

大推力両面式横方向磁束リニア同期モータの提案

申 重燮*, 古関隆章(東京大学), 金 弘中(Sung-Jin Royal Motion Co. Ltd)

Proposal of high thrust double-sided type transverse flux linear synchronous motor

Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, (The University of Tokyo)

Kim Houn-Joong, (Sung-Jin Royal Motion Co. Ltd)

Abstract

Linear motors have been a great interest from industries. Especially, 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. However, the thrust force density could not be largely enhanced in conventional PMLSM due to the space competitions between the stator teeth and armature conductors. In recent years, the transverse flux PM-type linear synchronous motor has been researched as alternative because it can inherently offer high thrust density. We propose a double-sided transverse flux PMLSM. In this paper, the concept and structure of the proposed model are introduced and its characteristics are numerically computed by field calculation using Finite Element Method (FEM).

キーワード: 両面式リニアモータ、横方向磁束形リニアモータ、電磁界解析、リニア同期モータ

(Double-sided linear motor, Transverse flux type linear motor, FEM field analysis, Linear synchronous motor)

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。特に半導体製造装置、液晶検査装置等に XY ステージのような精密駆動装置の駆動源として利用される場合は、電子部品の小型化、ガラス基板の大型化等の傾向からその要求はさらに高まっている。

しかし、大推力密度をいう観点から見ると、従来の縦方向磁束PMLSMでは空間内で極数や極ピッチを自由に調整することが難しいため、高い推力密度を得ることが困難な場合もある。

このような観点から、近年横方向磁束PMLSMに関する研究が活発に行われている。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。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ある^[1]。

前回の報告では、回転式モータの電機子コアを用いた横方向磁束円筒PMLSMの磁束集中型界磁による大推力密度に関して述べたが、隣の非磁性体スペーサーに漏れる磁束の影響で、大推力密度を得ることはできなかった。したがって、高推力密度PMLSMを実現するためには、以下のようなことが重要である^[2]。

- (1) 磁石はなるべくエアギャップの近くに置くこと。
- (2) 無駄な空間を減らし、空間利用率を高めることでよりコンパクトに設計すること。
- (3) 磁束集中型界磁を考慮する場合は、三次元的な磁束の流れを考慮し、できるだけ漏れ磁束が少なくなるように設計すること。

上記を考慮しながら、本研究では両面式横方向磁束PMLSMの提案し、その設計と有限要素法による特性の計算を報告する。

2. 両面式横方向磁束 PMLSM

〈2・1〉設計の考慮点 本研究では、新しいモータを作る上で

XY ステージに対する要求性能と現在市販されている PMLSM の特長から、次のようないくつかの設計のポイントを定めた。

- (1) コンパクトで推力密度が高いこと。
- (2) デイテント力と推力リップルが小さいこと。
- (3) 磁気吸引力を相殺し、支持を簡単にすること。
- (4) 構造がシンプルで簡単に加工、組立てができること。

〈2.2〉提案モデルの基本構造と駆動原理 図 1 に提案する両面式横方向磁束 PMLSM の各ユニットの基本構造を示す。

一つの電機子ユニットは、図 1(a)のように I 型コアとコイルで構成する。コイルの巻き方は、コイルエンドが短いことと無駄な起磁力を減らすために、電機子極ごとに巻く集中巻きにする。一つの界磁ユニットは、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する。

電機子側と界磁側は、積層形構造で製作することが可能であり構造がシンプルであるため、加工が簡単になる。

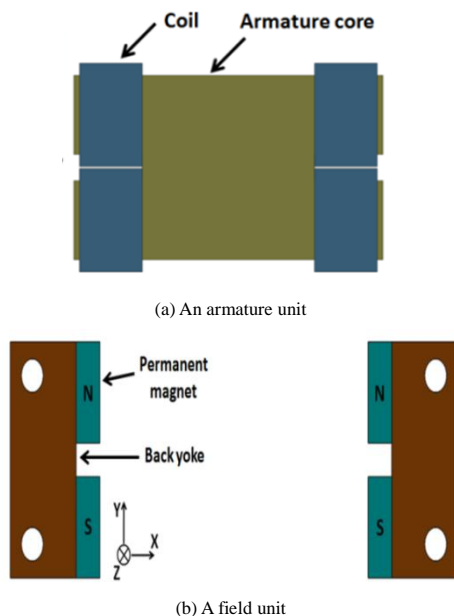


図 1 提案モデルの電機子、界磁ユニット

Fig.1 Each unit of the proposed model.

一つのユニットの磁気回路は、図 2(a)のように電機子コアの歯先の幅を永久磁石の幅と同じ寸法にし、界磁ユニットに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くることで一つの磁気回路を構成する。

U 相の電機子コイルには、上部と下部が 180° の位相差を持つようにU - \bar{U} を通电する。V, W 相にも同じように通电する。

両面式の構成になっているため、磁気吸引力は原理的に相殺できる。永久磁石の着磁は、前回のような磁束集中型ではないが、永久磁石を表面に置くことと巻き線を永久磁石の近くに置くことにより、磁路が短くなり磁束の有効利用ができると考え

られる。

進行方向に対しては、図 2(b)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° の間隔を維持して非磁性体スペーサーを挟んで進行方向に並べる。各鉄心間に非磁性体スペーサーが挟まれているので、各相は磁氣的に干渉しないで極数や極ピッチを自由に調整できるため、横方向磁束形モータのメリットである設計の自由度を高くすることが可能である。

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。Z1 から Z2 までの距離は、電氣的に 1 周期を示している。

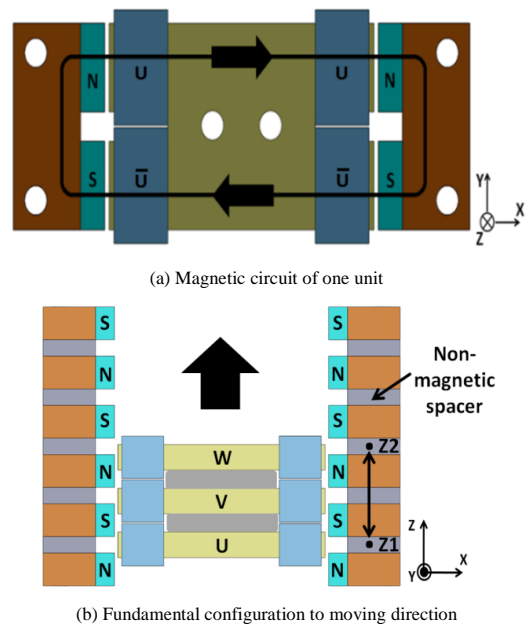


図 2 提案モデルの基本構造と駆動原理

Fig. 2 Fundamental configuration of the proposed model.

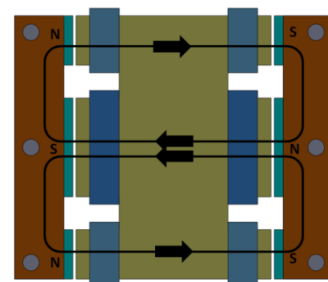


図 3 提案モデルの 3 層モデル

Fig. 3 Three-floor configuration of the proposed model.

大型にする場合は、図 3 のように 3 層モデルを構成することにより実現できる。また、3 層だけではなく 4 層、5 層など要求されるサイズに合わせて自由に調整することも可能である。特に、層を増やすことによるメリットとしては、磁気回路の数と推力が作用する対抗面積の増加による推力改善が挙げられる。

3. 従来横方向磁束モータの C 型電機子コアからみた I 型電機子コアの特長

提案した両面式横方向磁束 PMLSM は、構造的に I 型電機子コアの形を有している。従来の横方向磁束モータの C 型電機子コアに比べて以下のメリットが挙げられる。

(1) 電機子側の構成と製作が簡単になる。

従来の C 型電機子コアを用いた横方向磁束モータでは、永久磁石はその C 型コアの開口部の中におり、紙面の垂直な方向に並進運動をしている^[3]。また、巻き線は永久磁石から離れているところに集中して巻いてある。しかし、その開口部の高さは一般的に短いため、完成された巻き線を投入しにくい。そのため、コアのどこかを分割して巻き線作業をするのが現状である。

コアを分割してしまうと、電機子側の部品の数が増えてしまう。また、分割したところの切れ目が磁気回路に影響を与えたり、永久磁石からコアの歯先に作用する磁気吸引力のせいで切れ目の強度が弱くなる可能性がある。したがって、全体的に製作が難しくなる可能性もある。

しかし、提案モデルの I 型電機子コアでは、完成された巻き線を界磁側に挟む前に 4 か所の歯先に直接入れれば済むので、巻き線作業が簡単でコアを分割する必要もない。また、コイルは歯先にあるため、C 型コアを用いる場合より磁路を短くすることができる。つまり、永久磁石から出た磁束がそのままコイルと鎖交するため、磁束を有効に利用できる。C 型コアの場合も上下の歯先にコイルを設けることも可能ではあるが、上部のコイルは落ちてくるため、別途固定が必要となる。

(2) コイルの分散による磁気飽和の低減が可能である。

一般的に同じ磁路の面積を考えた場合、電機子側の起磁力によるコアの磁束密度は、その源であるコイル付近で一番大きく、コイルから離れば離れるほど小さくなる。C 型コアでは、コイルが 1 か所に集中して巻いてあるため、最大磁束密度もその 1 か所に集中してしまう。磁束密度が材料の飽和領域に達していない場合は問題にならないが、飽和領域を超えてしまった場合には磁気飽和が生じ、鉄損や推力の飽和、漏れ磁束などによる性能低下を招く。コアの幅を大きくし磁気抵抗を下げることで磁気飽和を減らすことは可能であるが、そうすると体積と重量が大きくなるため、コストアップや性能低下の原因となりあまり好ましくない。

しかし、提案モデルの I 型電機子コアでは、コイルを 4 か所に分散することにより磁気飽和の低減が可能である。これを証明するために、I 型コアを C 型コアの 3 次元磁界解析を行った。

解析では、同じギャップの磁束密度を得るための磁気回路を構成し、巻き数や電機子電流などすべての電気的な条件を同一にした。また、コアの材料としては、50JN230(JFE スチール、残留磁束密度：約 2.1T)を用いた。

鉄心の透磁率は無限大、永久磁石の比透磁率は空気と同じだと仮定すると、磁気回路は電機子側の起磁力とギャップの磁気抵抗、磁束で構成される。各コアの磁気回路を式(1)~(4)に

示す。式(2)と(4)で、 B_{gl} 、 B_{gc} は I 型コアモデルと C 型コアモデルでのギャップ磁束密度、 H_{ml} 、 H_{mc} は各コアの永久磁石の動作点での保持力、 N_l 、 N_c は巻き数、 l_{gl} 、 l_{gc} はギャップの長さ、 l_{ml} 、 l_{mc} は着磁方向の長さ、 I は電機子電流である。各部の詳細を表 1 にまとめた。また、表 1 から解析に用いるモデルを作った。

$$4H_{ml}l_{ml} = 4N_l I + 4(R_{ml} + R_{gl})\phi_{gl} \quad (1)$$

$$B_{gl} = \frac{\mu_0(H_{ml}l_{ml} + N_l I)}{l_{gl} + l_{ml}} = \frac{\mu_0 H_{ml} l_{ml}}{l_{gl} + l_{ml}} + \frac{\mu_0 N_l I}{l_{gl} + l_{ml}} \quad (2)$$

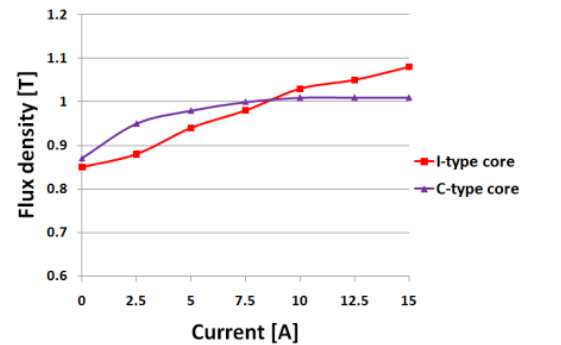
$$H_{mc}l_{mc} = N_c I + (2R_{mc} + R_{gc})\phi_{gc} \quad (3)$$

$$B_{gc} = \frac{\mu_0(H_{mc}l_{mc} + N_c I)}{2l_{gc} + l_{mc}} = \frac{\mu_0 H_{mc} l_{mc}}{2l_{gc} + l_{mc}} + \frac{\mu_0 N_c I}{2l_{gc} + l_{mc}} \quad (4)$$

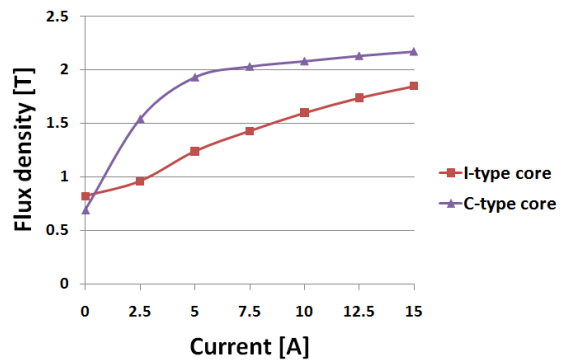
Table 1. Dimension in magnetic circuit.

I 型コアモデル		C 型コアモデル	
H_{ml} [A/m]	1.09×10^6	H_{mc} [A/m]	1.09×10^6
N_l [turns]	60	N_c [turns]	240
l_{gl} [m]	1.5×10^{-3}	l_{gc} [m]	1.5×10^{-3}
l_{ml} [m]	3×10^{-3}	l_{mc} [m]	6×10^{-3}

式(2)と(4)で分かるように、同じギャップ長を想定した場合、無励磁時に同じギャップの磁束密度を得るためには、 $l_{mc} = 2l_{ml}$ の関係があることが分かる。また、 $N_c = 4N_l$ の関係があるため、理論式では B_{gc} が電機子電流の増加によって B_{gl} より $I(R_{gc} - R_{gl})T$ 大きくなるはずである。



(a) The air gap flux density



(b) Flux density in core wound coil

図 4 電流－磁束密度の特性の 3 次元磁界解析結果
Fig. 4 The current-flux density characteristics based on three-dimensional FEM analysis.

しかし、3次元磁界解析結果では、図4のように無励磁時のギャップの磁束密度はI型コアとC型コアではほぼ同じだったが、電機子電流の増加によるギャップの磁束密度は理論式と大きく違い、C型コアでは5A付近から飽和を起していることが分かる。また、電流の増加に対するコイル部の磁束密度も、I型コアでは15Aまで線形的に増加することに対し、C型コアでは5A以降から飽和していることが分かる。

これは、図5(a)のように、1か所に集中されて240turnが巻いてあるため、起磁力がコイル付近に大きく発生し最大磁束密度もその1か所に集中してしまうからである。しかし、図5(b)のようにI型コアでは、最初に予想した通り60turnずつ4か所に分けて巻くため、磁気飽和の影響が少ない。したがって、従来のC型コアに比べてI型コアでは、磁気飽和の影響による性能低下を小さくすることができる。

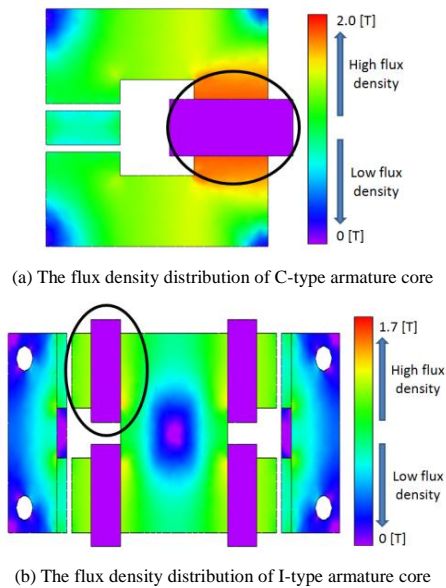


図5 磁束密度の分布

Fig. 5 Flux density distribution based on three-dimensional FEM analysis (total winding: 240turns, current: 5A).

(3) 推力の向上 C型コアでは、推力が作用する場所が2ヶ所しかない。C型コアで推力を増加させるためには、永久磁石とコアの対抗面積を増やさないと行かないが、対抗面積を増やした分飽和の問題もあるため、それに合わせてコアの幅も増やさないと行かない。これにより、鉄心の量や全体的な体積、コイルエンドなどが大きくなり、効率を考えた場合はあまりいい方法ではない。

しかし、I型コアでは基本4ヶ所であるため、同じ条件の下では原理的にはC型コアより2倍の推力が発生する。前節と同じ条件で、I型コアとC型コアの電流に対する静推力の3次元電磁界解析を行った。解析では、9コア-8極組み合わせを適用したモデルの1相分だけ考慮した。その結果を図6に示す。

図6に示したように、I型コアでは10Aまで推力の線形性を保っているが、C型コアでは2.5A付近で推力の飽和が始まり、電流の増加によって静推力の差は大きくなっていくことが分か

る。この格差は、(2)で述べた鉄心の飽和による影響でもあるが、飽和を考慮しなくてもI型コアより推力が作用する場所が少ないからでもある。

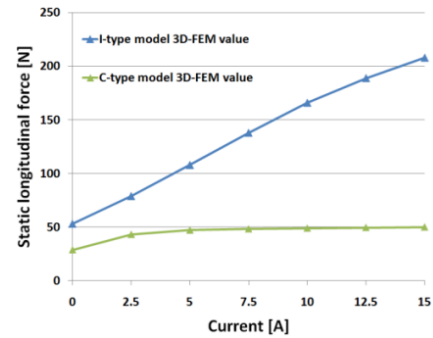


図6 静推力-電流特性

Fig. 6 Static thrust-armature current characteristics.

4. 設計の基本式と特性算定

本章では簡易設計のための磁気回路法による設計基本式と特性を算定する。そのため、次のような仮定をした。

- (1) 提案モデルは、一般的な縦磁束形モータと違って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) 鉄心の透磁率は無限大、永久磁石の比透磁率は空気と同じ1である。
- (3) 磁気飽和、磁気ヒステリシス、渦電流の影響を考慮しない。

〈4・1〉エアギャップの磁束密度 コイルに流れる電流によって発生する起磁力は、磁束漏れを考慮しないと式(5)のように永久磁石による起磁力とギャップに作用する起磁力の和になる。

$$NI = H_m l_m + H_g l_g \quad [A] \quad (5)$$

ここで、 N はコイルの巻き数、 I は電機子電流、 H_m と H_g は動作点での永久磁石とギャップの磁界、 l_m と l_g は永久磁石の高さとギャップの長さである。また、永久磁石の動作点を決定するために、永久磁石を選定した。本研究では、信越化学のN50M (NdFeB系磁石、 $H_c: 1092436$ [A/m]、 $B_r: 1.32$ [T])を用いることにした。永久磁石動作点での磁束密度 B_m を式(6)に示す。

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

漏れ磁束とカーター係数($C=1.27$)を考慮したギャップの磁束密度は、式(5)-(6)を用いると式(7)のようになる。

$$B_g = \frac{k_l B_r}{A_g + \frac{g_d}{l_m}} \left(1 - \frac{NI}{H_c l_m} \right) \quad [T] \quad (7)$$

k_l は漏れ係数、 A_g と A_m は電機子コアの一か所の極に対する進行方向のギャップと永久磁石の面積、 g_d はカーター係数によるギャップ長である。

〈4・2〉逆起電力 進行方向のスロットによる空間高調波の影響がほとんどないと考えると、可動子の移動によるギャップ磁束は式(8)のように表わすことができる。

$$\phi_g(z) = \phi_{gmax} \cos\left(\frac{\pi v z}{\tau}\right) \quad [\text{Wb}] \quad (8)$$

ϕ_{gmax} は最大ギャップ磁束、 v は移動速度、 τ は極ピッチである。式(3.6)で分かるように、可動子の移動によるギャップ磁束は 2τ の周期(電氣的に 360°)を持っている。

無励磁時に時間によって変化する磁束は、電機子コイルに鎖交し、コイルには速度に比例する逆起電力が発生する。式(9)に電機子コイルに鎖交する逆起電力 e を示す。 p は界磁1ユニットの永久磁石の数、 k_c は巻線係数である。

$$e(z) = -k_c p N \frac{d\phi_g}{dt} = \frac{k_c k_l \pi v}{\tau} p N \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{V}] \quad (9)$$

〈4.3〉ディテント力、推力 ディテント力は、推力リップルの原因となり、高位置決め精度が必要な半導体製造装置や液晶検査装置にとっては、大きな問題でありこのディテント力を低減することが大事である。提案モデルでは進行方向に対する電機子コアと永久磁石の組合せを適切に工夫することにより、全体のディテント力を小さくする方向に着目した。したがって9コア-8極組み合わせを用いた。

式(10)に仮想仕事の原理から求めた提案モデルの電機子1コアに対するディテント力を示す。 B_{gmax} はギャップ磁束の最大値である。

$$F_{detent}(z) = -\frac{dW}{dz} = \frac{k_l^2 B_{gmax}^2 \pi A_g g d}{2\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (10)$$

1個の電機子コアを電流一定の条件で一定速度で動かした時の推力を式(11)に示す。

$$F_{thrust}(z) = \frac{0.707 k_c k_l \pi p N I \phi_{gmax}}{\tau} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (11)$$

5. 有限要素法による提案モデルの解析

〈5.1〉ギャップの磁束密度 図7に提案モデルのギャップ磁束密度の理論値と3次元磁界解析に基づいた解析値を示す。

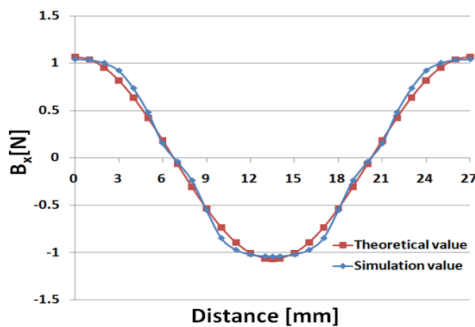


図7 電機子コアの移動によるギャップ磁束密度

Fig. 7 Air gap flux density when the armature core is moving to z direction.

永久磁石が電機子コアの直下にある時のギャップの磁束密度は1.042Tで理論値とほぼ同じだった。また、電機子コアの移動によるギャップの磁束密度の波形も解析値と理論値はほぼ

一致していることが分かる。このようなことから、提案モデルの誘導起電力や、ディテント力、推力などの波形は、正弦波に近い波形になることが予想される。

〈5.2〉ディテント力、推力 1相分(3コア)だけ考慮した考慮した時の最大ディテント力は、図8のように88.7Nだった。また、その波形は綺麗な正弦波になっていることが分かる。しかし、9-8組み合わせのフルモデルを考慮した場合は、2.32Nまでディテント力が低減した。

5A流した時の1相分の最大推力は、図9のように約114[N]であり、3相分を考慮した場合は1.5倍程度の171[N]となる。以上のことから、提案モデルではディテント力を1.35%まで抑えることができた。綺麗な正弦波状の波形が得られることは永久磁石と電機子の相対的な移動に対して磁束の変化量が滑らかであり、超精密位置決め装置のサーボ制御に有利であることを意味している。

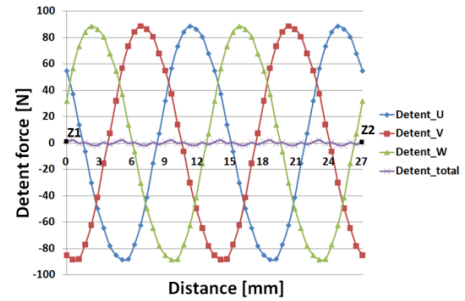


図8 9-8組み合わせを考慮した時のディテント力

Fig. 8 Detent force by nine slot-eight pole combination.

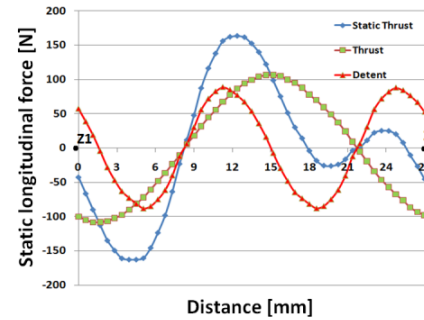


図9 提案モデルの静推力と推力、ディテント力

Fig. 9 Thrust and detent force of the proposed model.

〈5.3〉ギャップ長のアンバランスによる磁気吸引力の検討

磁気吸引力を相殺し支持を簡単にすることは、PMLSMに要求されている重要な特性の一つである。提案モデルは両面式の構造を持っているため、原理的には磁気吸引力が相殺でき支持が簡単になる。

しかし、これは界磁側がしっかりと固定されていることを前提にしている。実際は両面式の構造を持っているPMLSMでは、界磁側の支持が大事である。界磁側がしっかりと支持されていないと、磁気吸引力が生じ界磁側がモーメントを受け電機子側にくっついてしまう現象が起きる。これはギャップ長のアンバランスの原因になり、空間高調波や推力リップルなどの問題を起

こす恐れがある。

提案モデルでの磁気吸引力は式(12)のように示すことができる。 F_{x_left} 、 F_{x_right} は左側と右側の界磁側に働く吸引力、 S はギャップの面積、 B_{gmax_left} 、 B_{gmax_right} は左側と右側のギャップ磁束密度の最大値である。

$$F_x = F_{x_left} - F_{x_right} = \frac{S}{\mu_0} (B_{gmax_left}^2 - B_{gmax_right}^2) [N] \quad (12)$$

式(12)で分かるようにギャップ長のアンバランスが生じていない時は、左右の磁気回路は同じであるため磁気吸引力は発生しない。しかし、ギャップ長のアンバランスが生じている時は、磁気抵抗の差によって左右の最大ギャップ磁束密度が同じ値にならないため、磁気吸引力が発生する。左側のギャップが 1.5mm、右側のギャップが 0.5mm の時の 1 個の電機子コアに対する磁気吸引力の理論値は 51.6N であり、3 次元磁界解析値とほぼ一致した。

つまり、界磁側を固定するねじには磁気吸引力による 51.6N のせん断力に耐えるぐらいの強度が必要だということを意味している。

6. 他の PMLSM との比較による推力密度の評価

推力密度は、PMLSM を評価する上で重要なパラメータである。本研究では、以下の項目に関して推力密度の算出し他の PMLSM との比較による評価を行った。比較評価では、前回報告した横方向磁束形円筒 PMLSM と一般の縦方向磁束両面式 PMLSM を用いた^{[2],[4]}。特に重量推力密度を推力密度の評価基準として定めたのは、最近レアアース磁石の高価格化に伴い、モータのコストに関わる割合が高くなったからである。各モデルの推力密度を表 2 に示す。

- 電機子と界磁が対抗する部分のモータ単体の体積 (体積推力密度)
- 電機子と界磁が対抗する部分の総面積 (面積推力密度)
- 推力が作用する面積で使用された永久磁石の重量 (重量推力密度)

Table 2. Comparison of thrust density

	提案モデル	横方向磁束形円筒 PMLSM	縦方向磁束両面式 PMLSM
推力 [N]	171	171	2000
電流 [A]	5	5	29.7
体積 [m ³]	4.32×10 ⁻⁴	6.91×10 ⁻⁴	83×10 ⁻⁴
体積推力密度 [N/m ³]	39.6×10 ⁴	24.7×10 ⁴	24.6×10 ⁴
面積 [m ²]	8.64×10 ⁻³	15.6×10 ⁻³	117×10 ⁻³
面積推力密度 [N/m ²]	1.98×10 ⁴	1.1×10 ⁴	1.71×10 ⁴
重量 [kg]	0.176	0.176	3.32
重量推力密度 [N/kg]	9.72×10 ²	9.72×10 ²	6.02×10 ²

表 2 で分かるように提案モデルは、前回報告した横方向磁束

形円筒 PMLSM に比べて推力自体は同じだったが推力密度が大きく改善されたことが分かる。つまり、提案モデルでは前回の電機子極間の無駄な空間がほとんどないため、空間利用率が高くコンパクトで大推力を得ることができることを意味している。

また、提案モデルでは縦方向磁束両面式 PMLSM より電機子と界磁が対抗する部分のモータ単体の体積と推力が作用する面積を大きく改善され、体積推力密度は約 61%、面積推力密度は約 16%増加した。面積推力密度の増加分は体積推力密度の増加分に比べて小さいが、電機子と界磁が対抗する部分で約 95%少ない磁石量が使用されていることからみると、提案モデルは低コストで大推力を得られることが期待される。

7. まとめ

本研究では、大推力両面式横方向磁束 PMLSM を提案し、その設計と有限要素法による特性の計算を報告した。

提案モデルでは、電機子側と界磁側を積層形構造で製作することが可能であり、構造がシンプルであるため加工が簡単になる。電機子側には I 型コアを用いることで、従来の横方向磁束モータの C 型電機子コアに比べ、巻き線の作業と製作が簡単になることと磁気飽和の低減による推力の向上させることが可能である。

しかし、両面式の構造を持っているため、原理的には磁気吸引力が相殺できるが、界磁側がしっかりと支持されていないと、ギャップ長のアンバランスによる磁気吸引力が発生するため、界磁側の固定は十分気をつける必要がある。

また、位置決め精度を向上の対策として 9 コア-8 極組み合わせを取り入れ、ディテント力を推力の 1.4%まで低減することができた。大推力密度の観点からみると、提案モデルは前回報告した横方向磁束形円筒 PMLSM と縦方向磁束両面式 PMLSM に比べてコンパクトで大推力を得ることができる。したがって、コア付き式のメリットを生かしながら、高精密度位置決め装置のサーボ制御に有利であることが期待できる。

今後は試作モデルを製作し、実験を行い提案モデルの有効性を検証していく予定である。

文 献

- (1) Weh, H, Hoffman, H, Landrath, J : "New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with High Efficiency at Low Speeds", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, 1988.
- (2) 申 重燮, 古閑隆章, 金 弘中: "横磁束形円筒リニア同期モータの設計と磁束集中形界磁による大推力化の提案", 平成 22 年電気学会リニアドライブ研究会 2010, LD-10-060, 東京, 2010.
- (3) K. Sato, J.S. Shin, T. Koseki and Y. Aoyama : "Basic Experiments for High-Torque, Low-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor and a Technique for Reducing Cogging Torque", International Conference on Electrical Machines, Roma, Italy, Sep 2010.
- (4) Yasukawa Electric Corp.
<http://www.yaskawa.co.jp/>.