簡易非線形磁気解析に基づく 多極永久磁石機の構造最適化の一考察

学生員 加納 善明* 正員 小坂 卓*
正員 松井 信行*

Some Considerations on Simple Non-Linear Magnetic Analysis-Based Optimum Design of Multi-Pole Permanent Magnet Machines

Yoshiaki Kano*, Student Member, Takashi Kosaka*, Member, Nobuyuki Matsui*, Member

This paper presents a simple non-linear magnetic analysis-based optimum design of a multi-pole permanent magnet machine as an assistant design tool of 3D-FEM. The proposed analysis is based on the equivalent magnetic circuit and the air gap permeance model between the stator and rotor teeth of the motor, taking into account the local magnetic saturation in the pointed end of teeth. The availability of the proposed analysis is verified by comparing with 3D-FEM analysis from the standpoints of the torque calculation accuracy for the variations of design free parameter and the computation time. After verification, the proposed analysis-based optimum design of the dimensions of permanent magnet is examined, by which the minimization of magnet volume is realized while keeping torque/current ratio at the specified value.

キーワード：多極永久磁石機，ハイブリッド形ステッピングモータ，簡易非線形磁気解析，三次元有限要素解析，最適形状探索

Keywords: multi-pole permanent magnet machine, hybrid stepping motor, non-linear magnetic analysis, 3-dimensional finite element analysis, search for optimum dimensions

1. はじめに

ハイブリッド形ステッピングモータ (HBM) は、位置決め分解能が高く、高トルク/体積比を実現できるので、FA・OA 機器や一般産業機器用途で DD モータとして広く用いられている⁽¹⁾。本論文では、HBM の固定子極形状を変え、併せて巻線方式を集中巻から分布巻へ変更したモータを多極永久磁石機と呼び、この設計法について考察する。このモータにネオジム系磁石に代表される希土類系永久磁石を用いれば一層の高トルク/体積比が期待できる反面、小歯部での磁気飽和のため、必ずしも永久磁石量や最大エネルギー積に応じた高トルク化が実現されない問題がある。

モータ設計における非線形磁場解析法としては、現在 2 次元有限要素磁場解析が主流であるが、モータ内部に 3 次元磁路が形成される多極永久磁石機では、3 次元有限要素磁場解析 (以下、3D-FEM と略記) が必要となる。この場

合、3D-FEM は与えられた構造形状寸法及び入力電流条件の下での瞬時トルク波形評価などケーススタディ能力に優れるものの、任意の形状寸法の組み合わせから生まれる膨大な設計形状パターンの中から目標要求仕様を満足する最適形状を決定する場合、その解析時間が深刻な問題となる。この問題を克服するため、解析時間効率・精度に優れる非線形磁場解析法の開発が望まれる。

一方、旧来から設計時に特性全体像を迅速に把握する手法として磁気等価回路法がよく用いられている⁽²⁾⁽³⁾。この場合、近似解法としてのギャップパーミアンスの算定に、直線と円弧の組み合わせで磁路形状を表現する方法が採用されている⁽²⁾⁽⁴⁾。しかし、このままでは鉄心の磁気的非線形性を考慮することができないため、

(1) 試作機実験により求めた経験的な係数の導入⁽⁵⁾

(2) 2 次元有限要素磁場解析による近似磁界解析の導入⁽⁶⁾

などにより磁気的非線形性を考慮しているのが現状である。

本論文では、時間効率の高い多極永久磁石機のコンピュータ援用最適構造設計法への試みとして、3D-FEM による詳細設計を前提に、その前段における概念設計段階での最適形状候補の絞り込み用磁気解析手法として、局所的な磁気

* 名古屋工業大学

〒466-8555 愛知県名古屋市中昭和区御器所町

Dept. of Electrical and Computer Engineering, Nagoya Institute of Technology

Gokiso, Showa, Nagoya 466-8555

飽和を考慮した簡易非線形磁気解析法を提案し、3D-FEM との比較によりその解析精度について検討している。具体的には、現有の供試 400 W 多極永久磁石機を出発点に、任意の各部形状寸法に対して電流-出力トルク特性解析精度を 3D-FEM と比較検討し、得られた成果に基づき、供試機原形形状での定格電流時の出力トルクを維持しつつ、トルク/磁石体積比最大化を設計目標とする永久磁石最適形状を決定している。

2. 供試多極永久磁石機の構造と出力トルク

〈2・1〉 供試機の構造と諸元 供試多極永久磁石機の構造を図 1 に、諸元を表 1 に示す。固定子/回転子はそれぞれ 24/25 の小歯を有し、固定子巻線は各相 80 ターン的全節巻である (U 相巻線のみ破線で図示)。回転子は、軸方向に着磁されたリング状ネオジム系磁石の両側に N, S 極を配置し、それぞれの磁極は半ピッチ (電氣的に 180°) ずらしている。線形磁気特性のもとで、磁気装荷と電気装荷に基づいて設計された供試機の定格出力、速度、トルクはそれぞれ、400 W, 300 rpm, 12.7 N·m である。以下で用いる電気角 θ は、固定子 $n = 0$ 番小歯と回転子の小歯中心が互いに一致した時の $n = 0$ 番固定子小歯中心を原点に、回転子の 1 極ピッチ変位を 1 周期 (機械角 14.4°) と定義する。

〈2・2〉 d - q モデルに基づくトルク/電流線形化制御 ギャップ磁束分布が正弦波状で磁気飽和現象を無視し、三相反称正弦波電流駆動すれば、供試機の動作を 25 極対の多極同期電動機と捉えることができ⁽⁷⁾、従来の交流機解析で用いられる d - q モデルの導入が可能となる。この場合、トルクは次式で記せる。

$$T = P \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_q + P(L_d - L_q) i_d i_q \dots\dots\dots (1)$$

但し、 i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分, L_d, L_q : d 軸, q 軸インダクタンス, Φ_m : 固定子三相巻線に対する永久磁石磁束鎖交数分布の基本波振幅, P : 極対数

(1) 式で、 $i_d = 0$ とすればトルクは (2) 式で与えられ、(3) 式の三相巻線電流によって q 軸電流によるトルク/電流線形化制御が可能である。

$$T = P \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_q \dots\dots\dots (2)$$

$$\left. \begin{aligned} i_u &= -\sqrt{2}I \sin \theta \\ i_v &= -\sqrt{2}I \sin(\theta - 2\pi/3) \\ i_w &= -\sqrt{2}I \sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

但し、 I : 巻線電流実効値 ($I = i_q/\sqrt{3}$)

3. 簡易非線形磁気解析による出力トルク解析⁽⁸⁾⁽⁹⁾

〈3・1〉 磁気等価回路 磁気回路の簡単化のためモータ内部の軸方向の磁束分布を均一と仮定すれば、供試機の磁気等価回路を図 2 で表現できる。磁気等価回路の構成要素

図 1 供試モータの構造

Fig. 1. Construction of test motor.

表 1 供試多極永久磁石機の諸元

Table 1. Dimensions and specifications of test motor.

stator outer diameter	122 [mm]
stator inner diameter	80 [mm]
rotor outer diameter D_r	79.7 [mm]
shaft diameter D_0	30 [mm]
stack length of each rotor L	38.5 [mm]
lamination factor k_l	0.96
stator teeth height h_s	9.5 [mm]
rotor teeth height h_r	6.35 [mm]
stator and rotor teeth width t	2.92 [mm]
air gap length g	0.15 [mm]
No. of turns of winding/phase N	80
magnet length l_m	3 [mm]
magnet outer diameter D_m	70 [mm]
magnet cross-sectional area S_m	$\pi \times 10^3$ [mm ²]
coercive force of magnet H_c	884 [kA/m]
residual flux density of magnet B_r	1.16 [T]
relative permeability of magnet μ_r	1.05
max. BH-product	255 [kJ/m ³]
rated output	400 [W]
rated speed	300 [rpm]
rated torque	12.7 [Nm]
rated voltage	AC100 [V]
rated current in rms	3.75 [A]

を以下に説明する。

(永久磁石起磁力とパーミアンス)

永久磁石起磁力 H_m は、保持力 H_c と磁石長 l_m を用いて次式で与えられる。

$$H_m = H_c l_m \dots\dots\dots (4)$$

一方、磁石のパーミアンス P_m は、リング状磁石の断面積 S_m と磁石長 l_m から次式で与えられる。

$$P_m = \mu_0 \mu_r \frac{S_m}{l_m} \dots\dots\dots (5)$$

但し、 μ_0 : 真空の透磁率, μ_r : リコイル透磁率である。

(永久磁石の漏れパーミアンス)

永久磁石の漏れパーミアンス P_l は、永久磁石近傍での N 極回転子小歯から S 極回転子小歯への短絡磁束を漏れ磁

図2 磁気等価回路

Fig. 2. Equivalent magnetic circuit of test motor.

図3 漏れパーミアンズ磁路

Fig. 3. Flux tube of leakage permeance of permanent magnet.

束 $\phi_l(\theta)$ と扱い、図3に示すように直線と円弧の組み合わせで最短磁路を設定する假定磁路法により設定したN極-S極回転子小歯間磁路を基に次式で算出している。

$0 \leq R_r - R_m < h_r$ のとき

$$P_l = 2P(R_r - R_m)(p_1 + 2p_2)$$

$h_r \leq R_r - R_m$ のとき

$$P_l = 2Ph_r(p_1 + 2p_2) + \frac{\mu_0 \pi ((R_r - h_r)^2 - R_m^2)}{l_m} \quad (6)$$

但し、 R_r : 回転子外半径 ($= D_r/2$), R_m : 永久磁石外半径 ($= D_m/2$) で、パーミアンズ p_1, p_2 は次式で与えられる。

$$p_1 = \mu_0 \frac{r_1}{l + \pi r_1/4}, \quad p_2 = \frac{2\mu_0}{\pi} \ln \left[\frac{l_m + \pi r_2/4}{l_m + \pi r_1/4} \right] \quad (7)$$

(巻線起磁力)

図1で付番した n 番固定子小歯に対する巻線起磁力 $F_n(\theta)$ は、各相巻線電流を $i_u(\theta), i_v(\theta), i_w(\theta)$ 、固定子小歯に対

図4 固定子小歯に対する巻線分布関数

Fig. 4. Functions of winding distribution for number of stator teeth.

する巻線分布関数 f_{un}, f_{vn}, f_{wn} を用いて次式で定義できる。

$$F_n(\theta) = f_{un}i_u(\theta) + f_{vn}i_v(\theta) + f_{wn}i_w(\theta) \dots \dots (8)$$

この場合、供試機巻線分布関数は図4で与えられる。

(固定子ヨーク、回転子ヨーク内パーミアンズ)

固定子ヨーク内のパーミアンズ P_{ys} は、N極側固定子小歯根元から軸対称位置にあるS極側固定子小歯根元までのヨーク部内磁束経路のパーミアンズとして、また、回転子ヨーク内のパーミアンズ P_{yr} は、永久磁石の軸方向表面から回転子小歯根元までの片側回転子ヨーク部内磁束経路のパーミアンズとして算定している。パーミアンズ P_{ys}, P_{yr} の値は、各々の磁束経路の磁路断面積 S_{ys}, S_{yr} および磁路長 l_{ys}, l_{yr} を用いて次式で記せる。

$$P_{ys} = \mu_{ys} \frac{S_{ys}}{l_{ys}}, \quad P_{yr} = \mu_{yr} \frac{S_{yr}}{l_{yr}} \dots \dots \dots (9)$$

多極永久磁石機では、ヨーク内部の磁束の流れが複雑で、対応する磁束経路の磁路長及び磁路断面積の正確な算定は困難であるが、ここでは平均磁路を想定して、以下のように算定している。

磁路断面積 S_{ys}, S_{yr} は、固定子回転子それぞれの1極ピッチ分に相当するヨークの軸方向断面積とする。一方、固定子ヨーク内の磁路長 l_{ys} は、固定子ヨークの平均半径により描かれる円の1/2円弧長と固定子1/2積厚長から、三平方の定理で得られる長さとする。回転子ヨーク内の磁路長 l_{yr} は、片側回転子の1/2積厚長を長軸に、1/2回転子ヨーク厚を短軸とする楕円の1/4周長とする。透磁率 μ_{ys}, μ_{yr} は、 P_{ys}, P_{yr} の磁路における磁束密度の値から実機の $B-\mu$ カーブを参照して決定する。

(ティース間ギャップパーミアンズ)

$P_n(\theta)$ はN極、S極側における固定子/回転子小歯間のパーミアンズで、図5に示す小歯部を含む非線形ギャップパーミアンズモデルにより非線形解析で算定している。同図(a)及び(b)は、固定子小歯と回転子小歯の対向及び非対向状態における解析モデルで、それぞれ以下のように設定している。

〈部分対向状態を含む小歯対向時の解析モデル〉

図 5(a) の $P_{gA} \sim P_{gD}$ は固定子-回転子小歯間のギャップパーミアンズで、假定磁路法により得ている。同図から明らかなように P_{gA} を通過する磁束が最も多く、対応する固定子及び回転子小歯先端部 P_{iA} の部分に磁束が集中して局所的な磁気飽和を生じる。これを考慮するために小歯内部に可飽和パーミアンズチップ P_{iA} 及び P_{iB} を設けている。 P_{iA} 及び P_{iB} の磁路断面積 S_{iA} 及び S_{iB} は、各回転子の積厚長 L 、有効積厚係数 k_i 、歯幅 t 、回転子変位 X を用いれば、 $S_{iA} = k_i L(t - X)$ 、 $S_{iB} = k_i L X$ となり、磁路長 Y は次式で与えている。

$$\left. \begin{array}{ll} 0 \leq X < \frac{t}{2} \text{ のとき} & Y = X \\ \frac{t}{2} \leq X < t \text{ のとき} & Y = t - X \end{array} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

実機の $B-\mu$ カープを用い、同部の磁束密度に応じた比透磁率を与えて、繰り返し収束計算によって磁気飽和を考慮したパーミアンズ P_{iA} 、 P_{iB} を算定している。チップ状のパーミアンズを除いた固定子および回転子小歯根元部 P_s 、 P_r については、磁路断面積を $k_i L t$ 、磁路長をそれぞれ $h_s - Y$ 、 $h_r - Y$ で与え、 P_{iA} 、 P_{iB} と同様に非線形計算で求めている。

〈非対向時の解析モデル〉

固定子-回転子小歯の非対向状態では、対向時に比べギャップパーミアンズの磁路長が長く、ギャップパーミアンズ P_g が小さくなるため、小歯内部で磁気飽和を生じない。このため、非対向状態でのパーミアンズ $P_n(\theta)$ の解析精度は、ギャップパーミアンズ P_g の解析精度に支配される。ここでは、 P_g を精度良く計算するため、以下のような磁路設定を行う。

- ① 非対向状態でのフリンジングの影響を正確に捉えるため、磁路形状を図 5(b) に示すような楕円形状とする。固定子小歯端点 O_s を原点に回転子小歯端点の点対称位置にある点を焦点として固定子側の楕円磁路を、また、回転子小歯端点 O_r を原点に固定子小歯端点の点対称位置にある点を焦点として回転子側の楕円磁路を設定する。ただし、ギャップ長は固定子-回転子小歯間のギャップパーミアンズの磁路長に対して十分短いので、磁路設定の簡素化から無視している。
- ② 固定子-回転子小歯間を直線展開した場合の回転子側磁路長を実機磁路長に近づけるため、回転子小歯形状を台形状とする。同図 (b) における小歯側面の角度 δ は、実機の固定子-回転子小歯の位置関係より与えており、完全非対向状態を最大の 7.2° として、固定子-回転子小歯が対向に近づくにつれ電気角 1° 毎に 0.04° ずつ減少させ、固定子-回転子小歯のオーバーラップ開始と同時に $\delta = 0^\circ$ とし、以後、完全対向状態までの間は固定する。

固定子および回転子小歯内の P_s 、 P_r の算定にあたっては、磁路断面積を $k_i L t$ 、磁路長をそれぞれの歯長 h_s 、 h_r と設定し、対向時と同様に非線形計算を行う。

図 5 非線形ギャップパーミアンズモデル
Fig. 5. Non-linear analytical model of air gap permeance.

〈3・2〉 巻線磁束鎖交数解析 図 2 の磁気等価回路から得られる各々の起磁力、磁束及びパーミアンズの値を用いれば、巻線の磁束鎖交数の解析が可能となる。図 2 の磁気等価回路から各歯の通過磁束 $\phi_n(\theta)$ は次式で記せる。

$$\begin{aligned} \phi_n(\theta) = & \left\{ \frac{P'_n(\theta) P_m}{2P_m + 2P_l + \sum_{n=0}^{23} P'_n(\theta)} H_m \right\} \\ & + \left\{ F_n(\theta) P'_n(\theta) - \frac{P'_n(\theta) \sum_{n=0}^{23} P'_n(\theta) F_m(\theta)}{2P_m + 2P_l + \sum_{n=0}^{23} P'_n(\theta)} \right\} \\ = & \phi_{mn}(\theta) + \phi_{in}(\theta) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

但し、 $P'_n(\theta) : P_n(\theta)$ 、 $2P_{gs}$ 、 P_{gr} の合成パーミアンズ
ここで、(11) 式第一項、第二項はそれぞれ、 n 番固定子小歯を通過する永久磁石磁束、巻線起磁力によって生じる磁束である。永久磁石磁束および巻線起磁力によって生じる

磁束のU相巻線に対する磁束鎖交数分布 $\Phi_{um}(\theta)$, $\Phi_{ui}(\theta)$ は、それぞれ次式で記せる。

$$\Phi_{um}(\theta) = 2 \sum_{n=0}^{23} f_{un} \phi_{mn}(\theta) \dots\dots\dots (12)$$

$$\Phi_{ui}(\theta) = 2 \sum_{n=0}^{23} f_{un} \phi_{in}(\theta) \dots\dots\dots (13)$$

紙面の関係上 $\Phi_{um}(\theta)$, $\Phi_{ui}(\theta)$ のみ示したが、V, W相巻線に対する磁束鎖交数分布 $\Phi_{vm}(\theta)$, $\Phi_{wm}(\theta)$, $\Phi_{vi}(\theta)$, $\Phi_{wi}(\theta)$ も同様に示される。

〈3・3〉出力トルク解析 上述の解析により、(3)式の巻線電流を与えた場合の各相巻線への永久磁石磁束の磁束鎖交数分布、巻線起磁力によって生じる磁束の磁束鎖交数分布が得られ、それらの基本波成分を三相二相変換して、 d - q 軸上での永久磁石磁束鎖交数ベクトル、巻線起磁力によって生じる磁束鎖交数ベクトルが得られる。一例として、定格電流時におけるU相巻線磁束鎖交数分布 $\Phi_{um}(\theta)$, $\Phi_{ui}(\theta)$, $\Phi_u(\theta)$ ($= \Phi_{um}(\theta) + \Phi_{ui}(\theta)$) の解析結果及び対応する d - q 軸上のベクトル図をそれぞれ図6、図7に示す。図7で、 Φ_m は永久磁石磁束の磁束鎖交数ベクトル、 Φ_i は巻線起磁力によって生じる磁束の磁束鎖交数ベクトルで、 Φ は Φ_m と Φ_i の合成磁束鎖交数ベクトルである。鉄心が飽和していない場合、 Φ_m , Φ_i は、それぞれ d 軸方向、 q 軸方向に現われ、 $\Phi_{um}(\theta)$, $\Phi_{ui}(\theta)$ の基本波位相は、それぞれ $\cos \theta$, $-\sin \theta$ となる。供試機では、磁気飽和のため図6に示すような位相差を持ち、このため、 Φ_m , Φ_i は、図7に示すように d 軸、 q 軸方向からずれ、その結果、磁気飽和が生じている場合のトルクは次式で与えられる。

$$T = P \Phi_i i_q \cos \alpha \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 α は合成磁束ベクトル Φ の d 軸からの進み角である。

4. 3D-FEMによるトルク解析精度の検証

〈4・1〉3D-FEMの解析諸元 3D-FEMではモータの全周を対象とした三次元モデルを採用し、空隙部を半径方向に4層、周方向に1200分割、軸方向に14分割して、総要素数556864、総節点数598095のメッシュを用いて解析を行っている。鉄心の透磁率には実機の珪素鋼板(S14:板厚0.35mm)の B - μ カーブを用いている。ソフトウェアは、(株)日本総研社製 J MAG-studio ver.1.4, PCは、DELL (株) 社製 precision 420 (CPU: 866 MHz, メモリ1GB) を使用している。

〈4・2〉電流-出力トルク特性の解析精度 供試機に対して、提案手法および3D-FEMで得られた電流-出力トルク特性を求めたものが図8で、実機の電流-出力トルク特性を併記している。

提案手法は3D-FEMの解析結果に対し、絶対値で最大7.4%の誤差を有するが、電流上昇に伴うトルク飽和傾向は

図6 定格電流通電時のU相巻線磁束鎖交数分布
Fig. 6. Flux-linkage distributions of U-phase winding at rated current condition ($I = 3.75 A_{rms}$).

図7 定格電流通電時の磁束鎖交数ベクトル図
Fig. 7. Vector diagram of flux-linkages at rated current condition ($I = 3.75 A_{rms}$).

良く一致している。トルク飽和は電流増加に伴う磁気飽和が要因で⁽⁸⁾、両者の傾向がよく一致していることから、提案手法によりモータ内部の非線形磁気挙動を比較的精度良く捉えていることが確認できる。なお、トルク解析値に見られる7.4%の誤差は、主として以下の2つが要因で磁気回路を支配する小歯内部のパーミアンス解析精度が低下しているためと考えられる⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

- (a) FEMに比べ、提案手法では粗いチップ分割を採用
- (b) 軸方向の磁束分布を均一と仮定

(a) がパーミアンス解析精度に及ばず物理的な意味を以下に説明する。対向小歯の歯内部パーミアンスが歯先端対向部のエッジ付近での局所的な磁気飽和に支配されるにもかかわらず、本解析では磁気飽和部分に比べ粗くかつ内部の磁束密度分布を均一とするパーミアンスチップで計算している。そのため、磁気飽和部分の磁束密度が小さく計算され、実際よりもパーミアンスが高めに解析される。一方、(b) については、実機における永久磁石から出た磁束は磁石近傍の小歯部に集中し、軸方向に不均一な磁束密度分布

図8 電流-出力トルク特性の解析値と実測値の比較

Fig. 8. Comparisons between measured and calculated values of torque vs. current characteristics.

を有することになる。しかし、本解析では簡便性を目的に、軸方向に均一な磁束密度を仮定して計算するため、飽和部分の磁束密度が小さく計算され、実際よりもパーミアンスが高めに解析される。これらの誤差は、いずれも内部の磁束密度レベルに依存するが、本質的に対向小歯での歯内部パーミアンスが高めに解析されることに起因し、それに伴う磁束鎖交数の増加効果から提案手法ではトルクが常に大きく解析されることになる。

上述のような近似解析法ゆえの誤差要因を有するものの、提案手法により比較的高い解析精度が得られ、1ステップ当たりの平均計算時間は、3D-FEMの20.3時間にに対し、0.158秒と大幅な短縮が可能となる。

一方、実機の電流-出力トルク特性と比較すると、提案手法と3D-FEMの解析結果は共に全体的に高い値を示し、出力トルクの絶対値にそれぞれ34.4%、25%の誤差を有する。多極永久磁石機では通常のモータと異なり、軸方向、すなわち珪素鋼板の積層方向に磁束が流れることになるが、解析では珪素鋼板毎の絶縁層を無視しているためと考えられる(10)(11)。

〈4・3〉形状変更時における定格電流通電時の出力トルク解析精度の検証 ここでは形状設計パラメータの任意変更に対して、提案手法による高速の最適形状候補の探索を検討する。後述の永久磁石最適形状設計で用いる永久磁石長、磁石断面積及び固定子歯幅(=回転子歯幅)を形状設計パラメータとし、これらを任意に変えた場合の解析精度を3D-FEMとの比較から検討する。

永久磁石長、磁石断面積及び固定子歯幅(=回転子歯幅)の各設計パラメータを単独で変化させた場合に、提案手法と3D-FEMで得られる定格電流通電時の出力トルクの変化傾向を比較した結果を図9に示す。同図で、横軸は供試機の永久磁石長(3mm)、同断面積($\pi \times 10^3 \text{ mm}^2$)、歯幅(2.92mm)に対する規格化値である。同図(a)では、トル

(a) variations of permanent magnet dimensions

(b) variations of stator and rotor teeth width

図9 設計パラメータの変化に対する定格電流通電時の出力トルク解析の提案手法と3D-FEMの比較

Fig. 9. Comparisons between 3D-FEM- and proposed analysis-calculated torque at rated current ($I = 3.75 A_{rms}$) for variations of designed parameters.

クの磁石長、磁石断面積への依存傾向はよく捉えられている。同図(b)は、歯幅の変化に対する出力トルクの比較結果であり、実際の形状設計を想定して、歯幅の増減に伴うスロット断面積の減増に対応させて巻数 N を変化させている。この場合も先と同様、両解析値の変化傾向はよく一致している。なお、図9の出力トルクの両解析値の差は、設計パラメータ変更後の対向小歯内部の磁気飽和レベルが供試機とほぼ同程度となることから、前述の(a)、(b)が誤差要因となる。ここでは、設計パラメータを単独で変化させた場合を示したが、これらを同時に変化させた場合も、図9と同様な解析精度を有することを確認している。

表2 永久磁石形状・歯幅の設計値

Table 2. Designed value of optimized permanent magnet dimensions and teeth width.

	original	proposed	3D-FEM
stator and rotor teeth width t [mm]	2.92	3.42	3.42
magnet length l_m [mm]	3.0	2.43	2.42
magnet cross-sectional area S_m [mm ²]	$\pi \times 10^3$	$\pi \times 10^3$	$\pi \times 10^3$
volume of permanent magnet [%]	100	81	80.7
No. of turns of winding/phase N	80	76	76
calculation time/step	—	0.158s	20.3h

5. 永久磁石最適形状の考察

(5・1) 設計条件 ここでは、一例として原形と取り付け互換性、製作過程の統一化を前提に、定格電流時の出力トルクを原形と同一に保持したまま、永久磁石体積を最小化する最適設計を行う。なお、最適設計は、3D-FEM 詳細設計前段での形状パラメータの最適化を目的としている。磁石の設計パラメータは、永久磁石長 l_m および磁石断面積 S_m とし、シャフト径 30 mm の下で、磁石外径 D_m を変化させる。磁石形状以外の設計パラメータとしては、歯部での磁気飽和の緩和による磁束鎖交数の増加効果、すなわち出力トルクの増加が期待できる固定子 (= 回転子) 歯幅 t を検討する。この際、歯幅の変更に対しスロット断面積を計算し、原形の巻数/スロット断面積比で換算して巻数 N を決定している。固定子 (= 回転子) 歯幅 t 、磁石長 l_m 、磁石外径 D_m をそれぞれ、2.0~5.0 mm、1.2~3.0 mm、50~75 mm の範囲で同時に変化させ、提案手法に基づくトルク解析を用いて全探索により最適設計を行う。

(5・2) 永久磁石最適形状設計 表2は、提案手法による最適設計結果で、これより原形と同一の磁石断面積の下、歯幅 3.42 mm (原形に対し 117%)、永久磁石長 2.43 mm (原形に対し 81%) に変更することで、原形の定格電流時の出力トルクを維持したまま、永久磁石体積を 19% 低減可能であることが確認できる。さらに、提案手法を用いて探索した永久磁石長、断面積及び歯幅の各設計パラメータは、提案手法とは全く無関係に 3D-FEM 独自で探索した結果とほぼ等しく、1 ステップ当たりの解析時間の差を考慮すると、3D-FEM 詳細設計前段における提案手法の有効性が確認できる。

6. あとがき

本論文では多極永久磁石機を対象に、その最適構造設計における 3D-FEM 詳細設計前段階での最適候補探索ツールとして、3D-FEM に比べ解析時間の極めて短い簡易非線形磁気解析法を提案した。供試 400 W 多極永久磁石機を対象に、3D-FEM と提案手法について形状変更時の出力トルク解析値を比較し、提案手法の有用性を確認した。さらに、出力トルク/磁石体積比の最大化を設計指針とした最適設計を行った。

以上の結果から、提案解析手法を用いた最適解探索に 3D-

FEM による詳細設計を組み合わせることで、時間効率の高い多極永久磁石機の最適設計手法の確立が期待できる。(平成 14 年 2 月 26 日受付, 平成 14 年 7 月 17 日再受付)

文 献

- (1) 海老原大樹・他:「モータ技術ハンドブック」, ベーシック編, 第 5 章, 5.5.21, pp.377-379, 日刊工業新聞社 (2001)
- (2) 海老原大樹・他:「モータ技術ハンドブック」, ベーシック編, 第 6 章, 6.2.1, pp.384-388, 日刊工業新聞社 (2001)
- (3) K. Ohnishi: "Investigation on Torque Evaluation and Optimum Structure of Permanent Magnet Motors", *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.7, pp.930-935 (1995-7) (in Japanese)
大西和夫:「永久磁石モータのトルク評価と最適構造の検討」, 電学論 D, 115, 7, pp.930-935 (1995-7)
- (4) B.C. Kuo: *Step Motors and Control System*, SRL Publishing
- (5) K. Mizutani, S. Hayashi, and N. Mastui: "Modeling and Control of Hybrid Stepping Motors", *Conf. Record of the 1993 IEEE/IAS Ann. Meeting*, pp.289-294 (1993)
- (6) K. Ohnishi: "Investigation on Stator Teeth Arrangement for Minimizing Cogging Torque and Linkage Flux Distortion in Hybrid Stepping Motors", *Proc. of the 2000 JIAS Conf.*, Vol.3, No.141, pp.1329-1334 (2000) (in Japanese)
大西和夫:「HB 形ステッピングモータのコギングトルクと鎖交磁束歪みを最小化するステータ歯配列の検討」, 平 12 電学産業応用部門全国大会論文集, 3, 141, pp.1329-1334 (2000)
- (7) 武田 健・小坂 卓・松井信行:「マグネティック・ギアリング・モータ (MGM) のモデリング」, 平 9 電学東海支部連合大会講演論文集, No.216 (1997)
- (8) Y. Kano, T. Kosaka, and N. Matsui: "Some Considerations on Simple Non-linear Gap Permeance Analysis for Three-Phase Hybrid Stepping Motors", *Proc. of the 2000 JIAS Conf.*, Vol.3, No.142, pp.1335-1338 (2000) (in Japanese)
加納善明・小坂 卓・松井信行:「三相 HBM の簡易非線形ギャップパーミヤンス磁気解析に関する一考察」, 平 12 電学産業応用部門全国大会論文集, 3, 142, pp.1335-1338 (2000)
- (9) Y. Kano, T. Kosaka, and N. Matsui: "Some Considerations on Accuracy of Simple Nonlinear Magnetic Analysis-based Torque Calculation of Hybrid Stepping Motors", *Proc. of the 2001 JIAS Conf.*, Vol.1, No.76, pp.519-522 (2001) (in Japanese)
加納善明・小坂 卓・松井信行:「簡易非線形磁気解析による HBM のトルク解析精度の考察」, 平 13 電学産業応用部門全国大会論文集, 1, 76, pp.519-522 (2001)
- (10) U.S. Deshpande, J.J. Cathey, and E. Richer: "A High Force Density Linear Switched Reluctance Machine", *Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting*, Vol.1, pp.251-257 (1993)
- (11) N. Iwabuchi, T. Kabashima, and A. Kawahara: "Inductor Type High-torque Motor with Rare-earth Magnets", *Yaskawa Electric Corporation Technical Report*, Vol.55, No.3, pp.208-213 (1991-3) (in Japanese)
岩淵憲昭・梶島武文・川原敦志:「希土類磁石応用の新インダクタ形モータ」, 技報 安川電機, 55, 3, pp.208-213 (1991-3)
- (12) 杉浦恒雄・川上克之・久保田晃弘:「リングコイルモータの試作」, 平 9 電学回転機研資, RM-97-10, pp.19-24 (1997)

加 納 善 明 (学生員) 1977 年 2 月 15 日生。2001 年 3 月名古屋工業大学大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。同年 4 月同大学大学院博士後期課程電気情報工学専攻入学, 現在に至る。リラクタンس形モータ及びステッピングモータの構造設計に関する研究に従事。

小坂 卓

会会員。

(正員) 1968年12月29日生。1996年3月名古屋工業大学大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。1999年3月同大学大学院博士後期課程電気情報工学専攻修了。同年4月同大学ベンチャービジネスラボラトリー非常勤研究員, 2000年4月同大学電気情報工学科助手, 現在に至る。工学博士。リラクタンス形モータの構造設計と制御に関する研究に従事。パワーエレクトロニクス研究

松井 信行

会学術振興賞(論文賞), 同優秀技術活動賞, 同産業応用特別賞(貢献賞), 小平記念賞, IEEE/IES Best Paper Award 受賞。計測自動制御学会, 日本ロボット学会, IEEE Fellow 会員。

(正員) 1943年5月7日生。1968年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月名古屋工業大学助手, 講師, 助教授を経て, 1985年4月同電気情報工学科教授, 2000年4月同大学副学長, 2002年10月任期満了, 11月より教授に復職。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。2001年電気学会部門活動功労賞, 2002年電気学