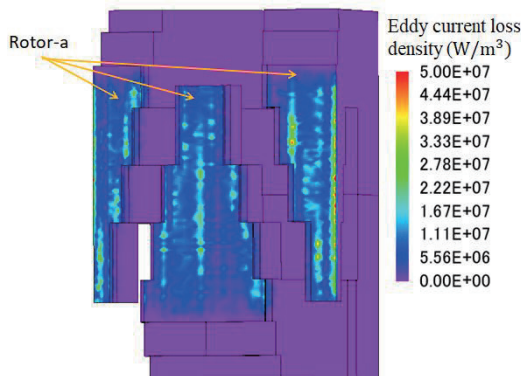


Fig. 6 Contour plot of eddy current loss density calculated by FEM.

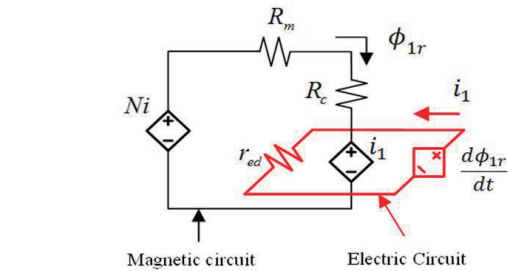
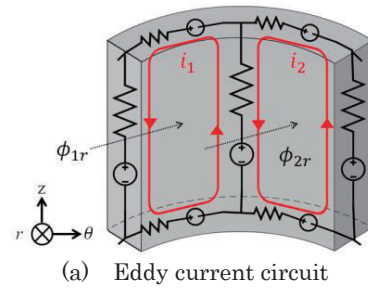


Fig. 7 (b) Equivalent electric-magnetic couple analysis model
Fig. 7 Equivalent circuit model for calculating eddy current loss.

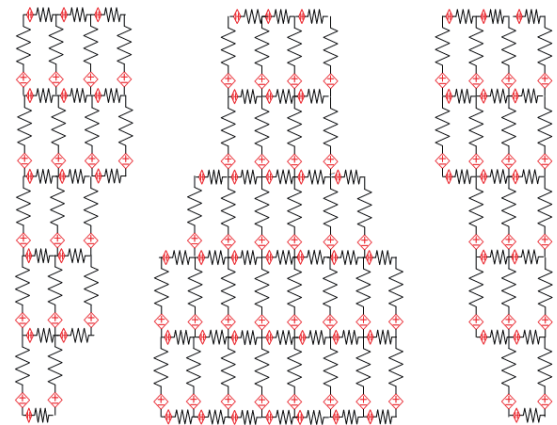


Fig. 8 Eddy current network model of the rotor surface considering the interaction between adjacent elements.

回路に誘起され、渦電流 i_1 が流れる。なお、実際の渦電流は回転子表面に複雑に分布するが、ここでは同図に示すように、RNAの要素分割に対応した分布を有し、各要素内では渦電流は均等に流れると仮定した⁹⁾。同図(b)がその等価回路である。誘起電圧と回路の抵抗 r_{ed} で決まる電流 i_1 を反作用起磁力として磁気回路側に返すことで、磁気回路と渦電流回路の連成が可能になる。ただし、実際の渦電流回路は隣接する要素間の相互作用も考慮する必要があるため、Fig. 8に示すような回路網モデルを作成した。なお、Fig. 6に示した電流密度コンター図より、実際に渦電流が流れるのは、回転子表面のみであることから、本論文ではRNAモデルの Rotor-a 層のみに渦電流が流れると仮定して解析を行った。

渦電流回路の抵抗の導出方法については、Fig. 9を用いて述べる¹⁰⁾。同図(a)のように分割した各要素を、同図(b)に示すように、 x 軸方向の電気抵抗 R_x と z 軸方向の電気抵抗 R_z に

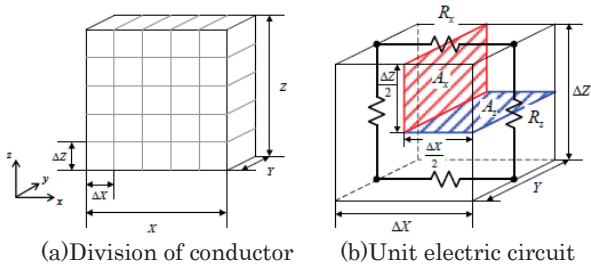


Fig. 9 Divisions of a conductor and its dimensions.

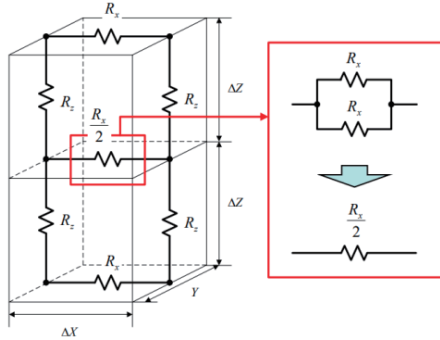


Fig. 10 Electric resistance when an element has adjacent element (in direction of x-axis).

置き換える. 同図に示すように, R_x は断面積が $(\Delta Z/2)Y$, 電流路が ΔX となるので, 電気抵抗率 ρ を用いて, 次式で求めることができる.

$$R_x = \rho \frac{2\Delta X}{\Delta Z Y} \quad (1)$$

z 軸方向の電気抵抗 R_z についても, 断面積は $(\Delta X/2)Y$, 電流路は ΔZ であることから, 次式で与えられる.

$$R_z = \rho \frac{2\Delta Z}{\Delta X Y} \quad (2)$$

また隣接する要素が存在する場合, Fig. 10に示すように, 隣り合う2つの電気抵抗が並列接続されると考えることができ, 抵抗値は半分になる.

Fig. 11に, 渦電流を考慮したクローポールモータの電気-磁気-運動連成解析モデルを示す. この連成解析モデルにおいて, 回転数 n_s が与えられると, 回転子位置角が計算され, RNAモデル内の固定子の起磁力と磁気抵抗の分布が

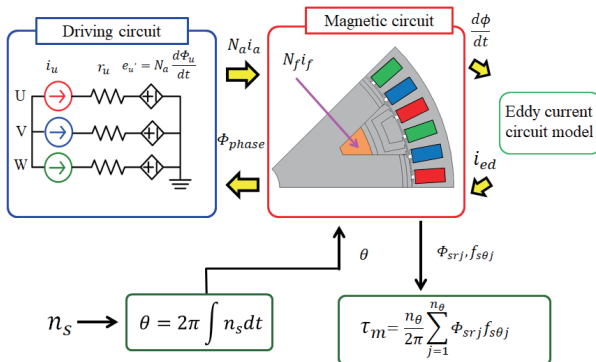


Fig. 11 Electromagnetic-motion coupled analysis model of the claw-pole motor.

変化する. 一方, 駆動回路側ではベクトル制御によって適切に位相が制御された3相正弦波電流が巻線に流れ, この巻線電流 i_a に巻数 N_a を乗じた起磁力が固定子側に生じる.

また, 界磁電流 I_f によって回転子側にも起磁力が生じる. これらの起磁力により, RNAモデル内を流れる磁束が計算されるとともに, 各相の鎖交磁束 ϕ_{phase} から巻線に生じる逆起電力が求まる. さらに, RNAモデル内の起磁力と磁束分布から渦電流, トルクが計算される. 上述の一連の計算は, SPICE等の汎用の回路シミュレータ上で, すべて同時に行うことが可能である.

5. 特性算定結果

5.1 解析条件

前章までで導出したRNAモデルを用いて, クローポールモータの特性を算定する. また比較のため, 3D-FEMでも算定を行った. なお, RNAモデルは, Fig. 12(b)に示すように爪の形状が簡略化されていることから, 3D-FEMについては, 同様に簡略化されたモデルと, 同図(a)に示すように, 実際の形状に即した詳細なモデルを作成し, 比較を行った.

Fig. 13に, 解析した電流条件を示す. この図に示すように, 弱め界磁を含む広範な電流条件で比較・検討を行った. なお, 界磁電流は定格の3Aとした.

5.2 解析結果

Fig. 14に, q 軸電流対トルク特性の比較を示す. このときの回転数は450 rpmである. これらの図を見ると, 全電流条件において, 両者は良好に一致していることがわかる. また, 解析モデルの形状の違いによる差異も小さいことがわかる.

次いで, Fig. 15にクローポールモータの回転子表面の渦電流損の比較を示す. このときの回転数は2000 rpmである. これらの図を見ると, 渦電流損の算定結果についても, 解析モデルの形状の違いによる差異はあまり大きくなく, RNAとFEMの算定結果は比較的良く一致していることがわかる.

解析モデルの形状の違いによる差異はあまり大きくない原因について考察するため, Fig. 16にFEMで求めた簡略モデルと詳細モデルの回転子表面の渦電流損分布を示す. この図を見ると, 形状の差異に由来する細かな相違点は認められるが, 全体的な分布については顕著な違いはないことが了解される.

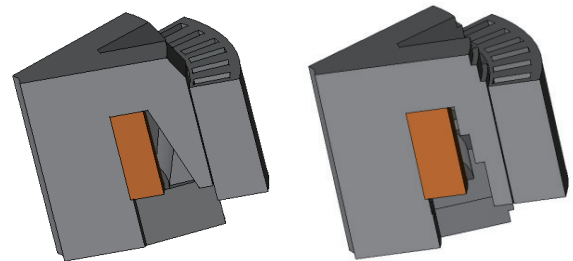


Fig. 12 Comparison of the shape of the analytical models.

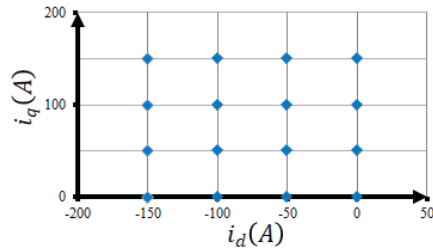


Fig. 13 Analysis points at $d-q$ current.

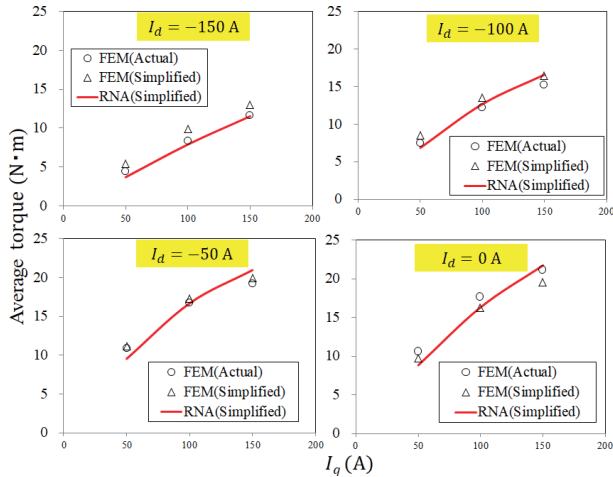


Fig. 14 Comparison of torque characteristics calculated by RNA and FEM.

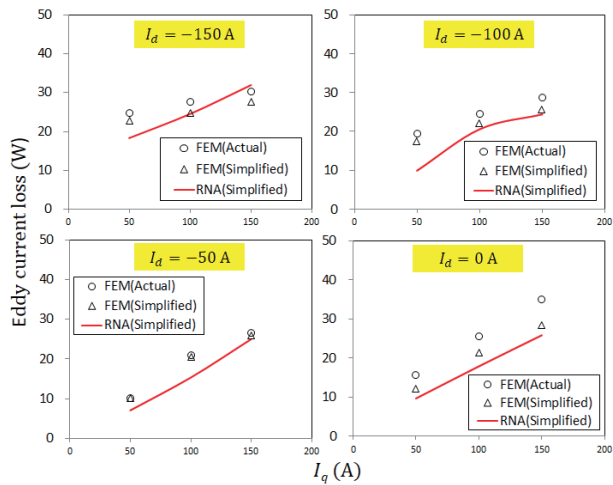


Fig. 15 Comparison of eddy current loss on rotor surface calculated by RNA and FEM.

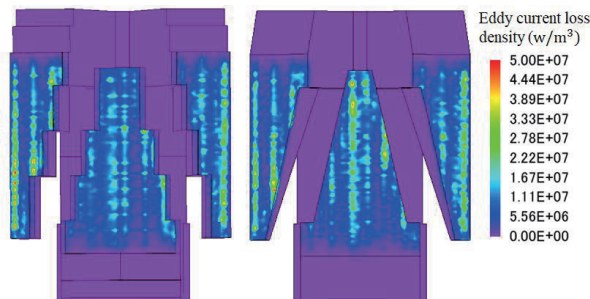


Fig. 16 Contour plot of eddy current loss density for the actual and simplified model calculated by FEM.

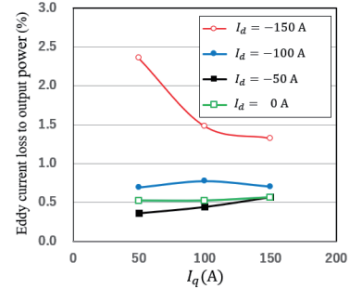


Fig. 17 The ratio of eddy current loss on rotor surface to output power calculated by RNA.

Fig. 17 に、RNA の算定結果から求めた、モータ出力に対する渦電流損の比率を示す。なお、モータ出力は次式に基づいて算出した。

$$W_{output} = \frac{2\pi N}{60} \times T \quad (3)$$

ここで、 T は Fig. 14 に示した平均トルク、 N は毎分の回転数である。この図を見ると、回転子表面の渦電流損の割合は約 0.5%~2.5%であることがわかる。すなわち、効率に換算すると約 0.5%~2.5%の低下に相当し、その影響は無視できないことが了解される。

6. まとめ

以上、本論文では、RNA に基づき界磁巻線型クローポールモータの回転子表面の渦電流損算定について検討した。

回転子表面で生じる渦電流を等価回路網で模擬し、これと RNA モデルを連成させることで、比較的精度良く渦電流損を算定できることを明らかにした。また、回転子渦電流損の割合は、効率に換算すると約 0.5%~2.5%であり、無視できないほど大きいことを明らかにした。なお、計算時間については、FEM がおよそ 1 条件当たり 20 時間であったのに対し、RNA は 20 分程度であり、大幅な計算時間の短縮が図れた。今後は、実機との比較・検討を行うとともに、渦電流損の低減策について検討を行う予定である。

References

- 1) Y. Enomoto, H. Tokoi, K. Kobayashi, H. Amano, C. Ishihara, and K. Abe, *IEEJ Trans. IA*, **129**, 1004 (2009) (in Japanese).
- 2) M. Inoue : *Motor technology Symp.*, **30**, C5-3-1 (2010) (in Japanese).
- 3) O. Ichinokura, K. Tajima, K. Nakamura, and Y. Yoshida, "Jikikairoho niyuru Mota no Kaiseki Gijutsu", Kagaku Gijutsu Shuppan (2016) (in Japanese).
- 4) T. Mizuguchi, K. Nakamura, T. Koyama, and O. Ichinokura, *IEEJ Trans. IA*, **129**, 1048 (2009) (in Japanese).
- 5) K. Suzuki, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **35**, 281 (2011) (in Japanese).
- 6) T. Miyashita, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **31**, 127 (2009) (in Japanese).
- 7) K. Nakamura and Osamu Ichinokura, *IEEJ Trans. IA*, **135**, 1063 (2015) (in Japanese).
- 8) Y. Ichikawa, K. Nakamura, J. Sukhwa, and N. Kurimoto, *T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **2**, 29 (2018) (in Japanese).
- 9) K. Nakamura, T. Tomonaga, S. Akatsuka, T. Ohinata, K. Minazawa, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **30**, 273 (2006) (in Japanese).
- 10) Y. Yoshida, K. Nakamura, and O. Ichinokura, *J. Magn. Soc. Jpn.*, **36**, 127 (2012) (in Japanese).

2018年10月10日受理, 2018年12月29日再受理, 2019年2月27日採録