

両面式横方向磁束リニア同期モータの磁気飽和の影響を考慮した 推力設計

申 重燮*, 古関隆章 (東京大学), 金 弘中 (KOVERY Co. Ltd)

Thrust design of double-sided transverse flux type linear synchronous motor
considering an effect of magnetic saturation
Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, (The University of Tokyo)
Kim Houng-Joong, (KOVERY Co. Ltd)

Linear motors have been a great interest from industries. Especially, the linear synchronous motor that uses rare earth permanent magnets in the field side (PMLSM) has contributed to the popularization in industrial fields because of its high efficiency and compact size. The authors have proposed transverse flux type cylindrical linear synchronous motor. In this paper, design and evaluation of the proposed model is conducted. First, the operational principle of the proposed model is introduced. Theoretical design of thrust for simple estimation considering electric load and magnetic load in the range where magnetic saturation does not occur is then explained. Finally, thrust is analyzed and evaluated through field calculations using 3-D finite element method.

キーワード：両面式リニア同期モータ、横方向磁束形リニアモータ、大推力、磁気飽和、電磁界解析
(Double-sided linear synchronous motor, Transverse flux type machinery, Large thrust, Magnetic saturation, field analysis)

1. はじめに

産業用の直動システムは、油圧及び空気圧シリンダ、または回転式モータの動作をボールねじ等で機械的に直線駆動に変換するものが主流だった。1980年代から、物流システムや工場内搬送装置として用いられてきたリニアモータは、高推力化設計技術とセンサ、制御技術の進歩に伴い、工作機械の直動系や高速往復運動を必要とする分野などに広く用いられている。

リニアモータには様々な種類があるが、特に永久磁石を用いるリニア同期モータ(PMLSM: Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)は、レアアース系磁石を用いることで、モータの小型化、大推力化、高効率化などを図ることができるというメリットがあり、産業分野で応用されるケースが増えている。

産業分野で利用されている PMLSM には、使用条件・目的にもよるが、一般的に大推力、高位置決め精度(低ディテント力、低推力リップル)、小型、軽量などの特性が要求されている。

特に大推力が要求される用途には、横方向磁束 PMLSM が適しており、横方向磁束 PMLSM の大きなメリットとしては、巻線を巻く空間(電気回路)と磁束が流れる空間(磁

気回路)が互いに分離されているため、電気回路と磁気回路が同一空間で各々の空間を占める縦磁束形に比べて数種類の形状の設計が可能であり、空間内で極数や極ピッチを自由に調整でき、高い推力密度を得ることができる⁽¹⁾。しかし、3次元的な磁束の流れに適した積層形構造の製作が困難な場合も報告されている⁽²⁾。

前回の報告では、両面式横方向磁束 PMLSM を提案し、主に構造や基礎的な特性を中心に考察を行った⁽³⁾。今回は、磁気飽和が起きない範囲で推力を簡易算定し、飽和を考慮できる有限要素法と組み合わせ、飽和を含む非線形性を考慮した見通しの良い設計法を提案する。

2. 基本構造と駆動原理

図1に両面式横方向磁束 PMLSM の基本構造を示す。1個の電機子ユニットは、図1(a)のように四角いコア、コイル、非磁性体の箱で構成されている。上部と下部のコイルは、互いに180°の位相差を持つように逆向きに巻かれている。1個の界磁ユニットは、図1(b)のようにバックヨークと永久磁石で構成する。また、上部と下部は異極になるように永久磁石を着磁されている。

磁気回路は、図1(c)のように電機子ユニットを界磁ユニットの真ん中で挟むことで構成される。左側上部の永久磁石

から出た磁力線は、電機子コア→右側上部の永久磁石→コアバック→右側下部の永久磁石→電機子コア→左側下部の永久磁石→コアバックを通り、また左側上部の永久磁石に戻ってことで一つの磁気回路を構成する。

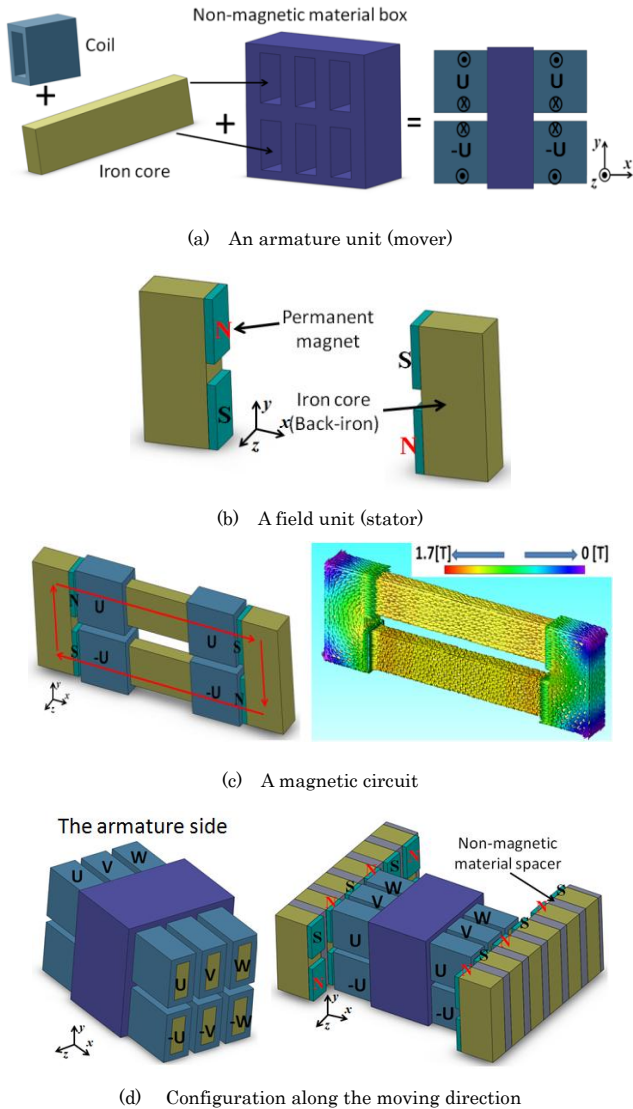


図 1 基本構造

Fig. 1. Fundamental configuration of the three-phase unit.

進行方向 z に対しては、図 1(d)のように隣に磁極が異極になるように非磁性体スペーサーを挟んで界磁ユニットを並べる。電機子側も電氣的に 120° の間隔を維持して進行方向に並べる。

駆動については、各コアのコイルに電氣的に 120° の位相差を持っている交流を流すことにより、U、V、Wの三相交流 PMLSMとして駆動させることができる。

3. 磁気装荷と電気装荷を考慮した簡易設計

一般的に推力は、単位体積当たりの推力(推力密度)で評価されることが多く、高推力密度を得るためにはまず構造

的に無駄な空間を減らし、空間利用率を高めることが重要なポイントである。その次の段階としては、制約された体積の中で推力が最大になる点を探すことである。

一般的に推力は、磁気装荷(永久磁石による起磁力)と電気装荷(電機子電流による起磁力)で表現され、体積の制約の中で磁気装荷と電気装荷の積が最大になる点が推力の最大点になる。

磁気装荷と電気装荷は、構造と体積が決まったら空間に依存する。基礎設計の段階で、推力の最大点を探すために一々電磁界解析に頼るのは、相当な時間と努力が必要のため、基礎設計の段階で、ある程度見積もりができる簡易設計が必要になる。

本章では、磁気回路法を用いて磁気装荷と電気装荷を考慮した簡易設計を行う。そのため、次のような仮定をした⁽⁴⁾。

- (1) 各相の電機子コア同士は共通のヨーク部を持たないため、互いに磁氣的な干渉はしない。したがって、磁気回路法による解析では、1相分だけ考慮する。
- (2) コアの透磁率は無限大であり、磁気飽和の影響はない。
- (3) 永久磁石の非透磁率は、空気と同じ1である。
- (4) スロットの影響はカーター係数で補償する。

〈3・1〉 設計に用いる各部の定義 図2、表1と表2に、設計に用いる提案モデルの各部と材料の仕様を示す。

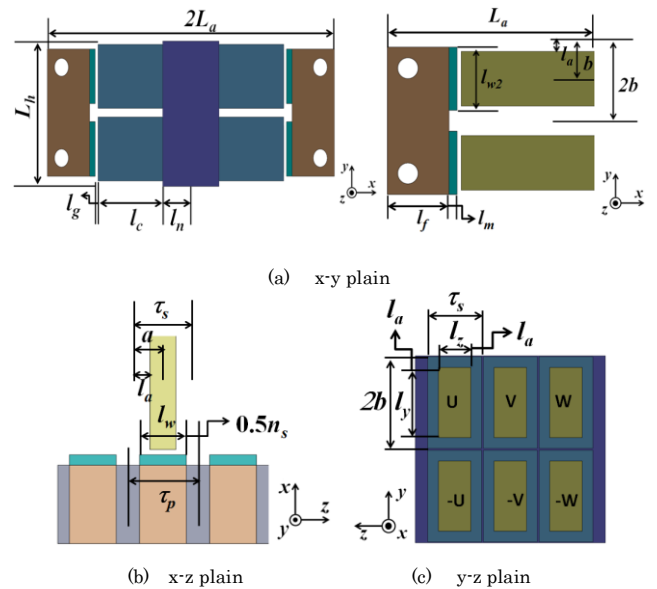


図 2 設計における各部の寸法

Fig. 2. Each part employed in the design (In (a) and (b), the armature coils are removed for clarity).

図 2(a)のように、正面から見た寸法は横 $2L_a$ × 縦 L_h であり、体積は進行方向の長さ(コア-極組み合わせ)によって決まる。また、提案モデルは左右対称の構造を有しているため、他の寸法は半分だけ記入した。したがって、図 2(a)に示した寸法には式(1)のような関係がある。

$$L_a = l_f + l_m + l_g + l_c + l_n \quad (1)$$

本研究では l_a に注目した。電機子コイルは l_a と l_c の中に巻いており、図 2 の他の部分の寸法が決まっている時、 l_a と l_m の変化によって式(2)と(3)のように、電機子コアの寸法や巻き数、着磁方向の永久磁石の長さが増える。

また、設計ではディテント力の低減に良いことから 9 コア-8 極組み合わせを適用し、進行方向の全長を 108mm にした。よって、 τ_p と τ_s を 13.5mm、12mm になる。

表 1 設計に用いる各部

Table I. Each part employed in the design

Symbol	Note
L_a	Half-length in cross-section
L_h	Height in cross-section
τ_p	Pole pitch
τ_s	Slot pitch
l_w	Magnet length to z-direction
l_{w2}	Magnet length to y-direction
l_f	Back yoke length to x-direction
l_n	Half-length of non-magnetic material box
n_s	Length of non-magnetic spacer
a	Half-length of core pitch
b	Length of a quarter of the height
l_c	Half-length of core pitch
l_g	Mechanical air gap length
l_a	Half-length of slot
l_m	Magnet length in the magnetization direction

表 2 材料の仕様

Table II. Specification of material^{(5),(6)}

Symbol	Note
Armature core	50JN230 (JFE-steel Corp.)
Field core	50JN230 (JFE-steel Corp.)
Permanent magnet	N50M (Shinetsu Chemical.)

$$l_x = 2(L_a - l_f - l_m - l_g), \quad l_y(l_a) = 0.5L_a - 2l_a = 2(b - l_a),$$

$$l_z(l_a) = \tau_s - 2l_a = 2(a - l_a) \quad (2)$$

$$A_a(l_a) = l_y(l_a) \times l_z(l_a), \quad A_w(l_a) = l_a \times l_c \quad (3)$$

〈3・2〉 エアギャップの磁束密度 前節の仮定から、1 個の磁気回路は式(4)のように表せる。ここで、 H_m 、 H_g は永久磁石とギャップの磁界成分、 R_g と l_{gc} はギャップの磁気抵抗とカーター係数を考慮した際のギャップ長である。

$$H_m l_m + H_g l_{gc} = H_m l_m + R_g \phi_g = 0 \quad (4)$$

式(3)から、 H_m は式(5)のように表せる。 μ_0 は空気の透磁率である。

$$H_m = -\frac{B_m l_{gc}}{\mu_0 l_m} \quad (5)$$

ここで、無負荷時の動作点での永久磁石の磁束密度 B_m は

式(6)で表すことができ、式(5)と(6)から B_g は式(7)のようになる。

$$B_m = B_r + \mu_0 H_m \quad (6)$$

$$B_g = B_m = B_r / \left(1 + \frac{l_{gc}}{l_m}\right) \quad (7)$$

〈3・3〉 コイルに鎖交する総磁束 永久磁石から出てきた磁束は、電機子コアと永久磁石が対抗している部分だけ電機子コアの方に流れると仮定した。したがって、電機子コアの方に流れ込む磁束 $\phi_a(l_a)$ は、式(8)のようになる。

$$\phi_a(l_a) = B_g \times A_a(l_a) \quad (8)$$

式(8)で分かるように、電機子コアの方に流れ込む磁束は、 l_a が大きければ大きいほど少なくなることが分かる。 $a < b$ なので、設計において l_a の変化範囲は $0 \leq l_a \leq a$ になる。

次に、 $\phi_a(l_a)$ からコイルに鎖交する磁束を定義する。本研究ではこれを $\phi_c(l_a)$ と定義する。電機子コア間の磁束漏れがないことを仮定すると、 $\phi_c(l_a)$ は $\phi_a(l_a)$ と同じになる。

電機子コアが進行方向に移動している時は、 $\phi_c(l_a)$ も変わってくる。 $\phi_c(l_a)$ は B_g に影響を受けているため、進行方向に対する B_g の挙動を図 3 のように仮定すると、フーリエ展開から基本波成分だけを考慮した時のコイルに鎖交する総磁束の最大値は式(9)のように $\phi_c(l_a)$ と空間的に決まる巻き数 $N(l_a, l_c)$ で表すことができる。

式(9)で、 $\alpha(l_a, l_c)$ はコイル占積率、 S_c はコイルの断面積である。また $k_c(l_a)$ は、コイルに鎖交する総磁束の割合を示す係数であり、 l_a が大きければ大きくなるほど、 $k_c(l_a)$ は小さくなる。これは、 l_a の増加によって巻き数は空間的に増加するが、電機子コアの断面積が小さくなるため、N 極から出てきた磁束は隣の S 極にだんだん漏洩していくことを意味する。

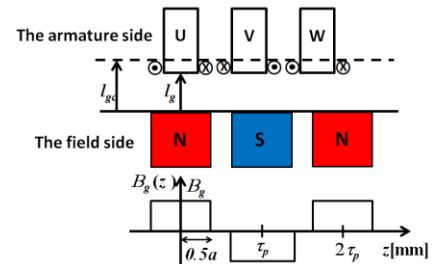


図 3 電機子コアの移動によるギャップの磁束密度の分布
Fig. 3. Flux density distribution resulting from moving an armature unit.

$$\Psi_c(l_a) = N(l_a, l_c) \phi_c(l_a) = \frac{4N(l_a) k_c(l_a) B_g A_a(l_a)}{\pi} \sin\left(\frac{\pi(a - l_a)}{\tau_p}\right)$$

$$\left(\because N(l_a, l_c) = \frac{\alpha(l_a, l_c) A_w(l_a, l_c)}{S_c}, k_c(l_a) = \frac{A_a(0) - A_a(l_a)}{A_a(l_a)}\right) \quad (9)$$

〈3・4〉 最大推力 d 軸電流=0 の制御を想定した時の 1 コアの最大推力は式(10)のようになる。式(10)で、 E_{rms} は誘導起電力の実効値、 I は電機子電流、 v は移動速度、 J は電

流密度である。

$$F_t(l_a) = p \frac{E_{rms} I}{v} = \frac{2\sqrt{2}pk_c(l_a)B_m A_a(l_a)N(l_a, l_c)I}{\tau_p} \sin\left(\frac{\pi(a-l_a)}{\tau_p}\right)$$

$$\left(\because N(l_a, l_c)I_d = \frac{\alpha(l_a, l_c)A_w(l_a, l_c)I}{S_c} = \alpha(l_a, l_c)A_w(l_a, l_c)J \right) \quad (10)$$

1 コア時の計算結果から 9 コア-8 極組み合わせを適用した時の最大推力は、式(11)を用いて求めることができる。

$$F_{t_3phase}(l_a) = 1.5 \times m \times \beta \times F_t(l_a) \quad (11)$$

式(11)で $F_t(l_a)$ は 1 コア時の推力の最大値、 m は 1 相におけるコア数であり、提案モデルでは 3 である。また β は、3 コア-2 極組み合わせをベースにした 9 コア-6 極組み合わせに対する推力の割合であり、9 コア-8 極組み合わせでは 0.922 である。

4. 磁気飽和の影響を考慮した推力設計

前章での推力特性は、電機子起磁力によるコアの飽和は起きないと仮定した式であり、実際電機子起磁力の増加によって、コアの動作点はだんだん大きくなる。この時、本解析で用いた 50JN230 の中の磁束密度が図 4 のように約 1.5T 付近を超えると、だんだん飽和していく。

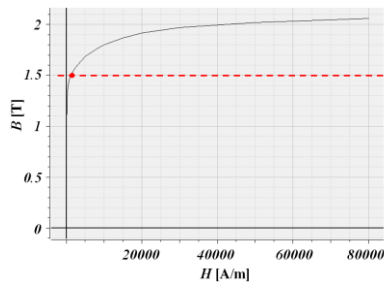


図 4 設計の用いたコアの B - H 曲線

Fig. 4. B - H curve of ferromagnetic material (50JN230)

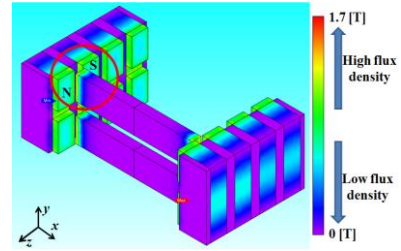
一旦コアの磁束密度が 1.5T 付近を超えると、コアにかかる磁界と磁束密度で決まるコアの透磁率とギャップの透磁率の差はだんだん小さくなり、どんなに電機子起磁力を増やしても推力は上がらないわけである。

これらは、モータの推力に対する制御性や性能の悪化を及ぼす。したがって、設計の段階で電機子電流に対する推力の線形性を維持できる範囲での推力と最大電機子起磁力を見積もっておくのは重要である。

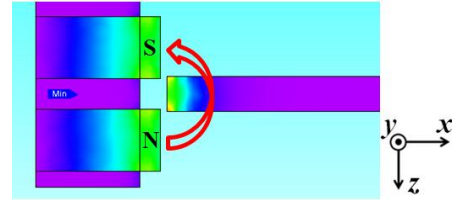
〈4.1〉 飽和の対象と状態選定 提案モデルは、磁気回路の構成上、電機子側、界磁側両方にコアを有している。つまり、飽和の対象は両方にあるコアになるが、ディテント力低減のために 9 コア-8 極組み合わせを適用したため、 τ_s が τ_p より小さいことと、電気装荷を確保するためにはコイルを巻ける空間をある程度確保しないとしない理由から、進行方向 z 軸における電機子側コアの幅が界磁側のコア

の幅より小さい。よって、飽和は電機子コアの方で先に起きる。したがって、飽和の対象を電機子コアにした。

次に、どの状態での飽和を考慮するかに関しては図 5 から分かる。最大推力が発生する位置での無負荷時にコアの流れ込む永久磁石からの有効磁束はほぼ 0 である。これは、電機子コアが永久磁石の真上から電氣的に 90° 離れている位置では、N 極からの磁束はほぼ隣の S 極に漏洩し、電機子コアの飽和は主にコイルに流す電流による電機子起磁力から影響を受けていることを意味している。



(a)



(b)

図 5 最大推力が発生する点での無負荷磁束密度分布
Fig. 5. Flux density distribution at no-load condition where maximum thrust is generated.

〈4.2〉 電機子コアに流れる磁束の見積もり 最大推力が発生するところで電機子コアを通る磁束を ϕ_{core} と定義する。 ϕ_{core} を求める際の磁束のパスを考慮する。

提案モデルでは、体積の制約の中で各部のパラメータの変化により以下のような三つのケースに分けられる。図 6 に各ケースでの電機子コアと永久磁石の位置関係を示す。

- A) $2(b-l_a) < l_{w2}$ (y 方向での電機子コアの長さが永久磁石の長さより小さい時)
- B) $2(b-l_a) = l_{w2}$ (y 方向での電機子コアの長さが永久磁石の長さと同じ時)
- C) $2(b-l_a) > l_{w2}$ (y 方向での電機子コアの長さが永久磁石の長さより大きい時)

ϕ_{core} の導出では、比較的に簡易に見積もることができることから、パーミアンス法を用いた。三つのケースとも ϕ_{core} は式(12)で求めることができる。式(12)で、 P_{total} は各磁路から求めたパーミアンスの総和であり、 $N(l_a, l_c)I$ は空間的に決まる電機子起磁力である。式(12)から、 ϕ_{core} はある寸法で P_{total} が決まっている時には電機子起磁力 NI に比例することが分かる。

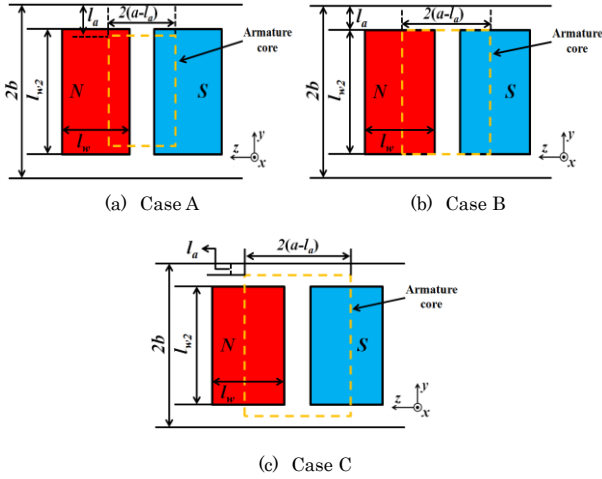


図6 l_a の変化による電機子コアと永久磁石の位置関係
Fig. 6. Three cases considering in the calculation of ϕ_{core} .

$$\phi_{core}(l_a) = P_{total}N(l_a, l_c)I = \sum_{i=1}^n P_i N(l_a, l_c)I \quad (12)$$

〈4・3〉 推力の線形性が確保できる範囲での最大電機子起磁力と電機子電流の上限 ここでは、飽和の問題がなく、推力の線形性が確保できる範囲での最大電機子起磁力と電機子電流の上限を決める。これは、モータの設計において極めて重要なことであり、どこまで性能を発揮させることができるかを示す指標でもある。

前節でも述べたように、最大推力が発生するところで起きる電機子コアの飽和は、主にコイルに流す電流による電機子起磁力から影響を受けている。したがって、ここでは最初に電気装荷の変数として定めた l_a の変化に基づいて解析する。これは、 l_a の変化によって電機子起磁力と電機子コアの断面積が変わるからである。

飽和の問題がなく、推力の線形性が確保できる範囲での磁束密度の上限に関しては、解析に用いる材料の特性にもよるが、提案モデルでは 1.5T に定めた。

l_a の変化に対する最大電機子起磁力と電機子電流の上限は、前章で導出した式(13)から求めることができる。つまり、飽和の問題がなく、推力の線形性が確保できる範囲での磁束密度の上限 1.5T は、式(12)を電機子コアの断面積 $A_a(l_a)$ で割ることで導出でき、電機子コアの磁束密度や電機子起磁力が式(13)のように 1.5T より小さい領域であれば、推力の線形性が保たれ飽和が起きないことを意味している。

$$1.5T = B_{max_linear} \geq \frac{\phi_{core}(l_a)}{A_a(l_a)} \quad (13)$$

また、最大電機子起磁力の上限 NI_{max} は式(14)で決まり、これを巻き数で割ったのが最大電機子電流 I_{max} になる。

$$NI_{max} = \frac{(B_{max_linear} \times A_a(l_a))}{P_{total}} \quad (14)$$

5. 3次元磁界解析による考察

表3と図7に3次元磁界解析に用いる提案モデルの各部の寸法と仕様、3次元メッシュモデルを示す。解析では、JMAG-Designer 10.4.3h を用いた⁽⁷⁾。

表3 3次元磁界解析に用いる各部の寸法と仕様

Table III. Specifications in 3-D field analysis

Symbol	Quantity	Symbol	Quantity
L_a	50 [mm]	n_s	4.5 [mm]
L_h	40 [mm]	a	6 [mm]
τ_p	13.5 [mm]	b	10 [mm]
τ_s	12 [mm]	l_c	Variable
l_w	9 [mm]	l_g	1 [mm]
l_{w2}	15 [mm]	l_a	Variable
l_f	15 [mm]	l_m	Variable
l_n	10 [mm]	v	1 [m/s]
J	7 [A/mm ²]	I	3.4 [A]
S_c	0.804 × 0.804 [mm]	B_r	1.34 [T]

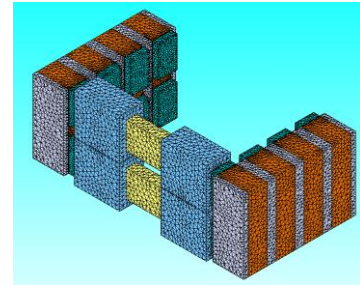


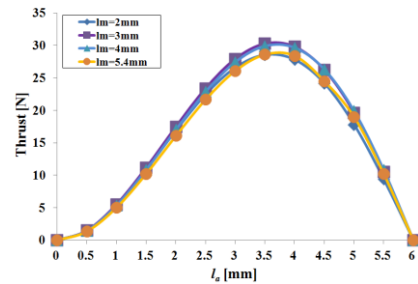
図7 3次元メッシュモデル

Fig. 7. The 3-D mesh model in the field calculation.

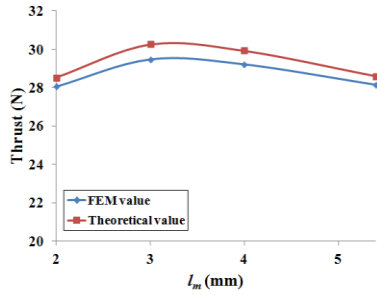
〈5・1〉 推力の考察 l_a と l_m に対する推力の結果を図8に示す。

図8(a)から、どの l_m に対しても l_a の増加による推力の傾向は同じであり、 $l_a=3.5\text{mm}$ で最大値を得られた。 l_m の増加とともに B_m が大きくなるため、磁気装荷は増加傾向になる。しかし、 $l_m=4\text{mm}$ から推力が下がるのは、空間的に短くなった l_c によって下がる電気装荷の影響が大きいためである。

また、図8(b)のように理論値は解析値と良く一致しており、最大推力は $l_m=3\text{mm}$ で発生している。この点での推力の理論値は 29.5N であり、9 コア・8 極組み合わせに換算した時は約 122N である。



(a) Theoretical values of thrust



(b) FEM values of thrust at various l_m

図 8 l_a と l_m に対する推力

Fig. 8. Results of thrust at various l_a and l_m .

〈5・2〉 推力の線形性が確保できる範囲での最大電機子起磁力と電機子電流の上限 まずは、表 3 に基づいて求めた ϕ_{core} の計算結果を表 4 に示す。表 4 に示した結果は、各ケースで一つの l_a だけを考慮した時の ($l_a=3.5\text{mm}$ 、 2.5mm 、 1.5mm)での結果である。表 1 から、理論値は 3 次元解析値と比較的に一致していることが分かる。

また、前章で定めたケース A~C における最大電機子起磁力と電機子電流の理論値を表 4 に示す。表 4 に示したように、 l_a の減少によって電機子コアの断面積 $A_a(l_a)$ が大きくなるため、最大電機子起磁力の上限も大きくなる。また、最大電機子電流 I_{max} も大きくなるが、これは空間的に l_a が小さくなることによって稼げる巻き数が少なくなるからである。

本設計で用いた定格電流 3.4A を考慮すれば、各ケースでの定格領域ではまだ飽和の問題はないと考えられる。

特に、推力の最大点(ケース A: $l_a=3.5\text{mm}$ 、 $l_m=3\text{mm}$)で 7.7A を流した時の電機子コアの磁束密度の解析値は約 1.52T であり、式(13)の条件とほぼ一致していることが分かる。

表 4 各ケースにおける ϕ_{core} の結果

Table IV. The results of ϕ_{core} in each case

Case	ϕ_{core} [Wb] (Theoretical value)	ϕ_{core} [Wb] (FEM value)
A ($l_a=3.5\text{mm}$)	4.73×10^{-5}	4.74×10^{-5}
B ($l_a=2.5\text{mm}$)	2.25×10^{-5}	2.27×10^{-5}
C ($l_a=1.5\text{mm}$)	4.74×10^{-5}	4.75×10^{-5}

表 5 各ケースにおける最大電機子起磁力と電機子電流

Table V. Theoretical results of maximum MMF and current

Case	NI_{max} [AT]	I_{max} [A]
A ($l_a=3.5\text{mm}$)	833.3	7.7
B ($l_a=2.5\text{mm}$)	1214.9	15.4
C ($l_a=1.5\text{mm}$)	1770.8	37.7

以上の結果を用いて電機子電流を 3.4A から 13.4A まで 2A ずつ増加させた時の磁束密度を図 9 に示す。予想通り、解析値は 7.4A までは理論値とよく一致しており、7.4A からは電機子コアの飽和の影響で電流に対する線形性がだんだんなくなっていくことが分かる。

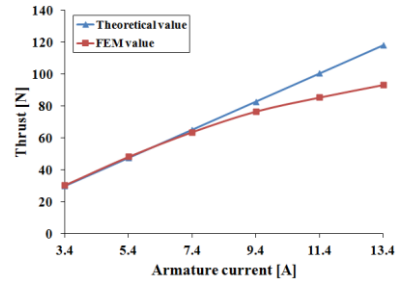


図 9 推力-電流特性

Fig. 9. Thrust-current characteristics.

6. 結論

今回の報告では、前回提案した両面式横方向磁束 PMLSM について、磁気飽和が起きない範囲で推力を簡易算定し、飽和を考慮できる有限要素法と組み合わせ、飽和を含む非線形性を考慮した見通しの良い設計法を提案した。

推力の設計時にできるだけ電磁界解析ソフトを用いる計算数を減らすためには、基礎設計の段階で、ある程度見積もりができる簡易設計が必要になる。

本研究では、推力は磁気装荷(永久磁石による起磁力)と電機子電流(電機子電流による起磁力)の積で表現されることに着目した。具体的には、体積の制約の中で空間に依存する各装荷を関数化し、その積が最大になる点を見積もった。この手法による理論値と 3 次元磁界解析値は良く一致した。

また、磁気飽和が起きない条件での推力と電機子起磁力、電機子電流の上限を見積もった。具体的には、飽和の問題がなく、推力の線形性が確保できる範囲での磁束密度の上限を材料から設定した後、その上限での最大電機子起磁力を見積もった。設計時に電機子起磁力をこの上限値以下に設定することで、推力の線形性を維持し飽和を回避できる。本手法により、体積の制約の中である決まった寸法に対する電機子起磁力や推力の指標を容易に得ることができる。

現在、デメント力や銅損、鉄損を含む検討をしており、今後の課題としては試作モデルを製作し、提案モデルの有効性を報告する予定である。

文 献

- (1) H. Weh, H. Hoffman, and J. Landrath, "New permanent magnet excited synchronous machine with high efficiency at low speeds," in Proc. Int. Conf. Elect. Mach., pp. 35-40, (1988).
- (2) S. D. Joao and V. Mauricio, "Transverse flux machine : what for?," IEEE Multidisciplinary Engineering Education Magazine, Vol. 2, No. 1, pp. 4-6, (2007).
- (3) 申 重燮, 古開隆章, 金 弘中: "大推力両面式横方向磁束リニア同期モータの提案", 平成 23 年電気学会リニアドライブ研究会 2011, LD-11-031, (2011).
- (4) Krishnan Ramu: Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors, CRC Press/Taylor & Francis, (2009).
- (5) JFE Steel Corp.
<http://www.jfe-steel.co.jp/>
- (6) Shin-Etsu Chemical Co., Ltd.
<http://www.shinetsu.co.jp/j/index.shtml>
- (7) JSOL Corp.
<http://www.jmag-international.com/>