Thrust Characteristics of High-Thrust Spiral Motor Using FEM Analysis

Hyuk-jin Kwon Student Member (Yokohama National University, kwonhj@fujilab.dnj.ynu.ac.jp)

Yasutaka Fujimoto Member (Yokohama National University, fujimoto@ynu.ac.jp)

Keywords: spiral motor, permeance method, finite-element method, thrust

1. Thrust Characteristic of Spiral motor

There are two types of actuators for linear motion. One is a linear motor that has the advantage of not requiring an additional mechanism. The linear motor is free from Coulomb's friction and backlash. However, the flux leakage is larger than that of a rotary motor. A large volume and mass are needed for high thrust output. The other is a combination of a rotary motor and a rotation-to-linear transforming mechanism such as a ball-screw or gears. The

Fig. 1. Concept of the spiral motor

Fig. 2. Motor characteristics of two models depending on θ

Fig. 3. Compensated thrust depending on rotation angle

additional hardware causes the Coulomb's friction and the backlash that have bad influence on positioning accuracy.

From these facts, we propose a spiral-type motor that has wide gap area, so can have high thrust characteristics. The spiral motor achieves direct-drive motion as well as the linear motors. No additional hardware is needed to convert rotary to linear motion.

Fig. 1 shows the basic concept of the spiral motor. The imposed current on the windings of the stator generates the magnetic flux in axial direction. The spiral motor has two-degree-of-motion- freedom (rotary and linear motion) and can generate both torque and thrust.

The concept of spiral motor is presented in this paper. In order to verify the validity of analysis methods, the permeance method analysis is compared with FEM analysis. Both results are almost same. Fig. 2 shows permeance method and FEM result of thrust of a 5-pitch-stator, 6-pitch-mover model. We confirm that this motor has high motor constant as same as High Density Linear Motor (HDL).

2. Thrust Fluctuation

We found that this model has thrust fluctuation due to the magnetic attraction between the projected mover and the stator. The fluctuation can be compensated by moving the distance of air gap. Fig. 3 shows the result of compensated thrust depending on rotation angle. We can see that thrust becomes almost constant by controlling of distance of air gap.

3. Conclusion

This motor has high thrust characteristics by a structure of wide gap area. This motor is expected to be substituted for traditional drive equipments and various applications.

電磁界解析による高推力スパイラルモータの推力特性の検討

学生員 権 赫鎮* 正 員 藤本 康孝**

Thrust Characteristics of High-Thrust Spiral Motor Using FEM Analysis

Hyuk-jin Kwon*, Student Member, Yasutaka Fujimoto**, Member

We propose a spiral-type motor that has high thrust characteristics as a linear actuator. This motor generates torque around the axis and thrust in the axial direction only by electromagnetic force. It has little friction because no additional hardware is required for straight-line movement. This paper presents the concept of the spiral motor. The finite-element method (FEM) analysis certifies that this motor has high motor constant as same as High Density Linear Motor (HDL). We also study a method to compensate the thrust fluctuation of 5-pitch-stator 6-pitch-mover model

キーワード：スパイラルモータ，パーミアンス法，有限要素法，推力

Keywords: spiral motor, permeance method, finite-element method, thrust

1. はじめに

直動アクチュエータは，産業系において搬送システムや各種加工機械などで広く用いられている。直動アクチュエータの動力源としては電気，油圧，空気圧があり，電動直動アクチュエータは位置，速度，力の制御が容易である特徴があり，中・小推力が必要な所に用いられている⁽¹⁾。直線運動を実現する方法として，主に，リニアモータを用いる方法と，ボールスクリュウを用いて回転型モータの運動を直線運動に変換する方法が用いられている。

リニアモータはモータ単体で直線運動ができる代表的な電動直動アクチュエータであるが，密閉空間の小さな空隙でエネルギー変換をする回転型モータと比較して端部効果による漏れ磁束が発生するという欠点がある。また，高推力を発生するため装置が大型になってしまうという問題がある⁽²⁾。

一方，回転型モータを用いて推力を得る方法としてはギヤやボールスクリュウなどの機械装置を外部に付加し回転運動を直線運動に変換する方式があるが，装置が複雑になる，クーロン摩擦の影響により位置決め精度が低下する，などといった問題がある⁽³⁾。

そのほか，小型高推力でサーボ系の構成が可能な直線運動

アクチュエータとして DDVC (Direct Drive Volume Control) 方式による油圧アクチュエータがある。この方法はサーボモータと油圧ポンプを軸直結した構造で作動油の漏れが少なく，一般油圧アクチュエータより高効率である⁽⁴⁾⁽⁵⁾。しかし，動力伝達の媒体として油圧が使われるため電気エネルギーから直接駆動するモータよりは低効率であると考えられる。

そこで，著者らは電磁力のみによって大きな推力が期待できるスパイラル型モータを考案する。スパイラルモータは可動子，固定子がスパイラル型の構造を持つことによって可動子がスパイラル運動をするモータである。本モータは磁束を3次的に有効に利用し，かつ，ギャップ面積を大きく取れるため小型で高推力が得られる。リニアモータと同様に機械的変換装置が必要なくモータ単体で前後進運動ができ，クーロン摩擦による損失がほとんどないため，高精度の位置決めが可能となることが期待される。

単体でスパイラル運動が可能なアクチュエータとしては回転リニアモータ (Rotary-Linear Motor : RLM) が提案されている⁽⁶⁾。これは複数の鉄心を円周上に並べた形状のリニアモータで，巻線の電源位相差による回転運動と直線運動の合成でスパイラル運動ができる。このモータと比較してスパイラルモータは可動子と固定子が構造的にかみ合うためギャップの面積が大きく，RLM より高推力が可能であると考えられる。

本論文ではスパイラルモータの概念提案と理論的考察を行う。パーミアンス法による解析から推力およびトルクの式を導出し，有限要素法 (Finite-element Method : FEM) による電磁界解析での推力値との比較を行い考察する。その結果，モータ定数が多いことで知られている HD リニア

* 横浜国立大学大学院工学府
〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5
Graduate school of Engineering, Yokohama National University
79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama 240-8501

** 横浜国立大学大学院工学研究院
〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5
Faculty of Engineering, Yokohama National University
79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama 240-8501

モータ (HDL) のと同等な性能を発揮することを確認する。さらに、このモータの構造の特性上、発生推力が可動子の突出量に比例して増減するため、ギャップ変位の移動による推力平坦化について考察する。

2. スパイラルモータの構造と推力発生原理

〈2・1〉 スパイラルモータの構造 スパイラルモータの概念を図1に示す。可動子、固定子共にらせん形状で、可動子は固定子のピッチ間でらせん方向に回転しながら前後進する。

固定子と可動子の軸方向投影図を図2に示す。固定子の表面と裏面(各々領域(A), 領域(B)と呼ぶ)に3相巻線を施し、軸方向に回転磁界を発生させる。可動子には軸方向に起磁力を持つ永久磁石が両面に接着されている。図3は

図1 スパイラルモータの概念

Fig. 1. Concept of spiral motor.

図2 固定子と可動子の軸方向投影図

Fig. 2. Axial projection of stator and mover.

図3 スパイラルモータの構造

Fig. 3. Structure of spiral motor.

スパイラルモータの縦断面図である。スパイラルモータでは主に軸方向に磁束を発生させる構造となっている。これはアキシアル型磁気浮上モータと類似した構造であるといえる⁽⁸⁾。可動子はモータフレーム両端において回転と直線運動が可能なりニアブッシュにより支持される。半径方向負荷はリニアブッシュにより支持され、軸方向の負荷は電磁力の適切な制御により支えられる。すなわち、可動子の永久磁石と固定子鉄心間には吸引力が作用するため、固定子鉄心間の平衡点近傍で固定子-可動子間ギャップ変位の制御が必要となる。可動子の軸方向変位および回転角を測定するため可動子にリニアエンコーダおよびロータリエンコーダを取り付ける。

〈2・2〉 推力発生原理 図4は極座標系で展開したスパイラルモータであり、図5は極座標展開図から導き出した等価磁気回路である。このモデルは可動子の回転角が $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ のとき3相分の簡易モデルになっており、本モータのモータ特性を考察しやすくするため次の仮定上で作成された。

[仮定1]

- ① 固定子と可動子の鉄心の磁気抵抗を無視
- ② 漏れパーミヤンスを無視
- ③ 端部の影響を無視(無限長モデルと同じ磁束分布)
- ④ スロット部の領域を無視

このモデルを用いて本モータの推力発生原理を明らかにする。磁気回路の各パラメータを表1に示す。ただし、ギャップ変位 x_g は軸方向位置 x と回転角 θ を用いて(1)式のように表される。

図4 極座標展開図

Fig. 4. Spiral motor in polar coordinates.

 図5 簡易モデルの等価磁気回路 ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$)

 Fig. 5. Equivalent magnetic circuit of simplified model ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$).

表1 各パラメータ

Table 1. Parameters.

$I_1, I_2, I_3, I'_1, I'_2, I'_3$	Three-phase field current in domain (A), (B) [A]
n	Number of turns of windings
x_g	Displacement of air gap [m]
x	Linear position of mover [m]
θ	Rotation angle of mover [rad]
p	Number of pole pairs
q	Number of pitch
α	Angle between two adjacent magnets [rad]
β	Angle of magnet [rad]
B_r	Residual magnetic flux density [T]
μ_0	Magnetic permeability of vacuum
μ_m	Magnetic permeability of magnet
l_m	Thickness of magnet [m]
l_g	Nominal displacement of air gap [m]
l_p	Length of pitch [m]
r_1, r_2	Inner and outer radius of magnet [m]

$$x_g = x - \frac{l_p}{2\pi}\theta \dots\dots\dots (1)$$

各領域を通る磁束は磁気回路方程式から求められる。 $i = 1, 2, 3$ として図5の領域(A), (B)について, (A)-(i)の領域での巻線による起磁力を F_i , 永久磁石による起磁力を F_m , ギャップと永久磁石と漏れ磁路の磁気抵抗をそれぞれ R_{gj} ($j = 1, 21, 22, 3$), R_{mj} ($j = 1, 21, 22, 3$), R_{li} ($i = 1, 2, 3$)とすると, これらは永久磁石の残留磁束密度, 透磁率, 媒体の長さ, 面積を用いて(2)~(6)式のように表される。

$$F_i = nI_i \dots\dots\dots (2)$$

$$F_m = \frac{B_r l_m}{\mu_m} \dots\dots\dots (3)$$

$$R_{gj} = \frac{l_g - x_g}{a_j S_0 \mu_0} \dots\dots\dots (4)$$

$$R_{mj} = \frac{l_m}{a_j S_0 \mu_m} \dots\dots\dots (5)$$

$$R_{li} = \frac{l - x_g}{b_i S_0 \mu_0} \dots\dots\dots (6)$$

ただし, $S_0 = (r_2^2 - r_1^2)/2$, $a_1 = 2\alpha - \theta$, $a_{21} = \theta$, $a_{22} = \alpha - \theta$, $a_3 = \alpha + \theta$, $b_1 = \theta$, $b_2 = \alpha$, $b_3 = \alpha - \theta$, $l = l_m + l_g$ である。図5より磁気回路方程式は次のように求まる。

$$R_{l1}\Phi_{l1} = -F_m + (R_{m1} + R_{g1})\Phi_{m1} \dots\dots\dots (7)$$

$$R_{l2}\Phi_{l2} = -F_m + (R_{m21} + R_{g21})\Phi_{m21} \\ = F_m + (R_{m22} + R_{g22})\Phi_{m22} \dots\dots\dots (8)$$

$$R_{l3}\Phi_{l3} = F_m + (R_{m3} + R_{g3})\Phi_{m3} \dots\dots\dots (9)$$

$$\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3 = 0 \dots\dots\dots (10)$$

$$-F_1 + R_{l1}\Phi_{l1} = -F_2 + R_{l2}\Phi_{l2} = -F_3 + R_{l3}\Phi_{l3} \\ \dots\dots\dots (11)$$

ただし, Φ_i ($i = 1, 2, 3$)は領域(i)の磁束を表し, $\Phi_1 = \Phi_{l1} + \Phi_{m1}$, $\Phi_2 = \Phi_{l2} + \Phi_{m21} + \Phi_{m22}$, $\Phi_3 = \Phi_{l3} + \Phi_{m3}$ である。(2)~(6)式で求めたパラメータを(7)~(11)式に代入して, 3相平衡入力電流条件と $\mu_0 = \mu_m$ の条件で各領域の磁束を求めると, 以下の様になる。

$$\Phi_i = \frac{S_0 \mu_0}{l - x_g}(c_i F_m + 2\alpha n I_i) \quad (i = 1, 2, 3) \dots\dots\dots (12)$$

ただし, $c_1 = 2\alpha - \theta$, $c_2 = -\alpha + 2\theta$, $c_3 = -\alpha - \theta$ である。同様に領域(B)の磁束も求められる。

$$\Phi'_i = \frac{S_0 \mu_0}{l + x_g}(c_i F_m + 2\alpha n I'_i) \quad (i = 1, 2, 3) \dots\dots\dots (13)$$

ところで, 領域(A)-(i)の磁気抵抗を R_i , 領域(B)-(i)の磁気抵抗を R'_i とすると

$$R_1 = \frac{R_{l1}(R_{m1} + R_{g1})}{R_{l1} + R_{m1} + R_{g1}}, \quad R_3 = \frac{R_{l3}(R_{m3} + R_{g3})}{R_{l3} + R_{m3} + R_{g3}}, \\ R_2 = \frac{R_{l2}(R_{m21} + R_{g21})(R_{m22} + R_{g22})}{R_{l2}(R_{m21} + R_{g21}) + R_{l2}(R_{m22} + R_{g22}) + (R_{m21} + R_{g21})(R_{m22} + R_{g22})}, \\ R'_1 = \frac{R'_{l1}(R'_{m1} + R'_{g1})}{R'_{l1} + R'_{m1} + R'_{g1}}, \quad R'_3 = \frac{R'_{l3}(R'_{m3} + R'_{g3})}{R'_{l3} + R'_{m3} + R'_{g3}}, \\ R'_2 = \frac{R'_{l2}(R'_{m21} + R'_{g21})(R'_{m22} + R'_{g22})}{R'_{l2}(R'_{m21} + R'_{g21}) + R'_{l2}(R'_{m22} + R'_{g22}) + (R'_{m21} + R'_{g21})(R'_{m22} + R'_{g22})}$$

であり, (4)~(6)式を代入し, $\mu_m = \mu_0$ とすると R_1, R_2, R_3 および R'_1, R'_2, R'_3 は等しくなり, 以下の様になる。

$$R_i = \frac{l - x_g}{2\alpha \mu_0 S_0} \quad (i = 1, 2, 3) \dots\dots\dots (14)$$

$$R'_i = \frac{l + x_g}{2\alpha \mu_0 S_0} \quad (i = 1, 2, 3) \dots\dots\dots (15)$$

このとき, Φ_1, Φ_2, Φ_3 および $\Phi'_1, \Phi'_2, \Phi'_3$ は(10)式の3相平衡条件を満たすことが分かる。

(12), (13)式の磁束より領域(A)と(B)の磁気エネルギー

を求め、その和を変位 x および回転角 θ で偏微分すると推力とトルクが求まる。(16), (17) 式は領域 (A) と (B) 側の磁気エネルギーを、(18), (19) 式は全体の推力とトルクを表す。

$$W_0 = pq \frac{nI_1\Phi_1 + nI_2\Phi_2 + nI_3\Phi_3 + F_m\Phi_m}{2}$$

$$= \frac{pq\mu_0 S_0}{l - x_g} \left(2\alpha F_m^2 + nF_m \sum_{i=1}^3 c_i I_i + \alpha n^2 |I|^2 \right)$$

..... (16)

$$W'_0 = pq \frac{nI'_1\Phi'_1 + nI'_2\Phi'_2 + nI'_3\Phi'_3 + F_m\Phi'_m}{2}$$

$$= \frac{pq\mu_0 S_0}{l + x_g} \left(2\alpha F_m^2 + nF_m \sum_{i=1}^3 c_i I'_i + \alpha n^2 |I'|^2 \right)$$

..... (17)

ただし、 $\Phi_m = \Phi_{m1} + \Phi_{m21} - \Phi_{m22} - \Phi_{m3}$, $|I|^2 = \sum_{i=1}^3 I_i^2$, $\Phi'_m = \Phi'_{m1} + \Phi'_{m21} - \Phi'_{m22} - \Phi'_{m3}$, $|I'|^2 = \sum_{i=1}^3 I_i'^2$ である。

$$f = \frac{\partial W}{\partial x}$$

$$= pqS_0\mu_0 \left(\frac{nF_m \sum_{i=1}^3 c_i I_i}{(l - x_g)^2} + \frac{n^2\alpha |I|^2}{(l - x_g)^2} - \frac{nF_m \sum_{i=1}^3 c_i I'_i}{(l + x_g)^2} - \frac{n^2\alpha |I'|^2}{(l + x_g)^2} + \frac{8\alpha F_m^2 x_g}{(l^2 - x_g^2)^2} \right) \dots \dots \dots (18)$$

$$\tau = \frac{\partial W}{\partial \theta}$$

$$= pqn\mu_0 F_m S_0 \left(\frac{-I_1 + 2I_2 - I_3}{l - x_g} + \frac{-I'_1 + 2I'_2 - I'_3}{l + x_g} \right) - \frac{l_p}{2\pi} f$$

..... (19)

ただし、 $W = W_0 + W'_0$ である。推力の (18) 式で括弧内第 1 項と第 3 項は領域 (A) と (B) の 3 相電流と永久磁石間のローレンツ力、第 2 項と第 4 項は領域 (A) と (B) の固定子巻線の磁束と可動子鉄心間の吸引力、第 5 項は永久磁石と固定子銅板間の吸引力を意味する。トルクの (19) 式で括弧内第 1 項と第 2 項は領域 (A) と (B) の 3 相電流と永久磁石間のローレンツ力に起因するトルクを意味する。本モータはスパイラル型であるため推力の $l_p/2\pi$ 分がトルクに換算される。推力とトルクにおける各相の係数は 3 相平衡になっている。

上式の入力電流項をみると、 $x_g = 0$ のとき固定子の領域 (A) の巻線 3 相分と領域 (B) の 3 相分の値がそれぞれと一致すると推力が 0、トルクが最大となることが分かる。一方、領域 (A) の 3 相分が領域 (B) の 3 相分と逆符号の値を持つ場合は推力が最大になる。このことから、入力電流の制御によって推力とトルクを調節し、スパイラル運動の制御が可能であることが分かる。また、領域 (A) の 3 相電流と領域 (B) の 3 相電流を独立に制御する必要があるため 3 相の電源が 2 セット必要になる。

3. 解析モデルの妥当性の検証

これまでにない特殊な構造のスパイラルモータの推力特

図 6 スパイラルモータの寸法 (単位: mm)
Fig. 6. Dimensions of spiral motor (unit: mm).

表 2 モデルの仕様
Table 2. Specifications of model.

l_g	Nominal displacement of air gap	0.002[m]
l_m	Length of pitch	0.002[m]
α	Angle between two adjacent magnets	$\pi/6$ [rad]
β	Angle of magnet	$\pi/3$ [rad]
r_1	Inner radius of magnet	0.013[m]
r_2	Outer radius of magnet	0.04[m]
B_r	Residual magnetic flux density	1.3[T]
μ_0	Magnetic permeability of vacuum	$4\pi \times 10^{-7}$
μ_m	Magnetic permeability of magnet	$4\pi \times 10^{-7}$
n	Number of turns of windings	20
p	Number of pole pairs	2
q	Number of pitch	6

性を検討するにあたり、パーミアンス法による解析だけでは精度が十分でないと考えられるので、同一の条件、モデルで FEM 解析を行い、両解析モデルを比較した。図 6 と表 2 にモデルの寸法とパラメータの詳細を示す。

〈3・1〉 パーミアンス法の解析モデル 〈2・2〉 節の解析モデルは[仮定 1]のもと理想化した等価磁気回路に基づいている。本節では FEM 解析と同じ条件で比較するため、[仮定 1]の④を除いて、スロットを考慮した条件の解析モデルを適用した。

[仮定 2]

- ① 固定子と可動子の鉄心の磁気抵抗を無視
 - ② 漏れパーミアンスを無視
 - ③ 端部の影響を無視 (無限長モデルと同じ磁束分布)
- スロット部には磁路が存在しないと仮定したモデルの等価磁気回路を考え、図 7 にそのモデルを表す。各領域の磁束は図 7 の右端に表示された領域に分けられる。それぞれの角度は $\gamma_{11} = (\theta - \frac{1}{6}\alpha)$, $\gamma_{12} = \alpha$, $\gamma_{13} = (-\theta + \frac{5}{6}\alpha)$, $\gamma_{m1} = (-\theta + \frac{11}{6}\alpha)$, $\gamma_{m21} = (\theta - \frac{1}{6}\alpha)$, $\gamma_{m22} = (-\theta + \frac{5}{6}\alpha)$, $\gamma_{m3} = (\theta + \frac{5}{6}\alpha)$, $\gamma_{slot} = \frac{1}{6}\alpha$ である。

図 8 にこのモデルを用い、表 2 のパラメータを適用して計算した領域 (A) の各相電流の推力定数を示す。結果は正

図7 スロット付きモデルの等価磁気回路
($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$)

Fig.7. Equivalent magnetic circuit of slotted type model ($0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$).

図8 スロット付きモデルの I_1 , I_2 , I_3 項の推力定数
Fig.8. Thrust constant of I_1 , I_2 , I_3 of slotted type model.

弦波に近いし、各相の推力定数が3相平衡になっていることが分かる。

〈3・2〉 FEM 解析モデル 図9に11層固定子と6層可動子のFEMモデルを示す。ただし、1層はらせんの1ピッチ分を表わす。〈3・1〉節のパーミアンス法による解析では無限の固定子層数を持つモデルを仮定して磁束分布を求めており、これと同じ解析条件で解析するため、FEMモデルの固定子の層数を可動子の層数より多くした。FEMモデルの総要素数は空気層を含んで約38万個である。

実機モデルとFEMモデルのスロット部寸法は図10に示す。試作機では固定子の外縁部から中心部にわたり均一に $69.6[\text{mm}^2]$ の断面積のスロットを施すことを想定する。線心の線径を $\phi 1.15[\text{mm}]$ (断面積 $1.04[\text{mm}^2]$)、占積率を60%とした場合、1スロットには40本の線心が入る。エナメル銅線の許容温度を 125°C とすると⁹⁾、この単心線の断

図9 11層固定子スパイラルモータのFEMモデル
(空気層は省略)

Fig.9. FEM model of 11 pitch-stator spiral motor (air omitted).

図10 実機モデルとFEMモデルのスロット部寸法
Fig.10. Dimension of slot of prototype and FEM model.

面積に相当する銅線の許容電流は $17[\text{A}]$ であり、複数線による減少係数 0.26 と温度補正係数 1 を乗じ、断面積で割ると、1巻線に流れる許容電流密度は $4.3[\text{A}_{\text{rms}}/\text{mm}^2]$ になる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。FEMの熱解析を行ったところ巻線温度が 125°C となる電流値は $3.9[\text{A}_{\text{rms}}]$ であった。許容電流密度は冷却フィンの導入や熱伝導路を工夫することにより高めることができると考えられる。なお、FEMモデルのスロット部においてはモデリングの制限によってモータ中心部の幅が狭く、外縁部は広くなる設定になっており、許容電流は実機モデルの場合より若干低くなると考えられる。今回のシミュレーションでは電流のピーク値を許容電流密度以下の $3.5[\text{A}_{\text{rms}}]$ (ピーク電流 $5[\text{A}]$) とし、定格出力を発生させるための電流(定格電流)とした。シミュレーションのための条件は次のようになる。

[仮定3]

① 固定子と可動子の鉄心は線形材料である
可動子の電気角に同期した最大 $5[\text{A}]$ の3相正弦波電流を領域(A)と(B)の巻線に逆符号で入力し、可動子を $15^\circ \sim 105^\circ$ の間で 30° づつ回転させながら各回転角で推力とトルクを求めた。今回の全てのFEM解析ではシミュレーションの制限で静解析のみを行った。図11に〈3・1〉節のモデルの推力とトルクのパーミアンス法による解析とFEM解析の結果を表す。推力はパーミアンス法による解析値が平均 $337[\text{N}]$ 、FEM解析値が平均 $322[\text{N}]$ となり両者がほぼ一致した。ト

図 11 各回転角でのモータ特性のパーミアン法による解析値と FEM 解析値
Fig. 11. Motor characteristics of permeance method and FEM analysis depending on θ .

ルクもパーミアン法による解析値が平均 1.99 [N.m], FEM 解析値が平均 1.88 [N.m] で、ほぼ一致し、両者の解析が妥当性を持つことが分かる。

4. 実機モデルの推力特性検討

実機モデルは推力/体積比を可能な限り大きくとるためにストロークを短く、固定子と可動子の層数差を小さくした。本章では、 $\phi 134$ [mm] $\times$ 355 [mm] サイズの 5 層固定子、6 層可動子の実機モデルを考え、その推力特性を検討する。

〈4・1〉 解析条件 パーミアン法による解析では両端からの影響を考慮し、[仮定 2]の③を除いた条件を適用した。

[仮定 4]

- ① 固定子と可動子の鉄心の磁気抵抗を無視
- ② 漏れパーミアンスを無視

図 12 は可動子が $\theta = -75^\circ$ における詳細モデルの等価磁気回路である。

図 13 は FEM モデルを示す。空気層を含んだ全体のモデルの総要素数は約 27 万個である。実機に近いモデルを解析するため、仮定条件は次のようになる。

[仮定 5]

① 固定子の鉄心は飽和磁化特性を持つ
固定子の材料は約 1.8 [T] で磁束飽和し、円筒座標系で 94% の占積率を持つ電磁鋼板である。シミュレーションでは平衡角 $\theta = 15^\circ$ を中心として、可動子を $-75^\circ \sim 105^\circ$ の間で 15° づつ回転させて各回転角で推力とトルクを求めた。

図 12 $\theta = -75^\circ$ における詳細モデルの等価磁気回路
Fig. 12. Equivalent magnet circuit of precise model at $\theta = -75^\circ$.

〈4・2〉 解析結果 図 14 に回転角 $\theta = 15^\circ$ での固定子と可動子鉄心部の磁束密度分布を示す。可動子の磁石部とスロットのティース部が重なる部分に磁束分布が高まっていることが分かる。図 15 に固定子と可動子の間、空気ギャップ部の磁束密度分布を示す。ほとんどの部位におい

図 13 5 層固定子スパイラルモータの FEM モデル

Fig. 13. FEM model of 5-pitch-stator spiral motor.

図 14 固定子と可動子の磁束密度

Fig. 14. Flux density of stator and mover.

図 15 ギャップ部分の磁束の方向

Fig. 15. Direction of flux at air gap.

て磁束の方向は固定子と可動子の面に垂直となっており、磁束が 3 次元的に利用されていることが分かる。

図 16 に 5 [A] の電流入力の際の推力とトルクのパーミアンズ法による解析と FEM 解析結果を示す。FEM 解析結果は 236 [N] である。両解析結果の差は、銅板の磁気抵抗と磁気飽和、および、スロットティース部の考慮の有無による結果であると考えられる。

〈4・3〉 推力特性に対する考察 両解析の推力は回転角 θ に依存して増減する傾向を見ている。図 17(a) に 0 [A] の入力電流での推力を示す。これは固定子-可動子間永久磁石による吸引力を意味する。この吸引力も同じく θ に依存して増減することから推力の角度依存性は永久磁石の吸引力から影響を受けていることが分かる。可動子が正方向に進行すると可動子の前側だけが突出する形となり、吸引力が (-) に働く。また、可動子が負方向に進行すると後側だけが突出する形となり、(+) の吸引力が働く。

図 17(b) は可動子の回転角において領域 (A) の永久磁石の

(a) Thrust at 5 [A]

(b) Torque at 5 [A]

図 16 各回転角でのモータ特性の解析値

 Fig. 16. Motor characteristics of model depending on θ .

(a) Thrust at 0 [A]

(b) Subtraction of gap area of magnets of (A) from (B)

図 17 0 [A] での推力と磁石のギャップ部分面積の差

Fig. 17. Thrust at 0 [A] and subtraction of gap area of magnets.

ギャップ面積から領域 (B) の永久磁石ギャップ面積を差し引いた面積を表す。面積の差は θ に依存して増減し、図 17(a), (b) とともに $-75^\circ \sim -55^\circ$, $-5^\circ \sim 35^\circ$, $85^\circ \sim 105^\circ$ の範囲では平坦になっている。この結果から可動子に永久磁石がない角度領域では磁石のギャップ面積の変化がないため推力が平坦になることが分かる。

つぎに、可動子の移動による 3 相不平衡について考察す

(a) Flux density of non-edge part at domain (B) ($-75^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$)

(b) Flux density of edge part at domain (B) ($-75^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$)

図 18 領域 (B) での各磁束密度の角度依存性

Fig. 18. Flux density at domain (B) depending on θ .

る。 $\theta \leq 15^\circ$ の場合、領域 (A) の磁束については[仮定 2] のモデルと同じ結果となった。領域 (B) については、例えば図 12 の $\theta = -75^\circ$ において領域 3-(1), 4-(1), ..., 11-(1) の磁束は同じ値となった。領域 (B)-i-(j) の磁束を $\Phi'_{i-(j)}$ と表記すると $\Phi'_{3-(1)} = \Phi'_{4-(1)} = \dots = \Phi'_{11-(1)}$ となり、それを Φ'_1 とおく。同様に $\Phi'_{3-(2)} = \Phi'_{4-(2)} = \dots = \Phi'_{11-(2)}$, $\Phi'_{3-(3)} = \Phi'_{4-(3)} = \dots = \Phi'_{11-(3)}$ となり、それぞれを Φ'_2 , Φ'_3 とおく。このモデルでは領域 (B) の 12-(1), (2), (3) を端部と呼び、その磁束を $\Phi'_{1e} = \Phi'_{12-(1)}$, $\Phi'_{2e} = \Phi'_{12-(2)}$, $\Phi'_{3e} = \Phi'_{12-(3)}$ とおく。端部における 3 相磁束の和を Φ'_{e_sum} とおく。すなわち、 $\Phi'_{e_sum} = \Phi'_{1e} + \Phi'_{2e} + \Phi'_{3e}$ とする。また、非端部における 3 相磁束の和を Φ'_{sum} とおく。すなわち、 $\Phi'_{sum} = \Phi'_1 + \Phi'_2 + \Phi'_3$ とする。

図 18 にパーミアンス法による解析で $-75^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ での領域 (B) の各磁束密度の様子を示す。 $\theta = -75^\circ$ の磁束密度を見ると Φ'_{1e} は Φ'_1 と同じであるが、 Φ'_{2e} は Φ'_2 より減少しており、 Φ'_{3e} は 0 になっている。この二つ領域の磁束 Φ'_{2e} , Φ'_{3e} が領域 (B) の全体の磁気回路に影響を与え、非端部の磁束 Φ'_1 , Φ'_2 , Φ'_3 が不平衡になると考えられる。このとき零相分 Φ'_{sum} と Φ'_{e_sum} が生じる。また、 $15^\circ \leq \theta \leq 105^\circ$ のときは領域 (B) の端部の磁束は非端部の磁束と一致し、領域 (A) において端部の影響が発生する。この結果から端部の磁束の変化による非端部の磁束への影響はほとんどなく、推力の角度依存性はほとんど端部の磁束によることが確認できた。

〈4・4〉 他のアクチュエータとの比較 本スパイラルモータの用途を検討するため、FEM 解析の結果から他のリニアアクチュエータの特徴と比較した。各アクチュエータ

表 3 各アクチュエータの推力特性

Table 3. Thrust characteristics of each actuator.

Motor	Size [mm ³]	Rated Thrust [N]	Thrust per unit Volume [N/m ³]	Motor constant [N/√W]
SPRM ^{*1}	φ 96 × 236	236	1.4×10^5	43.3
HDL ^{*2}	93 × 74 × 140	200	2.1×10^5	43.2
LOA ^{*3}	□ 66 × 18	25	3.2×10^5	6.5
CSCLA ^{*4}	□ 30 × 26.75	6	2.5×10^5	6.4

*1 SPRM : Spiral motor (FEM Analysis)

*2 HDL : High Density Linear Motor (HDL-S030S)

*3 LOA : Linear Oscillatory Actuator (RM06)

*4 CSCLA : Linear Actuator with Concentratedly-placed Stationary Coils (Proto type)

図 19 各アクチュエータの推力特性比較

Fig. 19. Thrust comparison of each actuator.

は種類によって用途も違い、また、スパイラルモータの推力特性は FEM 解析結果であるため、他のアクチュエータの実験結果との直接比較することが難しいが、本モータの用途や可能性を考察するには有効であると考えられる。比較対象としたリニアアクチュエータはモータ定数が多いことで知られている HDL⁽⁷⁾、短ストロークで小形、高効率であると知られているリニア振動アクチュエータ (LOA)⁽¹²⁾、軽量であり、銅損が少ないと知られている集中コイル型リニアアクチュエータ (CSCLA)⁽¹³⁾ とした。スパイラルモータは HDL よりもストロークが短いという特徴を有するが、本モータよりも更に短ストローク用途向きである LOA や CSCLA とも比較することでその特徴を明らかにする。比較基準は定格推力と単位体積当りの定格推力、モータ定数とした。ただし、モータの体積は可動子と固定子が重なる電磁部のみを考慮した。また、HDL のモータ定数は最大推力 1000 [N] の大型の HDL モデルのモータ定数値⁽¹⁴⁾ から換算した値を用いた[†]。

比較結果を表 3 と図 19 に示す。スパイラルモータと同等な体積のアクチュエータは HDL であり、モータ定数値はスパイラルモータと HDL 両者がほぼ同じ大きさになっている。よって、スパイラルモータも高推力を得られるモータとなり得ると考えられる。また、LOA や CSCLA は単位体積当りの推力はスパイラルモータよりも大きい、定格推

[†] HDL-S030S のモータ定数値は HDL モータのモータ定数 (57.6 [N/√W]) と両者のギャップ面積の割合 (1.78 倍) から文献 (15) の換算式を用いて求めた。すなわち、 $57.6 / \sqrt{1.78} \approx 43.2$ [N/√W]

 図 20 推力のギャップ変位依存性 ($\theta = 15^\circ$)

 Fig. 20. Thrust depending on x_g ($\theta = 15^\circ$).

力やモータ定数の値は低く、より小型機器向きであるといえる。

5. ギャップ変位の移動による推力平坦化

〈5・1〉 ギャップ変位の移動による推力平坦化 〈4・3〉節において推力が回転角 θ に依存して増減する現象について考察した。この推力の角度依存性を解消する方法としては固定子の層数を増し、可動子のストローク範囲を固定子の長さ内に制限する方法が考えられる。これは〈3・2〉節で 11 層固定子モデルの解析で推力が平坦であることから確認できる。

このほか、可動子のギャップ変位を移動させて推力を調節する方法が考えられる。これはギャップ面積の差が (+) 側に大きくなると領域 (A) のギャップを広げるように x_g を (-) 側に変位させて推力を調節する方法である。図 20 は〈4・1〉節のモデルを用い、平衡角 $\theta = 15^\circ$ においてギャップ変位 x_g を変化させたときの推力の変化である。これは (18) の第 5 項の変位による変化を表わし、図上には直線に見えるが、実際は 3 次方程式の曲線である。図 20 より $\theta > 15^\circ$ の場合はギャップ変位を平衡点から (+) 側に微小に移動させ、逆に $\theta < 15^\circ$ のときはギャップ変位を (-) 側に移動させることで推力変動を補償できると考えられる。図 20 を直線近似すると、推力平坦化のための可動子回転角によるギャップ平衡点の移動量は次のように表される。

$$x_g = k(\theta - \theta_0) [\text{m}] \dots \dots \dots (20)$$

ただし、 θ_0 は平衡状態となる可動子回転角であり、 $\theta_0 = \pi/12$ である。この場合、 $k = 2.37 \times 10^{-5}$ と求まる。

〈5・2〉 推力平坦化の FEM 解析 FEM モデルにおいては解析誤差を考慮して、可動子を 15° 毎に $0.01 [\text{mm}]$ を移動させながら推力の変動を観察した。このときの k は $k_{FEM} = 3.82 \times 10^{-5}$ である。(20) のギャップ変位の移動による補償を行ったときの推力の FEM 解析結果を図 21(a) に示し、図 21(b) にはトルクの解析結果を示す。結果によると推力は予想通り平坦化されていることが分かる。しかし、トルクは変動が大きくなったことが分かる。トルクもギャップ面積の変化に依存しているが、その傾向は推力と異なるためであると考えられる。推力とトルクの同時平坦化は今後の課題である。

 (a) Thrust depending on θ

 (b) Torque depending on θ

図 21 各回転角でのモータ特性

 Fig. 21. Motor characteristics depending on θ .

以上の結果より、スパイラルモータの推力特性はギャップの平衡点の微小な移動によって調節可能であることが分かった。また、このためにギャップ変位の精密な制御が必要であることが分かった。

6. ま と め

本論文ではスパイラル運動をモータ単体で効率的に実現できるスパイラルモータについて提案した。5 層固定子と 6 層可動子のスパイラルモータのモデルにおいて推力、および、トルク特性をパーミアンス法による解析と FEM 解析で検討した。その結果、本モータは HDL と同等なモータ定数であり、高推力特性を持つ可能性があることを確認した。また、可動子の突出量に依存して推力が増減する特性を明らかにし、ギャップ変位の移動によって推力の平坦化ができることを確認した。以上より、本モータは従来のドライブ装置への置き換えなど、様々な応用が期待できる。

謝 辞

最後に、本研究の一部は科学研究費補助金若手研究 A (課題番号: 15686018) を受けて行われたことを付記する。

(平成 17 年 10 月 3 日受付, 平成 19 年 1 月 15 日再受付)

文 献

- (1) 武藤高義:「アクチュエータの駆動と制御」, コロナ社, pp.43-45 (2002-1)
- (2) 電気学会技術報告第 911 号:「リニアドライブ技術とその応用に関する用語」, 電気学会, pp.5-6 (2003-1)
- (3) 岡田養二・長坂長彦:「サーボアクチュエータとその制御」, コロナ社, pp.92-93 (1985-11)
- (4) 佐藤 寛:「次世代型 AC サーボハイブリッド油圧アクチュエータ DDV HySerpac」, 油空圧技術, Vol.41-7, pp.51-58 (2002-7)
- (5) 広田善晴:「環境にやさしい油空圧アクチュエータ」, 油空圧技術, Vol.42-4, pp.52-59 (2003-4)

- (6) W. Jeon, W. Tanabiki, S. Katoh, Y. Kamiya, and T. Onuki: "An Approach for Enhancing the Performance of Rotary-Linear Induction Motor", *T. IEE*, Vol.119-D, No.3, pp.321-326 (1999-3) (in Japanese)
田 宇鎮・田藤雅基・加藤真吾・紙屋雄史・小貫 天:「回転-リニア併進誘導機の性能向上に関する研究」, 電学論 D, **119**, 3, pp.321-326 (1999-3)
- (7) M. Karita: "High Performance Technology in Linear Motor (Special Issue on High Performance Technology in Components for Linear Drive Systems)", *JSP*, Vol.61, No.3, pp.347-350 (1995-3) (in Japanese)
菊田充二:「リニアモータにおける高性能化技術〈特集〉直動システム用機器にみる高性能化技術」, 精密工学会誌, **61**, 3, pp.347-340 (1995-3)
- (8) S. Ueno and Y. Okada: "Characteristics of Axial Force and Rotating Torque and their Control of PM type Axial Gap Self-bearing Motor", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.3, pp.282-290 (1999-3) (in Japanese)
上野 哲・岡田 養二:「永久磁石アキシアル形セルフベアリングモータのアキシアル方向力とトルク特性およびその制御」, 電学論 D, **119**, 3, pp.282-290 (1999-3)
- (9) "Solderable enameled round copper winding wires", *JCS Standard*, JCS 2394:2006, p.1 (2006-3) (in Japanese)
「はんだ付け可能エナメル銅線」, 日本電線工業会, JCS 2394:2006, p.1 (2006-3)
- (10) W.H. McAdams: "Heat Transmission 3rd Edition", McGraw-Hill, pp.175-180 (1954)
- (11) "Allowable Current of Cable for Machinery", *LS Cable, LGC*Vol.1.1, pp.2-3 (2000-8) (in Korean)
- (12) N. Hiroshi, F. Takashi, and M. Yosuke: "Basic Characteristics of Moving-Iron-Type Linear Oscillatory Actuator: [Reciprocating-Motor]", *IEE of Japan Technical Meeting Record on Linear Drives*, **LD-03-77**, pp.7-10 (2003-9) (in Japanese)
中川 洋・福永 崇・村口洋介:「鉄心可動形 LOA『レシプロモータ』の諸特性」, 電気学会リニアドライブ研究会, **LD-03-77**, pp.7-10 (2003-9)
- (13) A. Toba, K. Nakayama, and H. Mine: "Lightweight Linear Actuator with Concentratedly-placed Stationary Coils", *IEEJ Trans. IA*, Vol.124-D, No.6, pp.574-580 (2004-6) (in Japanese)
鳥羽章夫・中山和哉・美根宏則:「コイルを固定集中配置できる小型軽量リニアアクチュエータ」, 電学論 D, **124**, 6, pp.574-580 (2004-6)
- (14) 中川 洋・菊田充二:「埋込磁石式インダクタ形 (HD 形) リニアモータの特性改善と応用 (リニアモータの最新動向と高効率化)」, 日本能率協会, pp.J6-3-1~10 (2002)
- (15) Y. Muraguchi, H. Nakagawa, M. Maeda, K. Kato, and M. Karita: "A Linear motor suitable for driving of high frequency and this application", *IEEJ Technical Meeting Record on Linear Drive*, LD-99-51, pp.55-58 (1999-5) (in Japanese)
村口洋介・中川 洋・前田 豊・加藤一路・菊田充二:「高頻度運転に適したリニアモータとその応用例」, 電気学会リニアドライブ研究会, LD-99-51, pp.55-58 (1999-5)

権 赫 鎮 (学生員)

2000 年 2 月, 韓国国立釜慶大学大学院メカトロニクス工学科修士課程修了。2001 年 10 月, 横浜国立大学工学府博士課程後期物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース入学, 現在に至る。スパイラルモータの研究に従事。

藤 本 康 孝 (正員)

1998 年 3 月, 横浜国立大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士課程修了。同年 4 月, 慶應義塾大学理工学部嘱託助手。1999 年 4 月, 横浜国立大学工学部電子情報工学科助手。2000 年 4 月, 同講師, 2002 年 4 月, 同助教授, 現在に至る。システム工学, モーションコントロールの研究に従事。博士 (工学)。日本ロボット学会, IEEE, INFORMS の会員。