IPM型スパイラルモータのモデル化・特性解析 および基礎駆動試験

鈴木 宏一郎* 藤本 康孝*

Modeling, Analysis and Experiments of IPM Spiral Motor

Koichiro Suzuki* and Yasutaka Fujimoto*

We propose a new linear actuator, named Spiral-motor, which has more advantage than conventional linear motor. Spiral-motor consists of a mover and a stator with spiral structure. Our first prototype of Spiral-motor has a ball-screw to keep constant air gap between mover and stator, and has surface permanent magnets (SPM). In this paper, we present a new Spiral-motor, which does not have ball-screw and has interior permanent magnets (IPM). Also, we analyze characteristics of the new Spiral-motor by permeance method and finite element method, and consider magnetic levitation control by simulation.

Key Words: Spiral Motor, Tubular Linear Motor, Interior Permanent Magnet, PM Motor, Magnetic Levitation Control

1. はじめに

ロボティクスの発展に伴い、アクチュエータの基本性能として高速高精度だけでなく安全性が求められている。具体的な例としては、産業用ロボットであれば自らの機構を保護する性能、ヒューマノイドロボットであれば人に危害を加えないといった性能である。従来、これらのロボットに使用されているアクチュエータには回転モータと高減速比ギヤを組み合わせた物が多く、代表的な高減速比ギヤとしてハーモニックドライブが知られている。ハーモニックドライブには以下のような特徴がある。

- (1) 減速比が大きい
- (2) バックラッシュが小さい
- (3) 軽量、コンパクト

また、一般的に高効率とされるが、減速比が $1/50 \sim 1/320$ 、伝達効率が $70 \sim 90\%$ であり、機械的な機構であるためフリクションロスが存在する。減速比が大きい場合はバックドライブバビリティが極めて低く、コンプライアンス制御（環境外力に対する制御）が困難となる。この特徴は、安全性を求める上で大きな障害となる点である。

このような問題に対し微力な力制御から、大トルク・高剛性の位置制御まで可能としたダイレクトドライブモータを用いた

方法 [1] や反力推定オブザーバを用いて反力を推定し制御を行う方法 [2]~[4]、作動ギヤおよび同型のアクチュエータを二つ使用し、静止摩擦をキャンセルする方法 [5] 等が提案されている。制御性能に関してはダイレクトドライブモータおよび反力推定を併用したものが優れているが、現在用いられているダイレクトドライブモータはギヤを用いたシステムと比べて、質量・サイズが大きくなるという問題がある。ロボットに用いる場合、駆動系の重量は可搬重量に直接影響するため重量は極力軽減しなければならない。

これまでに多くのダイレクトドライブリニアモータが開発されている [6]~[22]。永久磁石を可動子ティース間に配置した HDL モータは、ギャップ面積あたりの推力に換算して永久磁石リニア同期モータと比較して 2 倍、リニア誘導モータと比較して 6 倍の推力が得られている [7]。一方で、円筒型永久磁石リニアモータの開発が進められている [8]~[13]。永久磁石の最適配置に関する研究 [10] やハルバツハ配列型モータの研究 [11]~[13]、様々な円筒型永久磁石リニアモータの比較 [8] が報告されている。文献 [15]~[21] では、直線運動と回転運動の 2 自由度の運動自由度を持つ螺旋構造型のモータが報告されている。その駆動方式として、誘導型 [15]~[18]、リラクタンس型 [19]、永久磁石型 [20] [21]、ステッピング型 [22] が開発されている。これらの螺旋構造型モータは、いずれもラジアルギャップ型モータとなっているため、大きな推力は期待できない。

1.1 提案する直動型モータ

我々は従来のダイレクトドライブモータの欠点に対し、新たな構造を持つ直線駆動型ダイレクトドライブモータとしてスパイラルモータの提案および研究開発を行っている [23]。スパイ

原稿受付 2009 年 12 月 20 日

*横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース

*Department of Electric and Computer Engineering Graduate School of Engineering, Yokohama National University

■ 本論文は提案性で評価されました。

ラルモータの最大の特徴は螺旋形状の固定子・可動子構造にある。推力発生には従来の直線的な構造を持つリニアモータとは異なり、ねじ機構により直線駆動を行う。簡易的なモデルと動作の概要を Fig. 1, Fig. 2 に示す。ここで、可動子および固定子が接触していると、駆動できない。そこで、固定子コイルの電磁力を制御することにより、可動子を磁氣的に浮上させ、可動子-固定子間に一定のギャップを保つようにする。これにより、軸を支えるリニアブシュ等を除き機械要素が必要なく、磁気浮上時には高推力でありながら、リニアモータの特徴である柔軟かつ安全性の高いモータを実現できる。

高精度な運動制御を目的としてリニア直流ソレノイドモータ [24] が提案されているが、ストロークが 4 [mm] と短いため用途が限定される。一方、スパイラルモータの試作機ではストロークが 44 [mm] である。また、従来型の磁気浮上制御を用いた磁石可動形のリニアモータとしては文献 [25] が挙げられる。ただし、文献 [25] は可動子鉄心に対して磁気軸受を設けることで、ラジアル方向に浮上制御を行う。その構造上ストロークの延長が困難な点や、推力が比較的低いという特徴をもつ。一方、スパイラルモータでは固定子の螺旋形状を延長することでストロークを容易に延長することができる。また、磁束を三次元的に効率よく利用でき、推力発生にアキシャル方向の推力および周方向の回転トルクを使用するので高推力が実現できる。つまり、ダイレクトドライブモータの長所である高速高精度という特徴を損なうことなく、単位体積当たりの推力を増加することができる。なお、無通電時には可動子が固定子にタッチダウンするため、通常のダイレクトドライブモータとは異なり、外力を加えても可動子はほとんど動かない保持状態となる。以上のように、スパイラルモータは通電時は高バックドライバビリティ状態、無通電時はゼロバックドライバビリティ状態となり、産業用アクチュエータとして望ましい性質を備えている。

これまでに開発したスパイラルモータのプロトタイプには以下の特徴がある。

- (1) ボールねじにより可動子-固定子間ギャップを固定する
- (2) 可動子および固定子をブロックごとに製作する

Fig. 1 Basic concept of the spiral motor

Fig. 2 Mechanism for force generation

このことにより、制御や製作上の問題点を解決し、実際に動作させることに成功した。ただし、ボールねじを使用しているため機械要素による推力損失があり、さらに、ボールねじ機構から電磁力によるギャップ制御に切り替えた場合、可動子および固定子が滑らかな構造ではないため、可動子タッチダウン時に磁石の破損が予想される。そのため、さらなる推力の向上や小型化を図るためには完全な磁気浮上制御と滑らかな螺旋形状の実現が必要不可欠となる。

本稿では、新たに開発した IPM 型 (Interior Permanent Magnet Type: 埋め込み磁石型) スパイラルモータを扱う。本モータは、プロトタイプで問題とされた機械要素を含まず、磁気浮上によるギャップ制御実現を目的としている。さらに、IPM 構造としたことでタッチダウン時の磁石破損を避けることができる。しかし、SPM 構造 (Surface Permanent Magnet Type: 表面磁石貼付型) のものと比較し理論的な特性が複雑になる。そこで、パーミアンス法および FEM 解析を用いた諸特性の解明を行い、さらに開発した実験装置の基礎駆動実験について述べる。

2. IPM 型スパイラルモータの概要

IPM 型スパイラルモータの構成部品の概要と断面図を Fig. 3~Fig. 5 示す。

構成部品には大きく分けて可動子と固定子の二種類が存在する。

Fig. 3 Mover of IPM spiral motor

Fig. 4 Stator of IPM spiral motor

Fig. 5 Structure of IPM spiral motor

固定子は、可動子を挟み込むように二系統の三相巻線が配置されている。可動子には磁石を納めるスロットがあり、ネオジム磁石がはめ込まれる。ボールねじ等の機械要素は使用せず、ブッシュによりラジアル荷重のみを支持する。可動子-固定子間ギャップの磁気浮上制御および回転トルクの発生については単一の固定子により行う。

2.1 開発した IPM 型スパイラルモータ

開発した IPM 型スパイラルモータを **Fig. 6**, **Fig. 7** に示す。

可動子および固定子は、円柱状の高透磁率電磁材（3%珪素快削鋼：MES3F）を螺旋形状に削り出すことで製作した。そのため、非常に滑らかな螺旋形状を実現しており、可動子タッチダウン時の応力集中を避けることができる。

IPM 構造の可動子により、磁石を可動子に埋め込む構造となっている。ここで、IPM と SPM を比較した際、一般に IPM には以下の特徴がある。

- (1) マグネットトルクだけでなく、リラクタンストルクを利用することができる
- (2) 可動子により磁石を保護できるため、タッチダウン時に避ける磁石破損を避けることができる

しかし、一つの特徴に関しては、現状の IPM 構造では可動子の構造上突極性を持たないため、リラクタンストルクの利用は期待できない。

Fig. 6 IPM spiral motor

Fig. 7 Parts of IPM spiral motor (left: stator, right: mover)

3. IPM 型スパイラルモータのモデル化

制御や特性解析を行うにあたり、モータモデルの導出を行う。本研究で扱う IPM 型スパイラルモータは従来の SPM 型と比較すると固定子は同一の構造となるが、可動子の構造が異なる。SPM 型スパイラルモータの理論計算では、固定子および可動子鉄心部の磁気抵抗を簡化のため無視していた。しかし、IPM 型スパイラルモータの場合、同様の方法では永久磁石による磁束が可動子鉄心の磁気回路内のみを流れてしまい、モータを動かすことができない。

そこで、本稿では可動子鉄心部の磁気抵抗を無視することなく磁気等価回路の導出を行い、パーミアンス法および網目解析法を用いることで IPM 型スパイラルモータのモデル導出を行う。

3.1 磁気等価回路

IPM 型スパイラルモータの断面図およびアキシャル方向 (x 軸) とラジアル方向 (θ 軸) に展開したモデルを **Fig. 8** に示す。

スパイラルモータの螺旋運動による可動子の位置を x 、可動子ギャップ変位を x_g 、可動子回転角を θ 、巻線に流れる電流を $I_{u,v,w}$ 、 $I'_{u,v,w}$ とする。また、使用されている主なパラメータを **Table 1** に示す。本稿で扱う IPM 型スパイラルモータは一層当たりの極対数 p が 2 であり、固定子の巻線は機械的に $\pi/3$ [rad] 間隔で配置されている。実際に解析を行う際は、一極対単位でのモデル導出を行い、磁気随伴エネルギー計算時にモータ全体のエネルギーに換算する。

可動子-固定子間ギャップの磁気抵抗を R_g 、可動子ヨーク部の磁気抵抗を R_{my} 、可動子磁石の磁気抵抗を R_m 、各相の起磁力を $F_{u,v,w}$ 、 $F'_{u,v,w}$ 、磁石の起磁力を $F_{m1\sim m3}$ 、各起磁力源を流れる磁束を $\phi_{1\sim 9}$ とすると **Fig. 8** より、**Fig. 9** に示す磁気等

Fig. 8 Spiral motor polar coordinates

Table 1 Specifications of the IPM spiral motor

Stroke		44 [mm]
Lead length of screw	l_p	22 [mm]
Nominal gap	l_g	1 [mm]
Stator	number of turns of an armature coil	n 50 [turn]
	Angle of a sector-type permanent magnet	α 43°
	Weight of mover	M 0.685 [kg]
	Residual flux density	B_r 1.21 [T]
Mover	Number of pole pairs	p 2
	Number of layers	q 4
	Width of mover yoke	l_{my} 2 [mm]
	Width of permanent magnet	l_m 2 [mm]
	Inner radius of permanent magnet	r_1 9 [mm]
	Outer radius of permanent magnet	r_2 26 [mm]

Fig. 9 A magnetic circuit

価回路を導出できる。ただし、仮定として固定子鉄心の磁気抵抗および可動子-固定子間ギャップの漏れ磁束は無視する。また、一極当たりの実際の永久磁石は2個であるが、その起磁力を正弦波近似し、これを電気角で 120° ずつ位相のずれた三相の起磁力として表現している。

ここで、可動子ヨークの周方向の磁気抵抗 R_{my} は式 (1) で表される。

$$R_{my} = \frac{2\pi}{3l_{my}p\mu_{my}\ln\frac{r_2}{r_1}} \quad (1)$$

ただし、 μ_{my} は、磁気飽和により変化する透磁率である。なお、後述するシミュレーションにおいてはフレリッヒの式を用いて μ_{my} を計算する。さらに、可動子-固定子間ギャップの磁気抵抗 R_g, R_g' と磁石の磁気抵抗 R_m は、磁石の透磁率 μ_m が真空の透磁率 μ_0 と同等であると仮定すれば、式 (2)、式 (3) のように表される。

$$R_m = \frac{3pl_m}{S\mu_0} \quad (2)$$

$$R_g = \frac{3p(l_g - x_g)}{S\mu_0}, \quad R_g' = \frac{3p(l_g + x_g)}{S\mu_0} \quad (3)$$

また、 S はアキシャル方向から見た可動子の磁石に対する有効断面積であり、 $S = \pi(r_2^2 - r_1^2)$ で表される。

3.2 網目解析

Fig. 10 に示すように、閉路 $C_1 \sim C_8$ を考える。閉路 C_k を

Fig. 10 Mesh current method

環流する磁束 $j_1 \sim j_8$ の列ベクトルを $\mathbf{J}$ 、磁気抵抗行列を $\mathbf{R}$ 、起磁力源列ベクトルを $\mathbf{F}_c$ とすれば、平衡方程式は式 (4) となる。

$$\mathbf{R} \cdot \mathbf{J} = \mathbf{F}_c \quad (4)$$

ここで、各ベクトル $\mathbf{R}$ 、 $\mathbf{J}$ 、 $\mathbf{F}_c$ は以下のように表される。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{gmy} & -R_g & -R_g & 0 & 0 & 0 & -R_{my} & 0 \\ -R_g & R_{gmy} & -R_g & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{my} \\ -R_g & -R_g & R_{gmy} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R'_{gmy} & -R'_g & -R'_g & -R_{my} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R'_g & R'_{gmy} & -R'_g & 0 & -R_{my} \\ 0 & 0 & 0 & -R'_g & -R'_g & R'_{gmy} & 0 & 0 \\ -R_{my} & 0 & 0 & -R_{my} & 0 & 0 & R_{mmy} & -R_m \\ 0 & -R_{my} & 0 & 0 & -R_{my} & 0 & -R_m & R_{mmy} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{J} = [j_1 \ j_2 \ j_3 \ j_4 \ j_5 \ j_6 \ j_7 \ j_8]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{F}_c = \begin{bmatrix} F_v - F_u \\ F_w - F_v \\ F_u - F_w \\ F'_v - F'_u \\ F'_w - F'_v \\ F'_u - F'_w \\ F_{m2} - F_{m1} \\ F_{m3} - F_{m2} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} I_v - I_u \\ I_w - I_v \\ I_u - I_w \\ I'_v - I'_u \\ I'_w - I'_v \\ I'_u - I'_w \\ \frac{1}{n}(I_{m2} - I_{m1}) \\ \frac{1}{n}(I_{m3} - I_{m2}) \end{bmatrix} = n\mathbf{I}_c \quad (7)$$

ただし、 $R_{gmy} = 2R_g + R_{my}$ 、 $R'_{gmy} = 2R'_g + R_{my}$ 、 $R_{mmy} = 2R_m + 2R_{my}$ とし、 I_m は磁石を巻き数1 [turn] のコイルと見た場合の等価磁化電流とする。上記の関係より、環流磁束 $\mathbf{J}$ は式 (8) となる。

$$\mathbf{J} = \mathbf{R}^{-1} \cdot n\mathbf{I}_c \quad (8)$$

次に Fig. 9 より、各起磁力源を流れる磁束 ϕ_j の列ベクトル Φ は環流磁束 $\mathbf{J}$ により以下のように表される。

$$\begin{aligned}
\Phi &= \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \\ \phi_6 \\ \phi_7 \\ \phi_8 \\ \phi_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j_3 \\ j_1 \\ j_2 \\ j_6 \\ j_4 \\ j_5 \\ 0 \\ j_7 \\ j_8 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} j_1 \\ j_2 \\ j_3 \\ j_4 \\ j_5 \\ j_6 \\ j_7 \\ j_8 \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{J}_a - \mathbf{J}_b \\
&= n\mathbf{R}_a^{-1} \cdot \mathbf{I}_c - n\mathbf{R}_b^{-1} \cdot \mathbf{I}_c \\
&= (n\mathbf{R}_a^{-1} - n\mathbf{R}_b^{-1})\mathbf{I}_c \quad (9)
\end{aligned}$$

ただし, $\mathbf{R}_a, \mathbf{R}_b$ は式 (5) と同様に求めることができる.

ところで, 磁気随伴エネルギー W'_m は磁束 Φ と各起磁力の列ベクトル $\mathbf{F}$ によって表される. ただし, $\mathbf{F}$ は式 (10) とする.

$$\begin{aligned}
\mathbf{F} &= \begin{bmatrix} F_u & F_v & F_w & F'_u & F'_v & F'_w & F_{m1} & F_{m2} & F_{m3} \end{bmatrix}^T \\
&= n \begin{bmatrix} I_u & I_v & I_w & I'_u & I'_v & I'_w & \frac{1}{n}I_{m1} & \frac{1}{n}I_{m2} & \frac{1}{n}I_{m3} \end{bmatrix}^T \\
&= n\mathbf{I} \quad (10)
\end{aligned}$$

極対数 p と可動子層数 q を考慮すると W'_m は式 (11) のように表される.

$$W'_m = \frac{pq}{2} \Phi^T \mathbf{F} = \frac{pq}{2} \Phi^T n\mathbf{I} = \frac{pq}{2} \psi^T \mathbf{I} \quad (11)$$

ψ は各コイルでの磁束鎖交数を表し, $n\Phi$ により導出できる. よって, 式 (9) および式 (11) より以下の関係を得る.

$$\begin{aligned}
\psi &= n\Phi = (n^2\mathbf{R}_a^{-1} - n^2\mathbf{R}_b^{-1})\mathbf{I}_c \\
&= (\mathbf{L}_a - \mathbf{L}_b)\mathbf{I}_c = \mathbf{L}_m \cdot \mathbf{I}_c \quad (12)
\end{aligned}$$

ここで $\mathbf{L}_m$ はモータのモデルとなるインダクタンス行列である. 実際に推力 f_m を計算する場合, $\mathbf{L}_m$ 行列を $\mathbf{R}_a, \mathbf{R}_b$ から数値的に求め, 各相電流をもとに磁気随伴エネルギー W'_m を計算し, x により数値的に偏微分することで求めることができる. ここで, スパイラルモータの螺旋運動による位置 x , ギャップ位置 x_g , 可動子回転角 θ には式 (13) の関係がある.

$$x_g = x - \frac{l_p}{2\pi}\theta \quad (13)$$

式 (13) より推力 f_m は式 (14) となる.

$$f_m = \frac{\partial W'_m}{\partial x} = \frac{pq}{2} \left(\frac{\partial \mathbf{L}_m}{\partial x_g} \mathbf{I}_c \right)^T \mathbf{I} \quad (14)$$

3.3 運動方程式

モータが発生する推力 f_m は網目解析により導出したパーミアンスモデルによるシミュレーション結果 (後述, Fig. 12) より, 式 (15) のように, d 軸電流に比例する項と可動子ギャップ変位 x_g に比例する項で近似できる.

$$f_m \simeq K_f I_d + K_g x_g \quad (15)$$

ただし, K_f, K_g はおのおの, d 軸電流と可動子ギャップ変位

x_g に対する比例定数である. 運動方程式は可動子質量 M , 外乱力 f_{dis} とすると次式となる.

$$M\ddot{x}_g = K_f I_d + K_g x_g - f_{dis} \quad (16)$$

ただし, モータの駆動力を妨げる方向に作用する外乱力 f_{dis} はクーロン摩擦力や粘性摩擦力, 質量および推力定数のモデル化誤差によって発生する外乱力, 外力等の総和を表す.

3.4 回路方程式

ここでは, IPM 型スパイラルモータの回路方程式を示す. 回路方程式は式 (17) で与えられる.

$$\mathbf{V}_{dq} = \mathbf{R}_c \mathbf{I}_{dq} + \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \psi \quad (17)$$

ただし, $\mathbf{T}_{dq}$ は三相から dq 軸に変換する行列とする.

$$\begin{aligned}
\mathbf{V}_{dq} &= \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V'_d \\ V'_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{dq} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I'_d \\ I'_q \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \\
\mathbf{T}_{dq} &= \begin{bmatrix} \mathbf{T}'_{dq} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E}_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
\mathbf{T}'_{dq} &= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos \theta & -\frac{1}{\sqrt{6}} \cos \theta + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \theta & -\frac{1}{\sqrt{6}} \cos \theta - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \theta \\ -\sqrt{\frac{2}{3}} \sin \theta & \frac{1}{\sqrt{6}} \sin \theta + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \theta & \frac{1}{\sqrt{6}} \sin \theta - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \theta \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

磁束鎖交数 ψ は, 式 (12) より, インダクタンス行列 $\mathbf{L}_m$ および $\mathbf{I}_c$ により表されるので, dq 軸座標系への変換を行う (式 (18)).

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \psi &= \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_m \mathbf{I}_c \\
&= \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_m \mathbf{T}_c \begin{bmatrix} I_d & I_q & I'_d & I'_q & \frac{1}{n}I_{m1} & \frac{1}{n}I_{m2} & \frac{1}{n}I_{m3} \end{bmatrix}^T \quad (18)
\end{aligned}$$

ここで, 変換行列 $\mathbf{T}_c$ は式 (19) となる.

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{T}'_c & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E}_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{T}'_c = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2} \sin \theta - \sqrt{6} \cos \theta}{2} & \frac{\sqrt{2} \cos \theta + \sqrt{6} \sin \theta}{2} \\ -\sqrt{2} \sin \theta & -\sqrt{2} \cos \theta \\ \frac{\sqrt{2} \sin \theta + \sqrt{6} \cos \theta}{2} & \frac{\sqrt{2} \cos \theta - \sqrt{6} \sin \theta}{2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

次に $\mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_m \mathbf{T}_c$ より, 巻線の自己インダクタンスおよび巻線同士の相互インダクタンスに関する部分を $\mathbf{L}_{dq}$, 磁石による磁束との相互インダクタンスに関する部分を $\mathbf{L}_{mag}$ に変換すると, 式 (18) は式 (21) となる.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq} \psi &= \frac{d}{dt} (\mathbf{L}_{dq} \mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}_{mag} \mathbf{I}_{mag}) \\
&= \left(\frac{\partial \mathbf{L}_{dq}}{\partial x_g} \frac{dx_g}{dt} + \frac{\partial \mathbf{L}_{dq}}{\partial \theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} \right) \mathbf{I}_{dq} + \mathbf{L}_{dq} \frac{d\mathbf{I}_{dq}}{dt} \\
&\quad + \left(\frac{\partial \mathbf{L}_{mag}}{\partial x_g} \frac{dx_g}{dt} + \frac{\partial \mathbf{L}_{mag}}{\partial \theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} \right) \mathbf{I}_{mag} + \mathbf{L}_{mag} \frac{d\mathbf{I}_{mag}}{dt} \quad (21)
\end{aligned}$$

以上のように、パーミアンス法および網目解析を併用することにより、IPM 型スパイラルモータのモデルを導出した。一般的な PM モータのインダクタンス行列 $\mathbf{L}_m$ が一定値になるのに対し、可動子のギャップ変位 x_g および機械角 θ によってインダクタンス行列 $\mathbf{L}_m$ が変化する。そのため、解析的にモデルの計算を行うことは非常に困難である。よって本稿でのモデル計算では、磁気抵抗行列 $\mathbf{R}$ 設定後に数値計算によって理論計算を行う。

4. モデルのシミュレーション

導出した IPM 型スパイラルモータのモデルを使用し、可動子が回転しない状態での動作確認シミュレーションおよび推力分布シミュレーションを行った。ここで、使用している磁石の形状が四角い形状のため、実機での磁石の開き角 α が決まっていない。そこで、磁石の面積 S_{mag} から近似的な磁石開き角 α を導出し、磁石の等価磁化電流 I_m を計算している。また、各相電流 $I_{u,v,w}$, $I'_{u,v,w}$ は 0 [A] とする。なお、可動子-固定子間にはタッチダウンの際のモータ保護を目的としてテフロンシート（厚さ 0.3 [mm]）が施されている。そのため、固定子-可動子間のギャップ変位はシート厚を考慮し $-0.7 \leq x_g \leq 0.7$ [mm] としている。

動作確認シミュレーションの結果を Fig. 11, 可動子ギャップ変位 x_g と d 軸電流 I_d を変化させた際のモータの発生する推力 f_m の分布を Fig. 12 に示す。Fig. 11 より $x_g = 0$ [mm] の理想状

Fig. 11 Gap simulation by Permeance model

Fig. 12 Thrust force characteristics by Permeance model

態では可動子が動かないことが見て取れる。また、 $x_g \neq 0$ [mm] の場合は、可動子-固定子間のギャップ距離が短い方向へ可動子が加速しながら最終的には固定子に接触することが分かる。

また、推力分布に関しては Fig. 12 より、平面状の分布であることが分かる。したがって K_f , K_g はほぼ一定値であるとみなすことができる。

5. FEM 解析を用いた推力特性比較

導出したモデルおよび FEM 解析により、可動子ギャップ変位 x_g を固定し、d 軸電流 I_d を変化させた際のモータの発生する推力 f_m を解析し、比較を行った。FEM 解析には、電磁界解析ソフトウェア JMAG（日本総研ソリューションズ製）を使用し、解析モデルには Fig. 13 に示す IPM 型アキシアルモータモデルを用いて推力特性比較を行う。

特性は可動子-固定子間ギャップ変位 $x_g = 0$ [mm] の状態で、q 軸電流を $I_q = 0$ （回転方向のトルクを変化させる電流成分）とし、d 軸電流 I_d （軸方向の力を変化させる電流成分）を変化させた場合の推力を解析する。

Fig. 16 に FEM 解析および磁気飽和を考慮した理論モデル

Fig. 13 FEM analysis model

Fig. 14 FEM mesh of the IPM axial motor

Fig. 15 Analysis result ((a) $I_d = 0$ [A], (b) $I_d = 6$ [A])

Fig. 16 Thrust force characteristics ($x_g = 0.0$ [mm])

Fig. 17 Experimental arrangement of the IPM spiral motor

Fig. 18 System configuration of experimental arrangement

による d 軸電流-推力特性を示す。Fig. 16 より、可動子の磁気飽和を考慮することでパーミアンス法による結果と FEM 解析による結果がほぼ一致することがわかる。

6. IPM 型スパイラルモータの動作試験

開発した実験装置の外観と概要を Fig. 17 および Fig. 18 に示す。実験装置はスパイラルモータおよび負荷装置、センサ類によって構成されている。

次に IPM 型スパイラルモータの動作試験を行った。回転方向はオープンループ制御し、アキシャル方向は無制御（タッチダウン）の状態で作動試験を行う。可動子位置 x の指令値は $x^{ref} = x^{cmd}(1 - \cos(\pi/3)t)/2$ ($0 \leq t \leq 3$ [s]), $x^{ref} = x^{cmd}$ ($t > 3$ [s]), $x^{cmd} = 11$ [mm] とした。なお、ストローク 11 [mm] は電気角で 2π [rad] に相当する。駆動試験の様子を Fig. 19 に、可動子位置の応答を Fig. 20 に示す。試験結果としては可動子がタッチダウン状態のためコギングおよび可動子と固定子間のスティックスリップが見られた。しかし、指令値に対して追従させることができた。なお、磁気浮上時は、高推力特性 (Fig. 16) から高加速、高速応答が期待できるが、現状ではタッチダウン状態のため確認することができていない。

Fig. 19 Experimental result of IPM spiral motor

Fig. 20 Synchronized control

7. 結 論

パーミアンス法により IPM 型スパイラルモータの磁気等価回路の導出後、網目解析を用いることによりモデルの導出を行った。さらに、モータのモデルとなるインダクタンス行列 L_m を変形させることで、運動方程式および回路方程式の導出を行った。

モデルの妥当性確認のために実施した可動子の動作シミュレーションおよび推力シミュレーションの結果では、およそそのモータの挙動をモデル化できていると考えられる。このことからインダクタンス行列 L_m の導出に網目解析を用いたモデルが有用であることが分かった。

提案したモデルは、今後、電流制御や推力制御に利用することができる。また、条件を正確に設定しさらなる現象の解明を行うと共に、導出したモデルを基に磁気浮上制御手法の構築に取り組む予定である。さらに、固定子の渦電流損を抑えるため圧粉磁心を利用することが考えられる。

謝 辞 実験に協力いただいた横浜国立大学 末永 翼氏に感謝する。本研究は科学研究費補助金若手研究 (S) (19676003) の助成を受けたものである。

参 考 文 献

- [1] H. Asada and T. Kanade: "Design of direct-drive mechanical arms," ASME J. of Vibration, Stress, and Reliability in Design, vol.105, no.3, pp.312-316, 1983.
- [2] T. Murakami, F. Yu and K. Ohnishi: "Torque Sensorless Control in Multidegree-of-Freedom Manipulator," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.40, no.2, pp.259-265, Apr. 1993.
- [3] S. Katsura, Y. Matsumoto and K. Ohnishi: "Modeling of force sensing and validation of disturbance observer for force control," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.54, no.1, pp.530-538, 2007.
- [4] S. Katsura, K. Irie and K. Ohishi: "Wideband force control by position-acceleration integrated disturbance observer," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.55, no.4, pp.1699-1706, 2008.
- [5] N. Hayashida, T. Yakoh, T. Murakami and K. Ohnishi: "A

- sensorless force control in twin drive systems,” Proc. IEEE IECON, pp.2231–2236, 2000.
- [6] L.N. Tutelea, M.C. Kim, M. Topor, J. Lee and I. Boldea: “Linear permanent magnet oscillatory machine: comprehensive modeling for transients with validation by experiments,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.55, no.2, pp.492–500, 2008.
- [7] Y. Muraguchi, M. Karita, H. Nakagawa, T. Shinya and M. Maeda: “Method of measuring dynamic characteristics for linear servo motor and comparison of their performance,” Proc. LDIA, pp.204–207, 1998.
- [8] N. Bianchi, S. Bolognani, D.D. Corte and F. Tonel: “Tubular linear permanent magnet motors: an overall comparison,” IEEE Trans. Industry Applications, vol. 39, no. 2, 2003.
- [9] S.M. Jang, J.Y. Choi, S.H. Lee, H.W. Cho and W.B. Jang: “Analysis and experimental verification of moving-magnet linear actuator with cylindrical Halbach array,” IEEE Trans. Magnetics, vol.40, no.4, pp.2068–2070, 2004.
- [10] J. Wang, G.W. Jewell and D. Howe: “Design optimisation and comparison of tubular permanent magnet machine topologies,” IEE Proc. Electric Power Applications, vol.148, no.5, pp.456–464, 2001.
- [11] J. Wang and D. Howe: “Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets — part I: magnetic field distribution, EMF, and thrust force,” IEEE Trans. Magnetics, vol.41, no.9, pp.2470–2478, 2005.
- [12] J. Wang and D. Howe: “Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets — part II: armature reaction and design optimization,” IEEE Trans. Magnetics, vol.41, no.9, pp.2479–2489, 2005.
- [13] J. Wang, M. West, D. Howe, H.Z.-D. La Parra and W.M. Arshad: “Design and Experimental Verification of a Linear Permanent Magnet Generator for a Free-Piston Energy Converter,” IEEE Trans. Energy Conversion, vol.22, no.2, pp.299–306, 2007.
- [14] H.J. Kim, H. Katayama and K. Maki: Linear motor and its manufacture, JP patent, 2001–028875, 2001.
- [15] M. Rabiee and J.J. Cathey: “Verification of a field theory analysis applied to a helical motion induction motor,” IEEE Trans. Magnetics, vol.24, no.4, pp.2125–2132, 1988.
- [16] J.J. Cathey and M. Rabiee: “Verification of an equivalent circuit model for a helical motion induction motor,” IEEE Trans. Energy Conversion, vol.3, no.3, pp.660–666, 1988.
- [17] T. Onuki, W.J. Jeon and M. Tanabiki: “Induction motor with helical motion by phase control,” IEEE Trans. Magnetics, vol.33, no.5, pp.4218–4220, 1997.
- [18] J.H.H. Alwash, A.D. Mohssen and A.S. Abdi: “Helical motion tubular induction motor,” IEEE Trans. Energy Conversion, vol.18, no.3, pp.362–369, 2003.
- [19] L. Göbel and W. Hofmann: “Control of a rotation-thrust drive with helical motor,” Proc. IEEE IECON, pp.1343–1348, 1997.
- [20] S.M. Jang, S.H. Lee, H.W. Cho and S.K. Cho: “Design and analysis of helical motion permanent magnet motor with cylindrical Halbach array,” IEEE Trans. Magnetics, vol.39, no.5, pp.3007–3009, 2003.
- [21] T. Iwasa and H. Satomi: Linear/rotary combined motor, JP Patent, 2006–311715, 2006.
- [22] A. Hida: Spiral motor, JP Patent, 09–056143, 1997.
- [23] Y. Fujimoto, T. Kominami and H. Hamada: “Development and analysis of a high thrust force direct-drive linear actuator,” IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.56, no.5, pp.1383–1392, 2009.
- [24] 加藤敦, 久保武春, 大西公平: “リニア直流ソレノイドモータを用いた精密な運動制御”, 電気学会論文誌 D, vol.125, no.6, pp.630–636, 2005.
- [25] 松村文夫, 前田伸二, 藤田政之, 福岡秀樹: “磁気浮上による完全非接触リニア直流モータ”, 電気学会論文誌 B, vol.106, no.12, pp.1067–1074, 1986.

鈴木宏一郎 (Koichiro Suzuki)

2008 年国立木更津工業高等専門学校専攻科機械・電子システム工学専攻卒業。2010 年横浜国立大学大学院工学府物理情報工学専攻電気電子ネットワークコース修士課程修了。同年より株式会社日立メディコに勤務。(日本ロボット学会学生会員)

藤本康孝 (Yasutaka Fujimoto)

1998 年横浜国立大学大学院工学研究科博士課程修了。同年慶應義塾大学理工学部嘱託助手。1999 年横浜国立大学工学部助手。講師、助教授を経て、現在、横浜国立大学大学院工学研究院准教授。博士(工学)。システム工学およびモーションコントロール、アクチュエータの研究に従事。電気学会、IEEE等の会員。(日本ロボット学会正会員)