

— 修士論文 —

# 大推力横方向磁束リニア同期モータの 提案と評価

Proposal of a large thrust transverse-flux type linear synchronous motor  
and its performance evaluation

平成 23 年 8 月 17 日提出

指導教員 古関 隆章 准教授

東京大学大学院 工学系研究科  
電気系工学専攻 修士課程  
学籍番号 37-096970

申 重燮

## 内容梗概

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など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、従来のフェライト磁石系より約5~10倍の高い磁気特性を持つNdFeB系磁石やSmCo系磁石などの希土類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急速に増えている。

しかし、大推力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。

本研究では、XYステージ用を想定した大推力横方向磁束 PMLSM を提案し、大推力密度を得るための考え方と現在産業分野で要求されている特性を満足させるための形状の工夫とともに、磁気回路法を用いた提案モデルの定式化による設計、基礎特性の算出と有限要素法を用いた磁界解析による提案モデルの詳細な設計と特性算出について論じている。また、すでに商用化されている PMLSM との比較を行い、提案した大推力横方向磁束 PMLSM の特性上の有用性を評価している。

# 目次

<b>第 1 章 序論</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究背景.....	1
1.2 産業分野で要求される特性から見た従来のリニア同期モータ.....	3
1.3 研究目的.....	5
1.4 論文の構成.....	5
<b>第 2 章 横方向磁束円筒リニア同期モータ</b> .....	<b>6</b>
2.1 設計の考慮点.....	6
2.2 回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒リニア同期モータ.....	7
2.2.1 横方向磁束モータ.....	7
2.2.2 横方向磁束円筒リニア同期モータの基本原理と構造.....	7
2.2.3 長ストロークを考慮したオープンタイプ.....	10
2.3 構造的な観点からみた提案モデルの特長.....	11
2.4 電機子コアと永久磁石の組み合わせによる低ディテント力化.....	12
2.5 設計における寸法の制約.....	14
2.6 磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定.....	18
2.6.1 ギャップの磁束密度.....	18
2.6.2 逆起電力.....	20
2.6.3 ディテント力.....	23
2.6.4 静推力、推力.....	23
2.6.5 推力密度.....	24
2.6.6 巻線抵抗、自己インダクタンス.....	25
2.6.7 出力、力率、効率.....	27
2.7 磁界解析による詳細設計と性能評価.....	28
2.7.1 断面の磁束と磁気回路.....	28
2.7.2 中央の軸のための直径決定.....	31
2.7.3 有効磁束率.....	32
2.7.4 電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度.....	32
2.7.5 ディテント力.....	33
2.7.6 静推力、推力.....	34
2.8 本章のまとめ.....	36
<b>第 3 章 磁束集中型界磁による大推力化の試みと問題点</b> .....	<b>38</b>
3.1 大推力密度の観点からみた横方向磁束円筒リニア同期モータの限界.....	38
3.2 磁束集中型界磁による大推力化.....	38

3.3	磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定	42
3.4	磁界解析による詳細設計と性能評価	44
3.4.1	断面の磁束と磁気回路	45
3.4.2	永久磁石の端部における漏洩磁束を考慮した界磁側の形状	47
3.4.3	電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度	50
3.4.4	ディテント力	50
3.4.5	静推力、推力	51
3.5	磁束集中型モデルの問題点	52
3.6	形状の変更による漏れ磁束と推力の検討	54
3.7	本章のまとめ	57
<b>第4章</b>	<b>固定界磁形両面式横方向磁束リニア同期モーター Smotor</b>	<b>59</b>
4.1	横方向磁束円筒リニア同期モータからみた大推力密度の観点	59
4.2	固定界磁形両面式横方向磁束リニア同期モーター Smotor	59
4.2.1	Smotor の基本構造と駆動原理	59
4.2.2	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	63
4.3	設計における寸法的な制約	68
4.4	磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定	71
4.5	磁界解析による Smotor の詳細設計と性能評価	74
4.5.1	永久磁石から出た有効鎖交磁束の割合 (電機子側と界磁側が対向していない時)	74
4.5.2	永久磁石から出た有効鎖交磁束の割合 (電機子側と界磁側が対向している時)	76
4.5.3	磁気吸引力の検討	77
4.5.4	電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度	80
4.5.5	ディテント力	81
4.5.6	静推力、推力	83
4.6	定格推力に関する検討	85
4.7	横方向磁束円筒リニア同期モータとの比較を通した Smotor の有用性の評価	90
4.7.1	構造的な評価	86
4.7.2	推力密度の評価	88
4.7.3	力率、効率の評価	90
4.8	本章のまとめ	95
<b>第5章</b>	<b>従来のリニア同期モータとの比較を通した Smotor の有用性の評価</b>	<b>97</b>
5.1	概要	97
5.2	推力密度に関する評価	99
5.2.1	推力密度の評価基準	99
5.2.2	商用化されている PMLSM との比較による推力密度の評価	100



5.3	構造に関する評価	102
5.4	本章のまとめ	103
<b>第6章</b>	<b>結論</b>	<b>104</b>
6.1	まとめ	104
6.2	今後の課題	107
参考文献		
発表論文		
謝辞		

## 目次

1.1	Direct drive system in industrial fields .....	1
1.2	Principle of general PMLSM .....	2
1.3	Conventional PMLSM .....	4
2.1	Transverse flux type machinery .....	7
2.2	The principle of transverse flux type machinery using armature cores for rotary machinery .....	8
2.3	Fundamental configuration of three-phase units of the proposed model .....	10
2.4	Deflection of the proposed model .....	10
2.5	Open type for long stroke .....	11
2.6	Principle of detent force .....	12
2.7	Principle of 9core-8pole combination .....	14
2.8	Dimension of cross-section for winding .....	15
2.9	The average length of coil per one winding turn .....	16
2.10	Dimension of each part in the proposed model .....	17
2.11	Equivalent magnetic circuit considering 1 magnetic circuit .....	19
2.12	Second quadrant B-H characteristics of N50M .....	19
2.13	The air gap flux distribution by moving one armature core .....	21
2.14	Magnetic circuit for calculation of self-inductance .....	26
2.15	One phase equivalent circuit and phasor diagram .....	27
2.16	B-H curve of 50JN230 (JFE steel) .....	28
2.17	The results of 2-dimensional FEM analysis in the proposed model .....	29
2.18	The results of 2-dimensional FEM analysis in the open type model .....	30
2.19	The air gap flux density by increasing diameter of the field core .....	31
2.20	The no-load air gap flux density by moving an armature core .....	32
2.21	The theoretical no-load air gap flux density considered the 3th harmonic component .....	33
2.22	Detent force of the proposed model .....	34
2.23	Static thrust and thrust of the proposed model .....	34
2.24	Static thrust-current characteristic of the proposed model .....	35
3.1	Limitation of magnetization in the proposed model .....	38
3.2	Failure in Halbach array .....	39
3.3	The concept of flux concentration .....	39
3.4	An armature and field unit of the FC type model .....	41
3.5	Equivalent magnetic circuit considering one magnetic circuit .....	42
3.6	The results of 2-dimensional FEM analysis in the FC type model .....	45
3.7	Modification of the field core in the FC type model .....	47

3.8	The results of 2-dimensional FEM analysis in the modified shape .....	48
3.9	The results of 2-dimensional FEM analysis in the open type model .....	49
3.10	The no-load air gap flux density by moving an armature core .....	50
3.11	Detent force of the FC type model .....	51
3.12	Static thrust and thrust of the FC type model .....	51
3.13	The results of flux density in non-magnetic spacer .....	53
3.14	The results of flux density without the armature core in each model .....	54
3.15	The revised model .....	54
3.16	Magnetic circuit considered flux flow .....	55
3.17	Static thrust by varying magnet height and the flux density in the maximum point .....	57
4.1	Fundamental structure of Smotor .....	60
4.2	Fundamental configuration of three-phase units of Smotor .....	61
4.3	Three-floor configuration of Smotor .....	62
4.4	Model for long stroke .....	63
4.5	General C-type core of transverse flux type machinery .....	64
4.6	The current-flux density characteristics .....	66
4.7	The result of three-dimensional FEM analysis .....	67
4.8	Static thrust-armature current characteristics of Smotor and C-type based model .....	67
4.9	The detailed size of components .....	71
4.10	Equivalent magnetic circuit considering one magnetic circuit .....	71
4.11	Flux density distribution of Smotor .....	76
4.12	Flux density distribution of Smotor .....	77
4.13	Normal attractive force and flux density distribution by magnetic unbalance .....	79
4.14	Normal attractive force by moving armature core .....	79
4.15	Air gap flux density in Smotor .....	80
4.16	Detent force of Smotor .....	81
4.17	Detent force of Smotor by magnetic unbalance .....	82
4.18	Static thrust and thrust of Smotor .....	83
4.19	Static thrust and thrust of Smotor by magnetic unbalance .....	84
4.20	Thrust-current characteristics of Smotor .....	86
4.21	Static thrust and thrust of Smotor in 1.37A .....	86
4.22	The modified armature core in Smotor .....	87
4.23	The modified armature side in Smotor .....	87
4.24	The cross-section of round and square armature coil .....	88
4.25	The armature side in transverse flux cylindrical PMLSM .....	91
4.26	Dimension of the field side in transverse flux cylindrical PMLSM .....	92

## 表目次

2.1	Size limitation in the proposed model	18
2.2	The main parameters for calculation of the air gap flux density and results	20
2.3	The main parameters for calculation of back EMF and results	23
2.4	The main parameters for calculation of detent force and results	23
2.5	The main parameters for calculation of thrust and results	24
2.6	The main parameters for calculation of thrust density and results	25
2.7	The main parameters for calculation of winding resistance and self inductance and results	27
2.8	The main parameters for calculation and results	28
2.9	Results of the air gap flux density by increasing diameter of the non-magnetic spacer	31
2.10	The parameters for calculation of efficient flux and results	32
2.11	The fundamental characteristics based on field analysis of the proposed model	36
2.12	Viewpoint of the proposed model from design point	37
3.1	Results and comparison with the initial model of the fundamental characteristics	44
3.2	Comparison of numerically calculated flux density in the initial model and the FC type model	46
3.3	Comparison of numerically calculated flux density in the initial model and the FC type model	48
3.4	The fundamental characteristics based on field analysis of the FC type model	52
4.1	The details of magnetic circuit in I-type and C-type core model	65
4.2	Size limitation in Smotor	69
4.3	The main parameters for calculation in Smotor	72
4.4	The theoretical results of the fundamental characteristics in Smotor	73
4.5	The fundamental characteristics based on field analysis of Smotor	85
4.6	Comparison of rated thrust, power factor and efficiency at rated region	88
4.7	The fundamental characteristics at rated region based on field analysis of Smotor	89
4.8	Comparison of thrust density based on volume	93
4.9	Comparison of thrust density based on dimension	93
4.10	Comparison of thrust density based on total weight of magnet	94
4.11	Comparison of thrust density based on total weight of mover	94
4.12	Comparison of acceleration	95
4.13	Comparison of power factor and efficiency	95
5.1	Specifications of each PMLSM used in evaluation	98
5.2	Rated thrust and current without heat sink	100
5.3	Comparison of thrust density	100

5.4	Comparison of acceleration .....	101
5.5	Evaluation of cancellation of the normal attractive force in each PMLSM .....	102
5.6	Evaluation of long stroke production in each PMLSM .....	103

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

1980年代頃のリニアモータの実用化は工場内搬送、病院内搬送などの長距離を高速搬送する応用開発が主であり、日本、ドイツでは超高速鉄道用のリニアモータ開発が活発に行われていた。最近では、IT産業の急速な発展と共に半導体関連商品、液晶テレビの大型化、光学関連技術の微細化などの要求が高まっている。それらに関連した半導体製造装置、液晶検査装置、精密工作機械などのXYステージのような精密駆動装置は、装置全体の生産性能を決める重要な役割を果たしている。精密駆動装置の構成としては、従来から現在に至るまで回転式モータとボールネジを組み合わせた駆動方式が大半を占めているが、大型液晶検査装置や半導体関連のXYステージでは図1.1に示すようなリニアモータ搭載が急速に増えている。

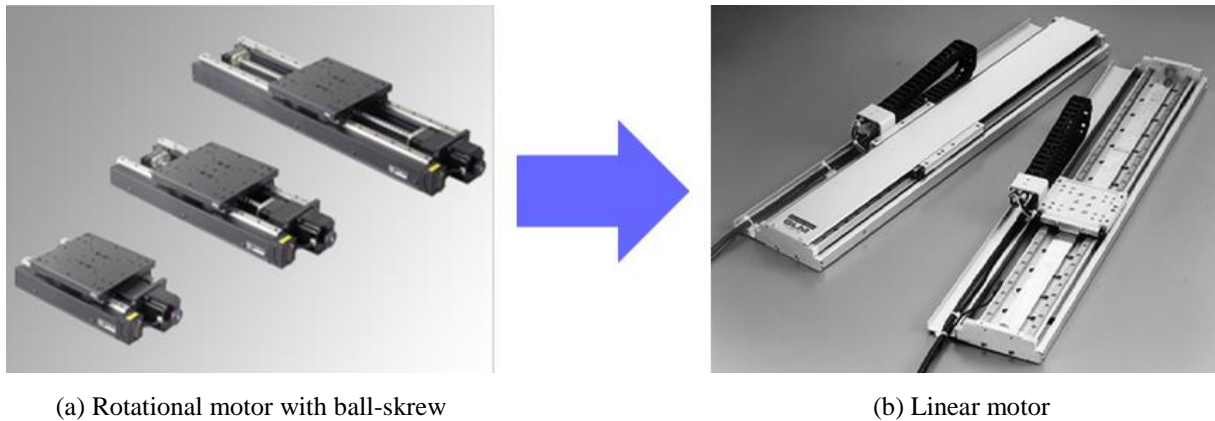


Figure 1.1: Direct drive system in industrial fields<sup>[1]</sup>.

回転式モータとボールねじを用いた直線駆動方式(以下、ボールねじ駆動)からみたリニアモータの最大の特徴は、主に以下のようなことが挙げられる<sup>[2]</sup>。

### (1) ダイレクトドライブ

歯車や回転推進変換装置などの機械的伝達要素による制約を受けないので、駆動対象に非接触で推力を与えることができる。

### (2) 高速化・高精度化の両立

ボールねじ駆動の場合、高速化を実現するためにはボールねじピッチを大きく、高精度化を実現するためにはボールねじピッチを小さくする必要があり、高速・高精度の両立が困難である。しかし、リニアモータ駆動では、機構上速度の制限がなく、精度はリニアエンコーダの精度及びドライブ機能により決まるため、高速・高精度の両立が可能になる。

### (3) メンテナンスフリー

リニアモータは、減速機や電動ギアなどの機構部がないため基本的にメンテナンスフリーである。リニアガ

イドもエアベアリングを使用すると完全に非接触になるため、メンテナンス部品がなくなり完全にメンテナンスフリーになる。

#### (4) 騒音低減

リニアモータ駆動では、ボールねじ駆動で発生する摩擦音やモータ減速機ギア音などがなくなるため、騒音低減が可能になる。

#### (5) 長ストローク化

ボールねじ駆動では、両端に支持されているねじ部の長さには上限があるが、リニアモータ駆動では円筒型を除いてはストロークに上限がなく、数 m を超えるような長ストロークも可能である。

#### (6) 設計の自由度が大きい

リニアモータでは、形状的には回転式モータを切り開いた片面式以外にも、磁気吸引力を相殺できる両面式やボールねじ駆動と構造的に似ている円筒式など、ボールねじ駆動で使用されている回転式モータより様々な形状の設計が可能である。

上記のような特徴のあるリニアモータであるが、リニアモータにはリニア誘導モータやリニア直流モータ、リニア同期モータなど様々な種類がある。特に界磁側に永久磁石を用いたリニア同期モータ(PMLSM: Permanent Magnet Linear Synchronous Motor)は、原理上回転形同期モータを平面上に切り開いた形になっている。図 1.2 のように、固定子と可動子が対向するように配置され、主電力を供給する側を電機子、界磁磁極を発生させる側を界磁と呼ぶ。コイルに電流を流して電機子の磁極を励磁し、電機子の磁極と界磁側の永久磁石が吸引・反発を繰り返すことで推力が発生する。

この PMLSM は、従来のフェライト磁石系より約 5~10 倍の高い磁気特性を持つ NdFeB 系磁石や SmCo 系磁石等のレアアース系磁石を用いることで、モータの小型化や大推力化、高効率化などを図ることができるという長所があり、産業分野で応用されるケースが急速に増えている。

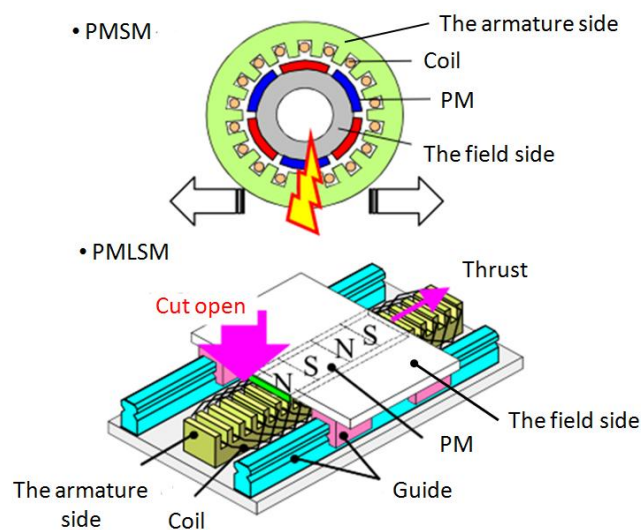


Figure 1.2: Principle of general PMLSM.

## 1.2 産業分野で要求される特性から見た従来のリニア同期モータ

産業分野で応用されている PMLSM には、使用条件・目的にもよるが、一般的に以下のようなことが要求されている。

- 大推力密度
- 高位置決め精度(低ディテント力、低推力リップル)
- 磁気吸引力の相殺
- コンパクトで簡便な構造
- 長ストローク
- 低製作コスト

特に半導体製造装置、液晶検査装置等に XY ステージのような駆動装置の駆動源として利用される場合は、IT 産業の急速な発展による電子部品の小型化、ガラス基板の大型化などの傾向からその要求はさらに高まっている一方である。

しかし、産業分野で要求される特性からみると、従来の PMLSM には幾つかの技術課題を抱えている。

図 1.3(a)の片面式 PMLSM は、高さを低くすることができるため空間の制約が少ないことと比較的に大推力を得られることの長所があるが、永久磁石とコアの間に推力の数倍となる磁気吸引力が働くため、位置決め精度が低く支持機構の負担が大きくなる可能性がある。図 1.3(b)のような両面式 PMLSM は、電機子側と界磁側が対向する有効面積を 2 層に増やすことで、磁気吸引力を相殺しながらさらに大きな推力を得ることが可能であるが、2 層以上に対向面積を増やすとギャップの調整が難しく、構造が複雑になる可能性がある。

図 1.3(c)のようなコアレス PMLSM は、鉄心を持たないため支持機構の負担が低く原理的には磁気吸引力とディテント力がないので位置決め精度を高めることができるが、大推力化には不向きで熱の放散路を確保する必要がある。



(a) Single-sided PMLSM<sup>[1]</sup>



(b) Double-sided PMLSM<sup>[1]</sup>



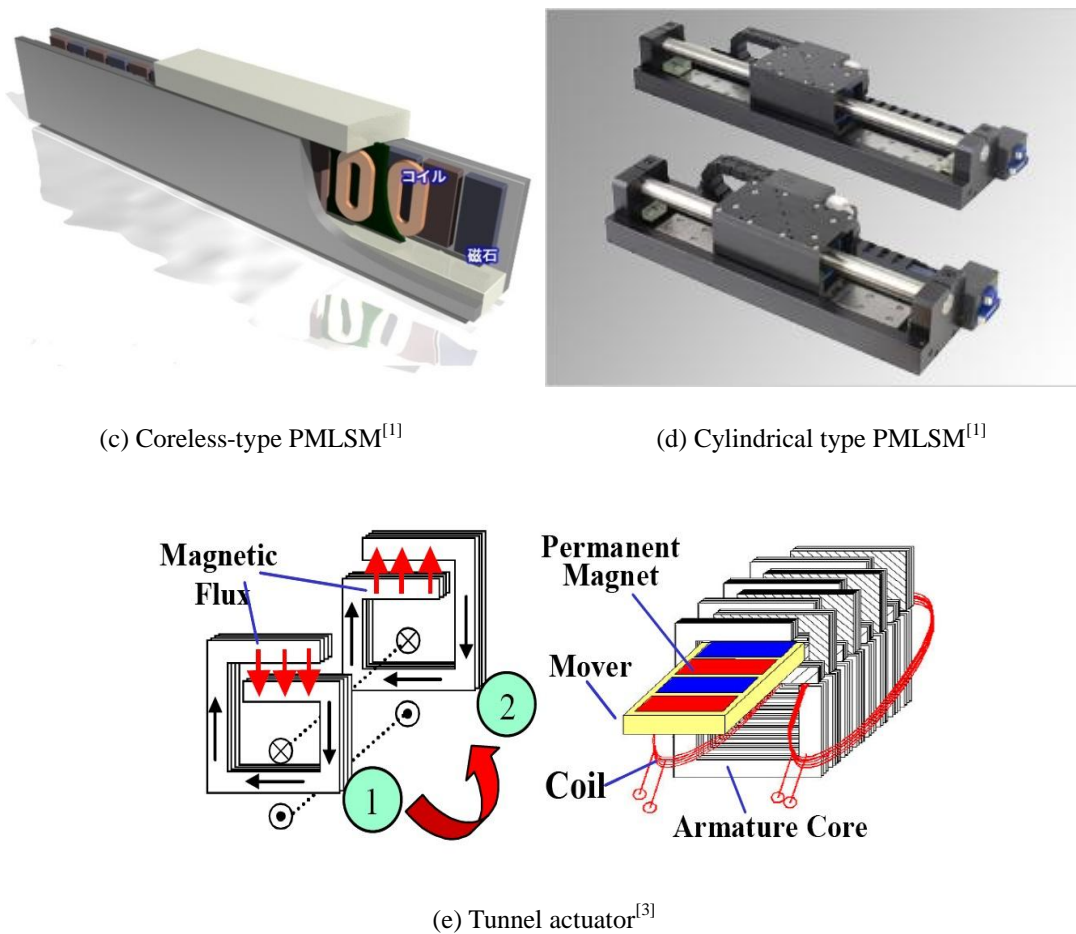


Figure 1.3: Conventional PMLSM.

図1.3(d)のような円筒型PMLSMは、構造がボールねじ駆動に似ており置き換えが簡単なことと磁石を360°有効に活用できるため高効率で推力を得られる長所はあるが、界磁側が自重でたわむので長ストローク化は難しく、鉄心を持たないため放熱の問題がある。

図1.3(e)のドイツのProf. Weh Herbertが提案した横方向磁束モータの一種であるトンネルアクチュエータは、設計の自由度が高く短い極ピッチで高推力密度を得られるという横方向磁束モータの長所を維持しながら、複雑な構造で3次元的な磁束の流れに合う積層形構造が困難だったという弱点を解決し、磁気吸引力の相殺と簡単な構造で製作が可能になった。

しかし磁気回路構成上、隣の電機子コアに漏れる磁束の影響で、電流に対する推力の線形領域が大きくないことから広い範囲のアプリケーションへの適用は難しいという課題を抱えている。

上記のようなことから、産業分野でPMLSMに要求される特性を満足させながら新しく性能のよいモータを作るという観点でみると、ドライバの仕様や制御方法にもよるが、まずは性能を十分発揮できるようなモータ単体を開発することが重要だと考えられる。

しかし、それを実現するためには単に推力だけ大きくするのではなく、ディテント力をどう抑えるかにかに磁気吸引力を相殺できるかなど、設計の際に総合的に考慮する必要があるため非常に難しいのが現状である。

これが実現できれば、現在より広い範囲でのアプリケーションへの適用が可能になり、リニアモータの市場を広げることが可能になると考えられる。

### 1.3 研究目的

本研究では、XYステージ用を想定した大推力横方向磁束 PMLSM の提案を目的とする。新しいモータを提案するうえで、大推力密度を得るための考え方と現在産業分野で要求されている特性を満足させるための形状の工夫とともに、磁気回路法を用いた提案モデルの定式化による設計、基礎特性の算出と有限要素法を用いた磁界解析による提案モデルの詳細な設計と特性評価について述べる。

また、すでに商用化されている PMLSM との比較を行い、提案した大推力横方向磁束 PMLSM の特性上の有用性を評価する。

### 1.4 論文の構成

本論文では、以下のように構成される。

第2章では、回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒 PMLSM を提案し、産業分野で要求される特性からみた提案モデルの特長と磁気回路法を用いた簡易設計、モデルの定式化および基礎特性の算出について述べる。また、有限要素法を用いた磁界解析による詳細な設計と特性評価について述べる。さらに、ディテント力の低減手法として、9コア-8極組み合わせを導入した設計について述べ、コア付き PMLSM で大推力と高位置決め精度の両立の可能性を示す。

第3章では、第2章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM の大推力密度を得るための磁束集中型モデルを提案し、第2章の横方向磁束円筒 PMLSM からみた特長や設計、推力の比較・評価を行う。また、漏れ磁束の低減のための設計について述べる。

第4章では、第3章までの経験を生かし横方向磁束円筒 PMLSM での特長を取りながら、技術課題として抱えていた漏れ磁束と低空間利用率を改善し、大推力密度を目指した固定界磁形両面式横方向磁束 PMLSM (Smotor)を提案し、産業分野で要求される特性と従来のC型電機子コアからみた提案モデルの特長と設計、基礎特性の算出について述べる。また、構造と推力の観点で横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通した提案モデルの特性上の有用性を評価する。さらに、磁気的な装荷と電機的な装荷の差を小さくし Smotor の定格推力を上げるための工夫と設計による特性改善について述べる。

第5章では、Smotorの良さを明らかにすることは重要なことから、評価基準を定め、すでに商用化されている PMLSM との比較を通した Smotor の有用性を評価する。

最後に第6章にて結論と今後の課題について述べる。

## 第 2 章 横方向磁束円筒リニア同期モータ

### 2.1 設計の考慮点

第 1 章で新しく性能のいいモータを作るためには、単に推力だけ大きくするのではなく、ディテント力をどう抑えるかにかに軽量にするかなど、設計の段階で総合的に考慮する必要があると述べたが、実際に何を考慮してどこに重点を置いて設計すれば良いのかは人によって観点が違うため、一概に挙げることは難しい。

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すでに商用化されている PMLSM の特長から、次のようないくつかの設計の考慮点を定めた。

#### (1) 推力密度が高いこと。

推力は PMLSM に要求される重要な特性のひとつであり、永久磁石などの材料特性や構造などにより左右される。構造上の基本的な工夫として、以下が推力向上に有効である。

- コア付き電機子を利用する
- 電機子側と界磁側とのギャップ長を小さくする
- 電機子側と界磁側が対向する有効面積を増加させる

特に XY ステージが大型ガラスや重たいものなどの運搬を目的として利用される場合には、大きい推力を得ることは大事である。一般的に推力密度が高いということは、推力が作用する面積及び全体の体積当たりに大推力を得られるということである。これはモータ自体を小さくさせることができ、小型に製作することができることを意味している。

#### (2) ディテント力と推力リップルが小さいこと。

ディテント力とは永久磁石と電機子コアの相対的な位置によって周期的に発生する力のことであり、推力リップルや振動などの原因である。1nm レベルの位置決め精密が要求される半導体製造装置やナノステージには、このディテント力を抑えることが大事である。

実際、半導体製造装置やナノステージなど高位置決め精密が必要な用途には、原理的にディテント力が発生しないコアレス PMLSM が使用されている。しかし、コアを持っていないため大推力が要求されている用途には不向きである。逆に大推力が必要な用途にはコア付き PMLSM が使用されているが、コアを持っているためディテント力が発生し、高位置決め精密が要求される用途には不向きである。したがって、PMLSM のアプリケーションをさらに増やすために、大推力と高位置決め精密を両立させるための工夫が重要だと考えられる。

#### (3) 磁気吸引力を相殺し、支持を簡単にする。

希土類磁石を使用する一般的な片面式 PMLSM は、電機子側と界磁側に推力の約 5 倍から 10 倍の磁気吸引力が働く。そのため、支持に十分に気をつけねばならない。バランスのいい磁気回路を工夫することは、磁気吸引力の相殺につながり、さらに PMLSM の小型化や製作コストなどに大きな影響を及ぼす。

#### (4) 簡便な構造で、簡単に加工・組立てができること。

簡便な形で簡単に製作できるということは、コストの低減にもつながるため、特に付加価値が高いモータの研究では非常に重要だと考えられる。

(5) 長ストロークの製作ができること。

上記の 5 つの設計の考慮点を考慮しながら、新しい PMLSM の提案に着目した。

## 2.2 回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒リニア同期モータ

### 2.2.1 横方向磁束モータ

本研究では、大推力密度を得られる特長からドイツの Prof. Weh Herbert が提案した横方向磁束モータに着目した<sup>[4]</sup>。Prof. Weh Herbert が提案した横方向磁束モータとは、図 2.1 のように磁束が進行方向に対して横方向に流れるモータのことである。電機子巻線は回転子の外縁部を巻くような形状になっており、その巻線を挟むように電機子コアが配置されている。また、隣接する電機子は電気角で 360deg ずれるように配置されている。巻線に電流を流すと電機子コア内に交流磁束が誘起され、コアの直下にある磁石が発する磁束と吸引・反発を繰り返すことにより回転子を駆動するための推力が発生する。

このモータは、従来の縦方向磁束モータに比べ、磁石巻線を巻く空間(電気回路)と磁束が流れる空間(磁気回路)が御互いに独立に存在しているため、設計の自由度が高い。つまり、極数やポールピッチを自由に調整できるため、限られえている進行方向のスペースで極数を増やしてポールピッチを短くすることにより大推力密度を得ることができる(100kN/m<sup>2</sup>)。しかし、力率が低いことと構造が複雑で 3 次元的な磁束の流れに合う積層形構造が困難であることが主な解決課題として挙げられている<sup>[5]</sup>。

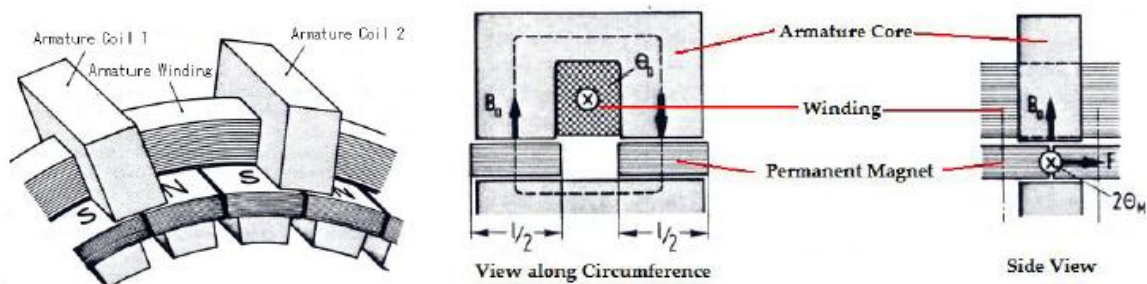


Figure 2.1: Transverse flux type machinery<sup>[4]</sup>.

### 2.2.2 横方向磁束円筒リニア同期モータの基本原理と構造

従来の横方向磁束モータの磁束の流れを維持しながら、前節で述べた設計の考慮点を満足させるために、図 2.2 のように回転式モータの電機子コアに着目した。

一般的な回転式モータは、図 2.2(a)のように電機子側の極数と界磁側の極数が同じではないため、界磁側は回転する。

しかし、図 2.2(b)のように電機子側の極数と界磁側の極数が同じになると、磁氣的に安定される状態になる

ため、界磁側は回転せず安定な状態を保ちながら止まってしまう。この安定な状態で、図の紙面に垂直な方向の並進力を発生させ、横方向磁束 PMLSM として機能させるのが基本的な原理である。

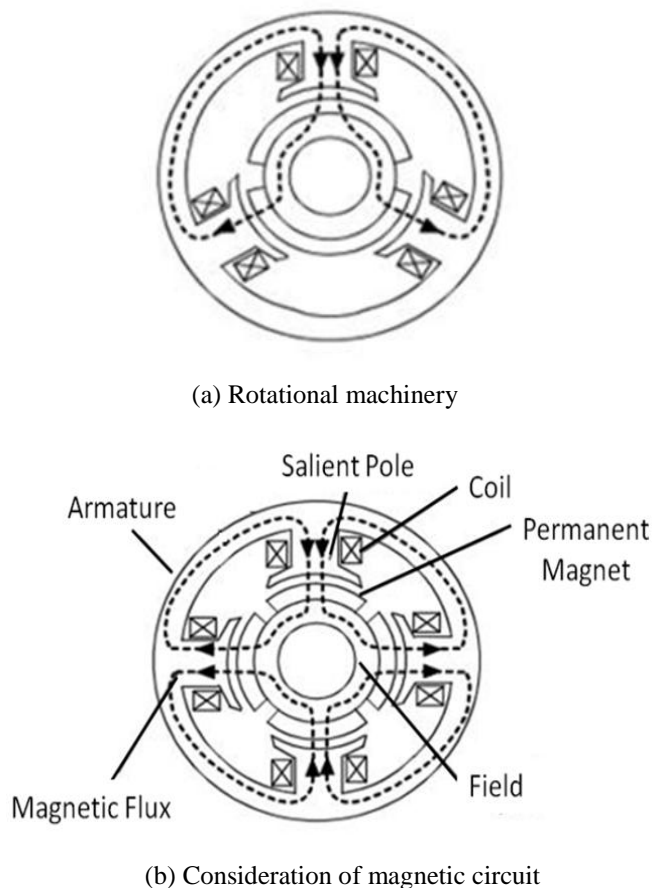


Figure 2.2: The principle of transverse flux type machinery using armature cores for rotary machinery.

本研究では、この原理を用いて新しい横方向磁束円筒 PMLSM を開発した。図 2.3 に基本的な 3 相モデルを示す。

1 個の電機子ユニットは、図 2.3(a)のように電機子コアとして電磁鋼板で積層されたブラシレス DC モータの電機子コアをほぼそのまま用いた。よって、巻き方は基本的に集中巻になり、巻き線には  $180^\circ$  の位相差を持つ電流を印加する。また、電機子極-永久磁石の組み合わせを 6-6 にした。

1 個の界磁ユニットは、図 2.3(a)のように積層された電磁鋼板と 6 個の永久磁石で構成される。この 6 個の永久磁石は隣が異極になるように界磁側の表面近くに着磁する。中央の軸には、界磁側の支持のために非磁性体のパイプを投入して構成する。

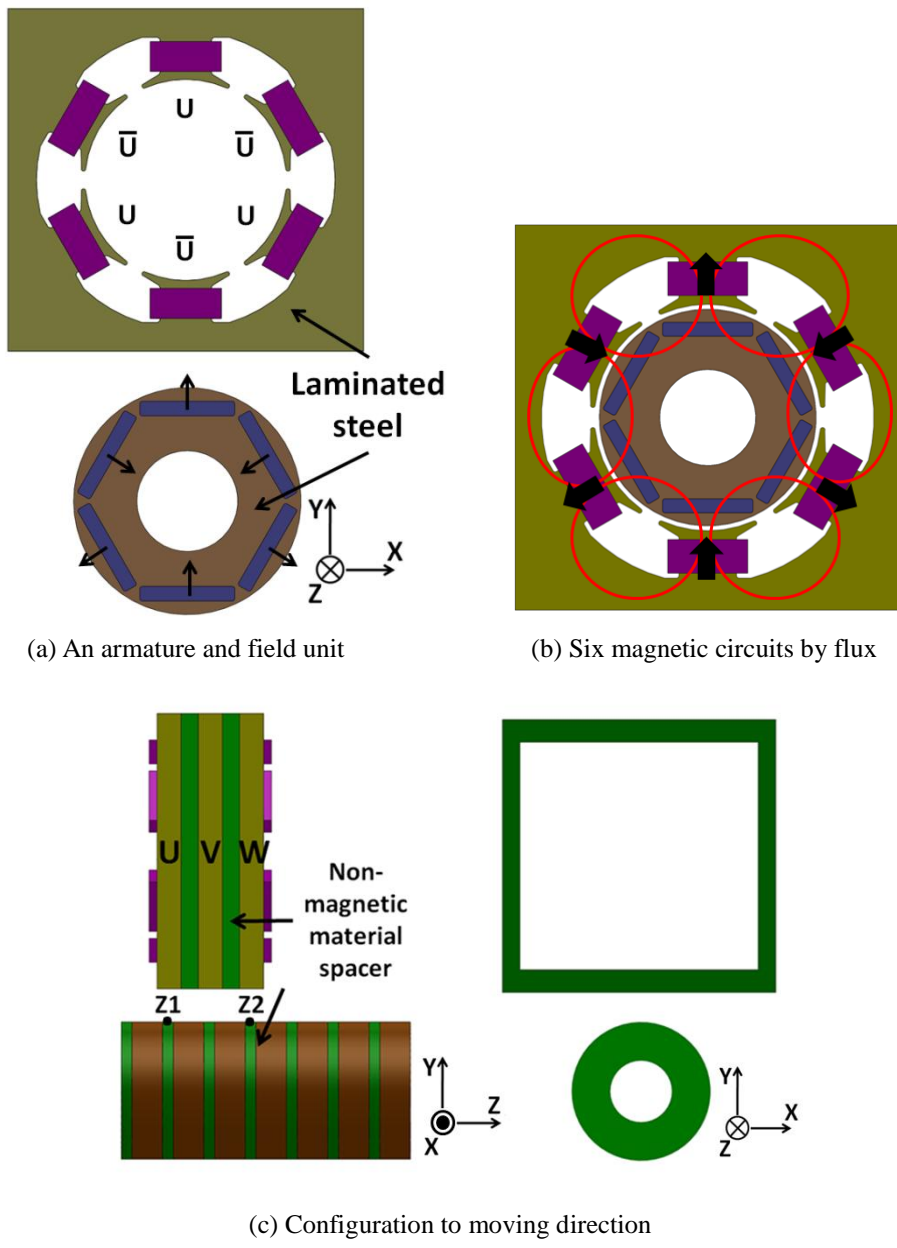
1 個の電機子-界磁ユニットでは、図 2.3(b)のように永久磁石から出た磁束が電機子極を通してコアのなかで均等に分かれ、隣の電機子ティースから戻ってくることで 1 個の磁気回路を構成すると予想される。このような磁気回路が永久磁石の数と同じ 6 個ある。

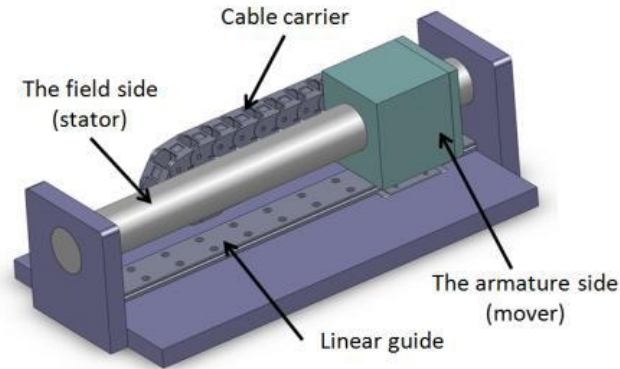
進行方向に対しては、図 2.3(c)のように進行方向の隣の磁極が異極になるように非磁性体スペーサを挟んで界磁ユニットを並べる。電機子側も電氣的に  $120^\circ$  の間隔を維持して非磁性体スペーサを挟んで進行方向に

並べる。

駆動については、各コアのコイルに電氣的に $120^\circ$ の位相差を持つ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。

全体的な構成としては図 2.3(d)のように、両端で固定されたステンレスパイプの中に界磁側ユニットが入っている固定子と非磁性体の箱に電機子側ユニットが入っている可動子で構成される。また、現段階ではまだ考慮していないが、後に試作モデル制作時にはリニアガイドやドライバ、リニアスケールなどを加えてリニアシステムを構築する予定である。





(d) The whole structure

Figure 2.3 : Fundamental configuration of three-phase units of the proposed model.

### 2.2.3 長ストロークを考慮したオープンタイプ

提案モデルは、図 2.3(c)のように円筒型の界磁ユニットが両端で固定されているので、主として短い長さの駆動に適している。長ストロークの設計を考慮した場合には、固定子自重と可動子の重量によるたわみを考慮する必要がある。ここではリニアモータ単体の構成を考え、基礎的な検討として図 2.4 のように固定子自重と可動子重量の全荷重が固定子の中心に働くと仮定する。その時の最大たわみ $\delta$ は固定子の中心に働き、その式は式(2.1)に示される<sup>[6]</sup>。

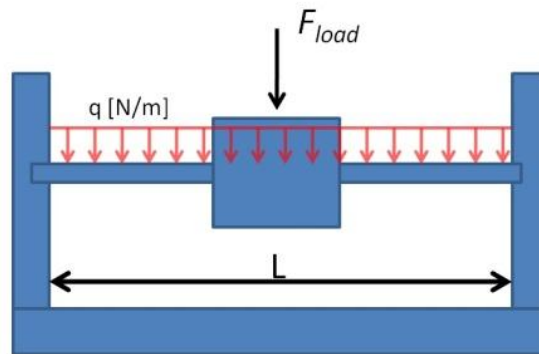


Figure 2.4 :Deflection of the proposed model.

$$\delta = \frac{(qL + F_{load})L^3}{384EI} \quad [\text{m}] \quad (2.1)$$

$q$ は固定子の単位長さ当たりの荷重、 $E$ は鉄のヤング率(215GPa)、 $I$ は固定子の断面 2 次モーメント( $2.197 \times 10^{-7}[\text{m}^4]$ )である。一般的にたわみは円筒型 PMLSM の短所であるが、現在市販されている円筒型 PMLSM は、その構造上長期的な使用によるたわみを低減することができないので、最大制作可能なストロークは最大で約 5m である。提案モデルでは、電機子鉄心のコアバックを切り支持機構を置くことで、可動子の重量を減らし、たわみの低減と 5m 以上の長ストロークを実現できると考えられる。上記を考慮して修正した形状を



図 2.5 に示す。

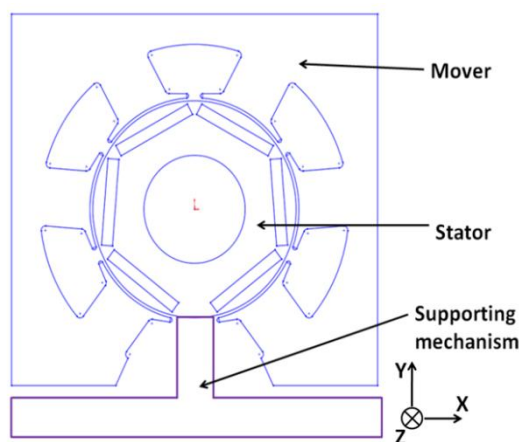


Figure 2.5: Open type for long stroke.

## 2.3 構造的な観点からみた提案モデルの特長

提案する横方向磁束円筒 PMLSM は、構造的に以下のような特長が挙げられる。

- (1) 新しいモータを開発する上で、元々のある回転式モータの電機子側の形状をほぼそのまま用いるので、新しい電機子の形状を工夫しなくて済む。また、電機子側に合わせて界磁側を設計すれば済むため、全体的な設計が簡易になる。
- (2) 電機子側がコア付きタイプになっているため、大推力の用途に適している。
- (3) 電機子側が界磁側を 360° 囲んでいる。つまり、電機子側と界磁側が対向する有効面積を増加させることと磁氣的に安定な状態を保つことにより片方に引き寄せられる性質をなくすことが可能である。したがって、電機子側と界磁側の永久磁石の間に働く磁気吸引力を相殺し電機子側の支持が簡単にしながら、大推力を得ることが可能になる。
- (4) 目的や用途など、必要に応じて 1 個の電機子コアの断面の中心での電機子極-永久磁石の組み合わせを回転機の 4、6、8 極機に対応させることで、同じ体積や面積の中で力が働く箇所を増やすことができ、大推力を得ることが実現できる。
- (5) 各コアの間に非磁性体スペーサが挟まれているので、一般的な縦方向磁束モータに比べ各コアを磁氣的に独立させることが可能である。したがって、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、設計の自由度を高くすることが可能になる。
- (6) 埋め込み式同期モータと同じように、永久磁石を積層された電磁鋼板に投入すれば済むため、固定用の接着剤や器具が不要になる。また、従来の円筒型 PMLSM のように永久磁石を向かい合わせなくても済むため、強力な反発力による界磁側の破損を避けることが可能である。したがって、低コストで簡単に組み立てることができる。
- (7) 界磁ユニットを非磁性体スペーサと共にステンレスのパイプの中に投入し両端で固定すれば済むため、



界磁側の部品を一か所にまとめることができ、簡単に組み立てることができる。

(8) オープンタイプを構成することにより、従来のクローズド円筒型 PMLSM で実現が困難だった長ストロークを実現できるため、アプリケーションの数を増やすことができる。

## 2.4 電機子コアと永久磁石の組み合わせによる低ディテント力化

コア付き PMLSM は、一定の電流で比較的大きな推力を得られるため、熱発生に伴う問題は比較的小さいとされる一方で、ディテント力が大きく、それが超精密位置決めを阻害すると言われてきた。

ディテント力とは、回転形モータでのコギングトルクに該当することであり、電機子が励磁されていない時(電源が入っていない時)に永久磁石から発生する磁束が磁路の磁気抵抗の変化によって増減し、磁場のエネルギーが変化することによって電機子と界磁の間に発生する力のことである。

これは、永久磁石と電機子コアの相対的な位置によって周期的に発生する。図 2.6 にディテント力の原理を示す。図 2.6 (a)のように、磁石がコアの直下にある時、コアは磁氣的に安定な位置にあるためディテント力は発生しないが、図 2.6 (b)のように永久磁石が図 2.6(a)の位置から離れた時には、磁石が元の安定な位置に戻ろうとするためにディテント力が発生する。

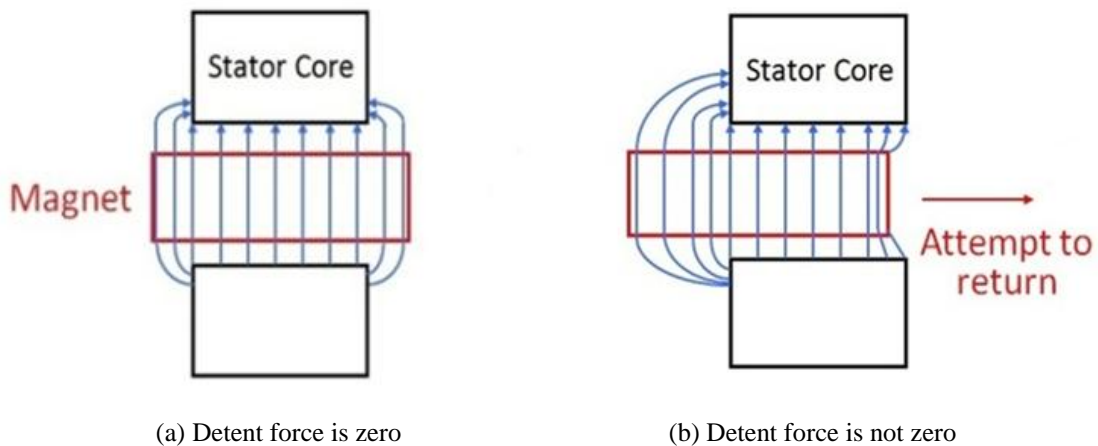


Figure 2.6: Principle of detent force.

このディテント力は PMLSM の推力リップルの原因となり、式(2.2)のように高調波が含まれてなければ、コアと永久磁石の相対的な位置関係によって極ピッチ $\tau$ と同じ周期性を持っている正弦波になる。数十 nm 以下の精密な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おいては、深刻な問題でありこのディテント力を低減することが重要である。

$$F_{detent}(z) = F_d \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (2.2)$$

2.1 でも述べたように、PMLSM は高位置決め精密や大推力など、用途によって分けられているのが現状である。PMLSM のアプリケーションをさらに増やすという観点からみると、大推力と高位置決め精密を両立させる

ための工夫が重要だと判断される。

ディテント力を低減するために、スキューや面取りなどの様々な方法があるが、それらは加工が難しいことや形状が複雑になる可能性があるため、本研究の目的には適してないと判断した<sup>[7]</sup>。提案モデルでは加工しやすく、できるだけ低コストで簡便なモデルを目的としているため、一般的によく使われているスキューや面取りなどの手法は考慮しないことにした。

本研究では、ディテント力がコアと永久磁石の相対的な位置関係によって周期性(極ピッチと同じ)を持っていることから、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、各コアのディテント力が互いに打ち消し、全体のディテント力を小さくする方向に着目した。

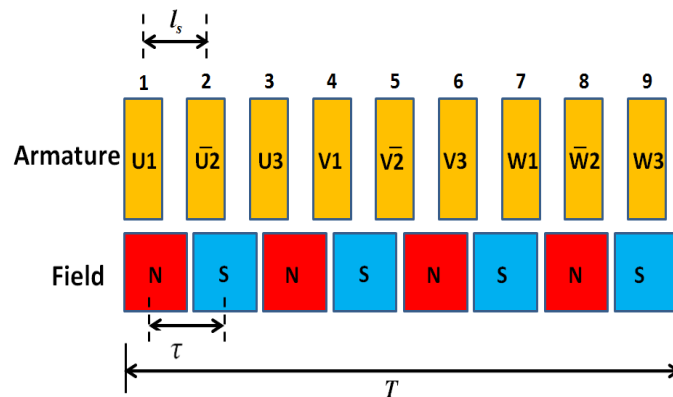
電機子コアと永久磁石の組合せによるディテント力の低減を考慮した場合、一般的に回転式モータでは、電機子スロットの数と永久磁石の数の最小公倍数が大きくなるほどギャップ磁束の変化が滑らかになり、コギングトルクが低減するため、9コア-8極の組合せを用いる場合がある<sup>[8],[9]</sup>。PMLSMの場合も基本的な原理は回転式同期モータと同じなので、ディテント力を低減する効果を得るために、9コア-8極の組合せ(以下、9-8組み合わせ)の概念を取り入れた。

9-8 組み合わせの概念を図 2.7 に示す。 $T$  は進行方向の長さ、 $\tau$  はポールピッチ、 $l_s$  は電機子コアのピッチである。図 2.7(a) のように 9-8 組み合わせでは 1 周期に 9 個の電機子コアと 8 個の永久磁石が対向している。たとえば、 $T$  が 72mm だとすると、 $\tau$  は 9mm、 $l_s$  は 8mm になる。したがって、1 番目のコアは 2 番目のコアと電氣的に  $160^\circ$  離れていることになり、3 番目と 4 番目の電機子コアとは  $320^\circ$ 、 $480^\circ$  離れていることになる。2 番目と 3 番目の電機子コアに流れる電流は、1 番目の電機子コアを基準にすると式(2.3)、(2.4)により  $180^\circ$ 、 $360^\circ$  の位相差を持っている。つまり、1 番目の電機子コアが U 相だとすると、2 番目と 3 番目の電機子コアは、9-8 組み合わせの場合と同じ  $\bar{U}$  相と U 相になる。

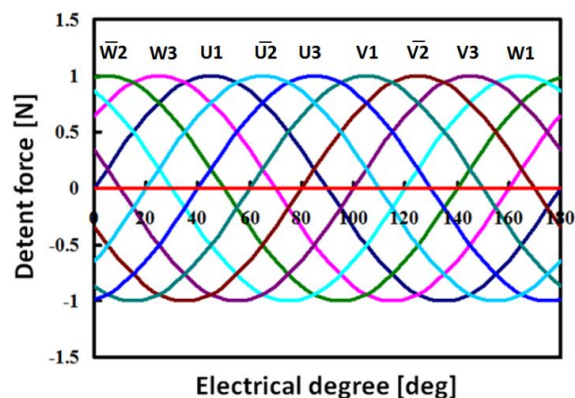
$$I_{\text{second}} = \frac{180 \times l_s}{\tau} \times \frac{\text{Number of slots}}{\text{Number of poles}} \quad [\text{A}] \quad (2.3)$$

$$I_{\text{third}} = \frac{180 \times 2l_s}{\tau} \times \frac{\text{Number of slots}}{\text{Number of poles}} \quad [\text{A}] \quad (2.4)$$

$$F_{\text{detent\_total}}(z) = \sum F_d \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau} + 2(\theta - 1)\right), (\theta: 1 \sim 9) \quad [\text{N}] \quad (2.5)$$



(a) Configuration of 9core-8pole combination



(b) Cancellation of detent force in 9core-8pole combination

Figure 2.7: Principle of 9core-8pole combination.

また、4 番目の電機子コアは、1 番目の電機子コアと電氣的に  $120^\circ$  離れていることになるため、V相になる。このような関係で、7 番目の電機子コアはW相になり、1、4、7 番目の電機子コアに電機子電流を流すことによって 1 個の移動磁界は発生する。他の電機子コアに関しても同じであり、全体的な通電法式は 3 コア時の  $U - V - W$  から  $U - \bar{U} - U - V - \bar{V} - V - W - \bar{W} - W$  に変更され、三つの移動磁界は発生する。

9-8 組み合わせを考慮した場合の提案モデルのディテント力は、各コアが磁氣的に独立されていることと高調波が含まれてないこと、各電機子コアは  $20^\circ$  の位相差を持っていることを仮定すると、式(2.5)のようになり原理的には図 2.7(b)のように全体のディテント力が打ち消される。

## 2.5 設計における寸法の制約

設計では、様々な寸法に対する組み合わせを決めることができるが、特に磁界解析で詳細な設計を行う場合は、1 個の特性計算に対する時間が約 2 日ぐらいかかるということから、最初から寸法をある程度絞って設計しようとした。本研究では小型を目指し、最初から以下のような寸法を定めることにした。

### (1) 電機子コアの選定による全体の断面積

電機子側には、横  $80\text{mm}$ ×縦  $80\text{mm}$  のブラシレス DC モータの電機子コアを用いることにした。電機子コアの材料としては、磁気飽和と低鉄損を考慮し、JFE-steel の 50JN230( $B_{50}$ :1.66T、 $B_{\max}$ :2.13T、鉄損:2.30W/kg) を用いた<sup>[10]</sup>。

### (2) 界磁側の半径とギャップ長

電機子側に入中に入る界磁側の半径に関しては、できるだけギャップ長を短くし大推力を得ることと界磁側をステンレスパイプの中に投入することを考慮し  $22.5\text{mm}$  にした。したがって、ギャップ長は  $1\text{mm}$  になる。また、コアの材料としては、電機子コアと同じ JFE-steel の 50JN230 を用いた。

### (3) 進行方向に対する電機子側の総長さ、ポールピッチ、電機子コアのピッチ

本研究では 9-8 組み合わせを考慮し、進行方向に対する電機子側の総長さを  $108\text{mm}$  に選定した。した

がって、図 2.7(a)の  $T$  は 108mm、 $\tau$  は 13.5mm、 $l_s$  は 12mm になる。

(4) 1 個の界磁ユニット当たりの永久磁石の量、界磁ユニットの進行方向に対する幅

1 個の界磁ユニットに用いる永久磁石の量は、隣の永久磁石との強度的な問題と電機子極との対向させる面積を増やすことを考慮し、1 個当たり  $54\text{mm}^2$  の磁石量を用いることにした。また、進行方向に対する寸法は、永久磁石を詰めすぎると隣の永久磁石に漏洩される磁束が大きくなり、コイルに鎖交する有効磁束量が減ることを考慮し 9mm にした。したがって、界磁側 1 ユニットには  $2,916\text{mm}^3$  の磁石量が使用されることになり、1 個の界磁ユニットの進行方向に対する幅は 9mm になる。

(5) 電機子コイルの直径、電機子コアの進行方向に対する幅、巻き数

電機子コイルには、電流密度は  $7\text{A}/\text{mm}^2$ 、直径は 0.586mm(導体の直径:0.5mm) のコイルを用いた<sup>[11]</sup>。図 2.8 のように横に 4 個ずつ占積率 91% の整列巻でコイルを巻くとすると、 $X$  は少なくとも 2.34mm が必要であるが、空間的な余裕を考慮し 2.5mm にした。隣の電機子コアの極にも集中巻でコイルを巻くため、コア間には少なくとも 5mm の空間が必要になる。つまり、電機子コアの進行方向に対する幅は 7mm になる。

縦方向に対しては、 $Y$  を 7.2mm にすると最大 14 列の入れることができる。よって、1 個の電機子極には 49 巻を巻けることになるが、50 巻にした。

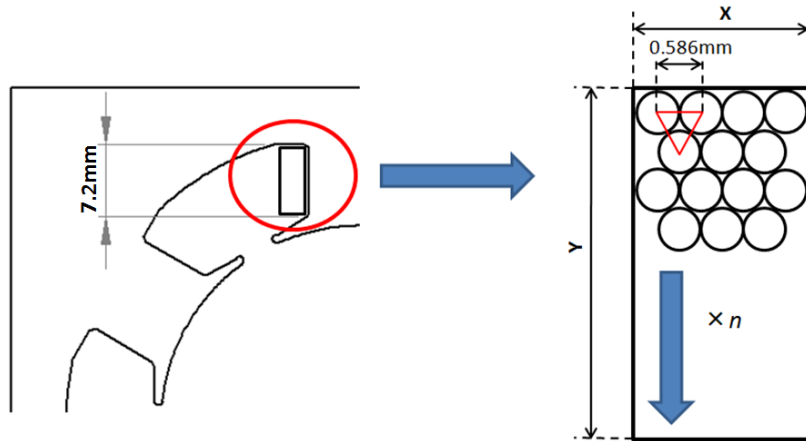


Figure 2.8: Dimension of cross-section for winding.

(6) 1 個の電機子ユニットに対するコイルの長さや電気抵抗

1 個の電機子ユニットに巻くコイルの総長さは、各電機子極に直列でコイルを巻くため 1 個の電機子極に巻くコイルの長さの 6 倍だとする。1 個の電機子極に巻くコイルの長さは、図 2.9 に示した赤い線の長さ(コイル 1 巻の平均長さ)×巻き数で求めることができる。コイル 1 巻の平均長さは 48mm である。したがって、1 個の電機子極には長さ 2.4m のコイルが巻いてあることになり、1 個の電機子ユニットには 14.4m のコイルが必要になる。単位長さ当たりの抵抗が  $8.781 \times 10^{-2} \Omega/\text{m}$  のコイルを用いるとすると、1 個の電機子ユニットに巻くコイルの電気抵抗は  $1.264 \Omega$  になる<sup>[11]</sup>。

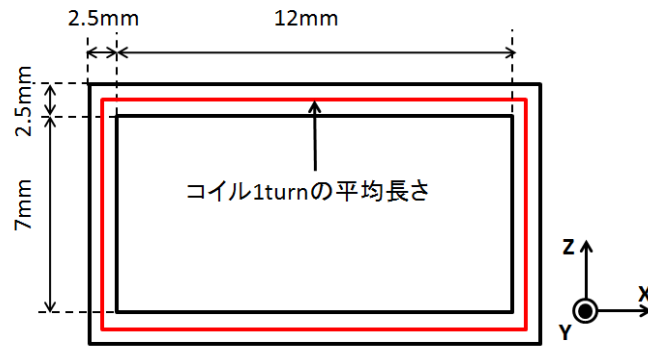
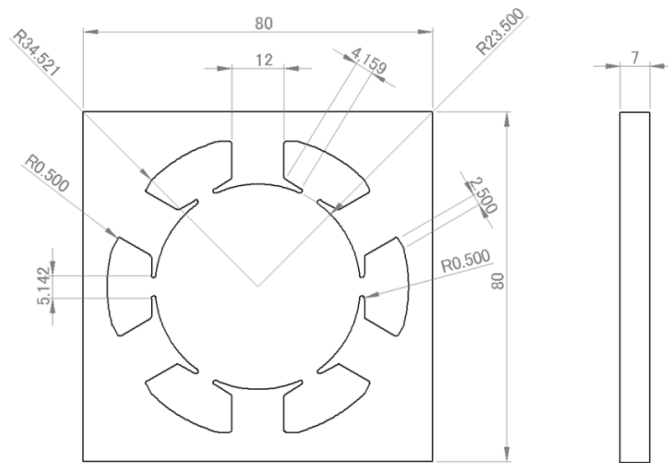
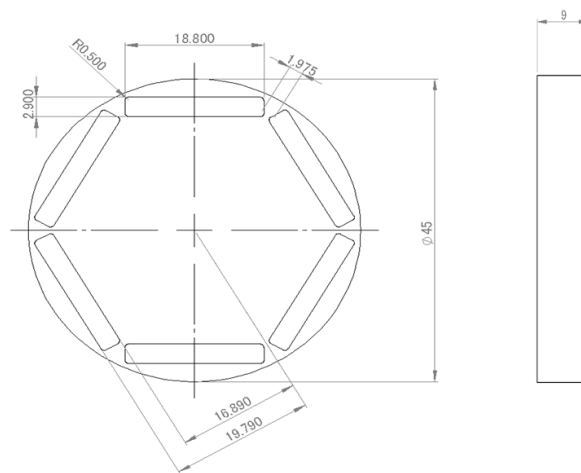


Figure 2.9: The average length of coil per one winding turn.

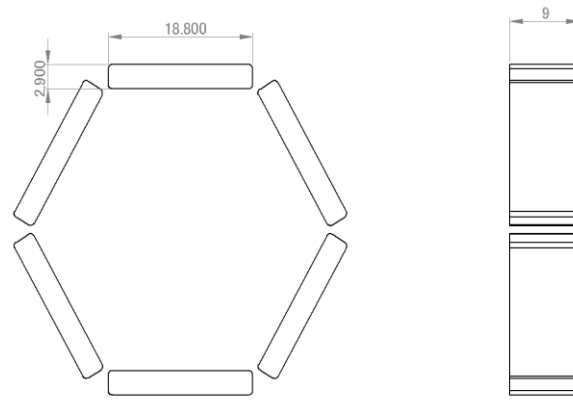
以上を考慮した電機子側と界磁側の各部の形状と寸法(単位 mm)を図 2.10 と表 2.1 に示す。



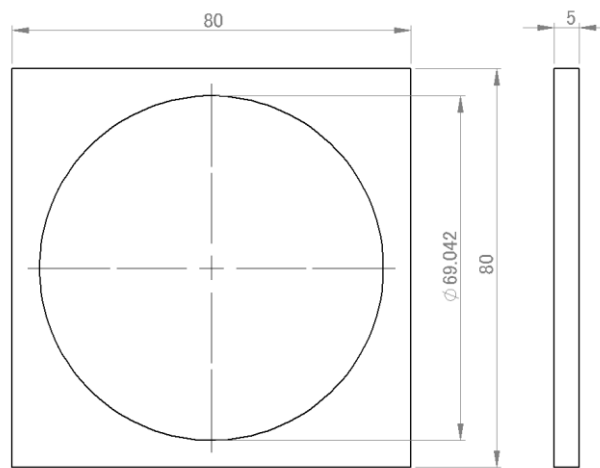
(a) The armature side



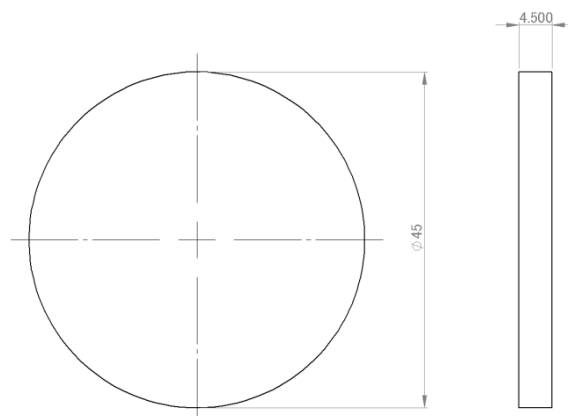
(b) The field side



(c) Field magnet



(d) Non-magnetic spacer in the armature side



(d) Non-magnetic spacer in the field side

Figure 2.10: Dimension of each part in the proposed model.

Table 2.1 Size limitation in the proposed model.

1 armature size [mm]	80w×80h×7d
1 field size [mm]	22.5r×9d
1 non-magnetic spacer size in the armature side [mm]	80w×80h×5d
1 non-magnetic spacer size in the field side [mm]	22.5r×4.5d
The air gap length [mm]	1
Slot-pole combination	9-8
Pole pitch $\tau$ [mm]	13.5
Slot pitch $l_s$ [mm]	12
1 magnet size [mm]	18.8w×2.9h×9d
Turn number of winding per an armature pole $N$ [turns]	50
The diameter of winding [mm]	0.586(Conductor : 0.5)
Winding resistance per an armature unit $R$ [ $\Omega$ ]	1.264

## 2.6 磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定

前章までは、提案した横方向磁束円筒 PMLSM の基本的な原理や特長などを述べたが、ここからは見通しのいい磁気回路法を用いた簡易設計と基礎特性算定を行う<sup>[12]-[14]</sup>。そのため、次のような仮定をした。

- (1) 提案モデルは、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、互いに磁気的な干渉はしない。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。

### 2.6.1 ギャップの磁束密度

図 2.3(b)に示した通り、1個の界磁ユニットが電機子ユニットの直下にある時は均等な磁気回路が6個存在するため、1個の磁気回路だけを考慮する。1個の磁気回路は、前節の仮定を考慮すると、コイル、電機子コア、永久磁石とギャップで等価的に変えることができる。図 2.11 にその等価的な磁気回路を示す。

図 2.11 の磁気回路で分かるように、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(2.6)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で表わせる。

式(2.6)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 $l_g$ は永久磁石の着磁方向の長さでギャップ長である。式(2.6)の一つの特長としては、電機子電流による起磁力の方向が永久磁石による起磁力の方向と逆なことである。つまり、電機子側が励磁されるとギャップの磁束を弱める方向に起磁力が発生する。もし、同じ方向にすると、電機子電流によってコアの中に流れる磁束は増加し、結果的には鉄心の飽和による鉄損が大きく発生する恐れがある。

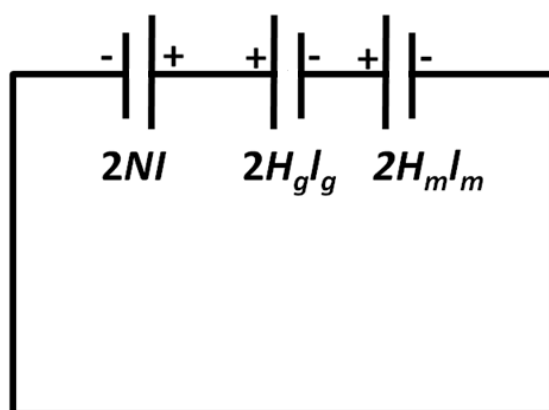


Figure 2.11: Equivalent magnetic circuit considering 1 magnetic circuit.

$$NI = H_m l_m + H_g l_g \quad [A] \quad (2.6)$$

また、2.5 で磁気回路の一部となる $l_g$ は 1mm にしたが、実際のギャップ長は各コアの間にあるスロットの影響も受けるため、計算上カータ係数を用いて修正する必要があると判断した。カータ係数は式(2.7)のように示すことができ、カータ係数が適用されたギャップ長は式(2.8)になる。式(2.7)で $W_t$ 、 $W_s$ は電機子コアとスロットの幅、 $\sigma$ は $W_s$ と $l_g$ で決まる係数である。式(2.9)にカータ係数を考慮した磁気回路の方程式を示す。

$$C = \frac{W_t + W_s}{W_s(1-\sigma) + W_t} = \frac{1}{1 - \sigma \frac{W_s}{W_t + W_s}} \quad (2.7)$$

$$g_c = Cl_g \quad [\text{mm}] \quad (2.8)$$

$$NI = H_m l_m + H_g g_c \quad [A] \quad (2.9)$$

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。一般的に性能の良い磁石、つまり磁石自身が出せる磁気エネルギーは、保持力 $H_c$ と残留磁束密度 $B_r$ が大きいほど大きい。このようなことから本研究では、信越化学のN50M(Nd-Fe-B系磁石、 $H_c$ :1092436A/m、 $B_r$ :1.32T)を用いることにした。図2.12にN50Mの減磁曲線を示す。

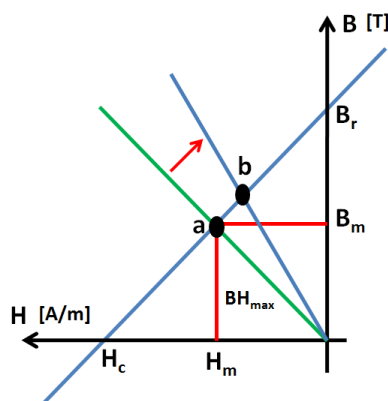


Figure 2.12: Second quadrant B-H characteristics of N50M.



図 2.12 で分かるように、動作点 a( $B_r:0.66[\text{T}]$ )で永久磁石が出せる磁気エネルギーを用いることができるが、動作点 a ではたくさんの電機子電流による減磁起磁力が要求されるため、動作点を点 a と  $B_r$  の間で決めることにした。N50M の減磁曲線が直線だということを仮定すると、図 2.12 から永久磁石動作点での磁束密度  $B_m$  とパーミアンス係数  $P_c$  は式(2.10)と(2.11)に示すことができる。ここで、 $\mu_0$  は空気の透磁率である。

$$B_m = B_r + \mu_0 H_m \quad [\text{T}] \quad (2.10)$$

$$P_c = -\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = -\frac{B_r}{\mu_0 H_m} - 1 \quad (2.11)$$

式(2.9)を式(2.10)に代入することで、ギャップの磁束密度  $B_g$  とギャップの磁束  $\phi_g$  は式(2.12)-(2.13)のように示すことができる。ここで、 $A_g$  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である。式(2.12)から、電機子電流によってギャップの磁束密度  $B_g$  が下がることが分かる。表 2.2 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

$$B_g = \frac{B_r}{\frac{A_g + \mu_0 g_c}{A_m} + \frac{Nl}{H_c l_m}} \left(1 - \frac{Nl}{H_c l_m}\right) \quad [\text{T}] \quad (2.12)$$

$$\phi_g = B_g \times A_g \quad [\text{Wb}] \quad (2.13)$$

Table 2.2 The main parameters for calculation of the air gap flux density and results.

The length of magnet to the magnetization direction $l_m$ [mm]	2.9
The width of the armature core $W_t$ [mm]	9
The width of slot $W_s$ [mm]	5
Coefficient depending on $W_t, W_s$ $\sigma$	0.5
Cater coefficient $C$	1.27
The air gap length $g_c$ [mm]	1.27
The flux density of magnet in operation point $B_m$ [T]	0.768
The magnetic-field component of magnet in operation point $H_m$ [A/m]	$4.6 \times 10^5$
Permeance coefficient in operation point $P_c$	1.33
The dimension of the air gap in 1 magnetic circuit $A_g$ [m <sup>2</sup> ]	$108.38 \times 10^{-6}$
The dimension of magnet in 1 magnetic circuit $A_m$ [m <sup>2</sup> ]	$84.60 \times 10^{-6}$
Permeability of the air gap $\mu_0$	1
The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	0.768
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$1.848 \times 10^{-4}$

## 2.6.2 逆起電力

式(2.6)-(2.13)は、界磁側が電機子コアの直下にある時、つまり可動子である電機子コアが静止している時を考慮した式である。実際は、可動子は直線運動をするため、電機子コアが励磁されていない状態に永久磁石に

よってギャップに流れる磁束も移動によって変化する。電機子コアが励磁されていない時の電機子側の移動によるギャップの磁束は、図 2.13 のように台形の分布になることを仮定した。また、図 2.13 では 1 個の電機子極だけが示されているが、提案モデルには 6 個の均等な磁気回路が存在するため、各電機子極では同じ分布になっていると考えられる。図 2.13 において、 $\tau$  はポールピッチ、 $a$ 、 $b$  は進行方向に対する永久磁石と電機子極の長さの半分、 $\phi_g$  は式(2.13)で求めたギャップの磁束である。

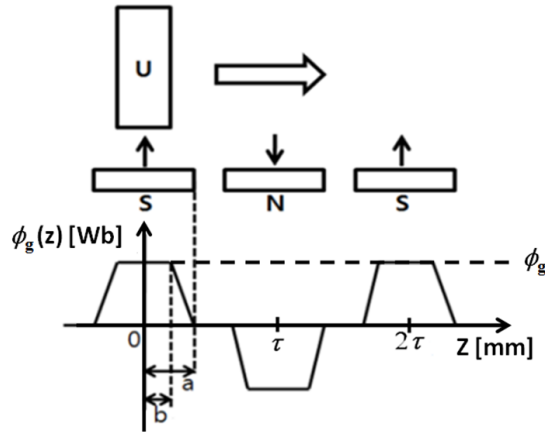


Figure 2.13: The air gap flux distribution by moving one armature core.

図 2.13 で分かるように、電機子側の移動によるギャップの磁束は周期的な特性を持つので、フーリエ級数で展開することができる。ギャップ磁束の特性は周期が  $2\tau$  なので、ギャップ磁束を位置の関数  $\phi_g(z)$  とおくと、式(2.14)のようになる。

$$\begin{aligned}\phi_g(z) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega z + b_n \sin n\omega z) \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos \frac{n\pi z}{\tau} + b_n \sin \frac{n\pi z}{\tau} \right) \quad [\text{Wb}] \quad (2.14)\end{aligned}$$

ギャップ磁束の特性は、偶関数になっているので式(2.14)の  $b_n$  は 0 になる。また 1 周期で積分すると 0 になるので  $a_0$  も 0 になる。そこで  $a_n$  のみ計算する。

$$\begin{aligned}a_n &= \frac{2}{\tau} \int_0^{2\tau} \phi_g(z) \cos \frac{n\pi z}{\tau} dz \\ &= \frac{4\phi_g \tau}{(b-a)(2k-1)^2 \pi^2} \left\{ \cos \left( \frac{(2k-1)\pi a}{\tau} \right) - \cos \left( \frac{(2k-1)\pi b}{\tau} \right) \right\} \quad [\text{Wb}] \quad (2.15)\end{aligned}$$

したがって、フーリエ級数展開後の電機子側の移動によるギャップの磁束は式(2.16)のようになる。

$$\phi_g(z) = \frac{4\phi_g \tau}{(b-a)(2k-1)^2 \pi^2} \left\{ \cos \left( \frac{(2k-1)\pi a}{\tau} \right) - \cos \left( \frac{(2k-1)\pi b}{\tau} \right) \right\} \cos \left( \frac{(2k-1)\pi z}{\tau} \right) \quad [\text{Wb}] \quad (2.16)$$

提案モデルでは、磁気吸引力を相殺する構造のため、原理的には正弦波の磁束分布を得られると考えられる。したがって、基本波だけで考えるとギャップの磁束と磁束密度は結局式(2.17)のように表される。式(2.17)で分かるように、可動子の移動によるギャップ磁束と磁束密度は、 $2\tau$ の周期(電氣的に $360^\circ$ )を持っている。式(2.17)で $k_l$ は漏れ係数であり、磁界解析から求めたギャップの磁束を理論値で割ることで求める。

$$\begin{aligned}\phi_g(z) &= \frac{4k_l\phi_g\tau}{(b-a)\pi^2} \left\{ \cos\left(\frac{\pi a}{\tau}\right) - \cos\left(\frac{\pi b}{\tau}\right) \right\} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) = k_l\phi_{gmax} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{Wb}] \\ B_g(z) &= \phi_g(z)A_g = k_l B_{gmax} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{T}]\end{aligned}\quad (2.17)$$

式(2.17)を時間に関する関数に直すと、 $z = vt$ の関係から式(2.18)のようになる。

$$\begin{aligned}\phi_g(z) &= \frac{4k_l\phi_g\tau}{(b-a)\pi^2} \left\{ \cos\left(\frac{\pi a}{\tau}\right) - \cos\left(\frac{\pi b}{\tau}\right) \right\} \cos\left(\frac{\pi vt}{\tau}\right) = k_l\phi_{gmax} \cos\left(\frac{\pi v}{\tau}t\right) \quad [\text{Wb}] \\ B_g(z) &= \phi_g(z)A_g = k_l B_{gmax} \cos\left(\frac{\pi v}{\tau}t\right) \quad [\text{T}]\end{aligned}\quad (2.18)$$

無励磁時に可動子の移動によって変化するギャップの磁束は、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(2.19)に電機子コイルに鎖交する磁束によって発生する逆起電力 $e$ 、その実効値 $E_{rms}$ 、逆起電力定数 $K_e$ を示す。 $p$ は電機子一界磁1ユニットで構成される磁気回路の数、 $k_c$ は巻線係数である。

$$\begin{aligned}e(t) &= -pk_c N \frac{d\phi_g(t)}{dt} = p \frac{\pi v}{\tau} k_c k_l N \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi v}{\tau}t\right) = E_{max} \sin\left(\frac{\pi v}{\tau}t\right) \quad [\text{V}] \\ e(z) &= p \frac{\pi v}{\tau} k_c k_l N \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{V}] \\ E_{rms} &= 0.707 p \frac{\pi v}{\tau} k_c k_l N \phi_{gmax} \quad [\text{V}] \\ K_e &= E_{rms}/v \quad [\text{V}/(\text{m/s})]\end{aligned}\quad (2.19)$$

構造上 $p$ は基本的に偶数であり、 $p$ を増やすということは大きな誘導起電力を得ることを意味している。つまり、結果的には大推力を得ることができることを意味している。これは、2.2.4で述べた提案モデルの長所であり、同じ体積や面積の中で力が働く箇所を増やすことで小さな体積で大推力密度が実現できるということの意味している。表 2.3 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

Table 2.3 The main parameters for calculation of back EMF and results.

The flux leakage coefficient $k_l$	1
The half-length of magnet to the moving direction $a$ [mm]	4.5
The half-length of the armature core to the moving direction $b$ [mm]	3.5
The maximum air gap flux at no load $\phi_{gmax}$ [Wb]	$1.956 \times 10^{-4}$
The maximum air gap flux density at no load $B_{gmax}$ [T]	0.813
The number of magnetic circuits in one unit $p$	6
Moving velocity $v$ [m/s]	1
The winding coefficient $k_f$	0.88
The maximum back EMF $E_{max}$ [V]	12.01
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	8.49
The back EMF constant $K_e$	8.49

### 2.6.3 ディテント力

式(2.20)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。式(2.20)で、 $V_g$ はギャップの体積、 $r$  は界磁側の中心から、ギャップの中心までの半径、 $d$  は進行方向に対する永久磁石の長さである。

$$F_{detent}(z) = -\frac{dW}{dz} = -\frac{d}{dz} \left( \frac{B_g^2(z)V_g}{2\mu_0} \right) = \frac{k_l^2 B_g^2 \pi^2 r d g_c}{6\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) = F_d \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (2.20)$$

様々な電機子極と永久磁石の組み合わせによるディテント力は、提案モデルの各コアが磁氣的に独立されていることから式(2.5)を用いて求めることができる。表 2.4 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

Table 2.4 The main parameters for calculation of detent force and results.

The volume of the air gap $V_g$ [m <sup>3</sup> ]	$2.3 \times 10^{-8}$
The maximum detent force in an armature core $F_d$ [N]	18.71
The maximum detent force per one phase $F_{d,1phase}$ [N]	47.37

### 2.6.4 静推力、推力

静推力とは、リニアモータを電流一定の条件で一定速度で動かした時の推力であり、ディテント力と推力、リニアガイドとの摩擦による摩擦力で構成される。摩擦力を無視した時、1 個の電機子コアの静推力は式(2.21)で表すことができる。式(2.21)で、第 1 項は 2.5.3 で求めたディテント力、第 2 項は推力であり、 $I$ はコイルに流れる電機子電流の直流成分である。

$$\begin{aligned}
 F_{static}(z) &= \frac{k_l^2 B_g^2 \pi^2 r d g_c}{6 \mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) + 0.707 p \frac{\pi}{\tau} k_c k_l N I \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \\
 &= F_{detent}(z) + F_{thrust}(z) \quad [N]
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

静推力は周期  $2\tau$  の正弦波であり、ディテント力が加わって脈動を起こしているような形になっている。無励磁時はディテント力の成分だけ存在するが、実際のフルモデルでは9-8組み合わせよりディテント力は低減されるため、推力脈動は少なくなると期待される。

また、9-8 組み合わせによる3相分の推力と推力定数は、提案モデルの各コアが磁氣的に独立されていることから式(2.22)で表すことができる。 $F_{thrust\_max}$  は推力の最大値である。表 2.5 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

$$\begin{aligned}
 F_{thrust}(z) &= \sum 0.707 p \frac{\pi}{\tau} k_c k_l N I \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau} + 2(\theta - 1)\right), (\theta: 1\sim 9) \quad [N] \\
 K_t &= \frac{F_{thrust\_max}}{I} \quad [N/A]
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Table 2.5 The main parameters for calculation of thrust and results.

Effective value of armature current $I$ [A]	5
The maximum thrust in an armature core $F_t$ [N]	42.48
The maximum thrust per one phase $F_{t\_1phase}$ [N]	122.34
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	183.51
Thrust constant $K_t$	36.70

## 2.6.5 推力密度

推力密度は、PMLSM の性能を評価するための重要なパラメータの一つである。しかし、推力密度を求める基準は各会社によって異なるため、端的な比較は困難である。したがって、本研究では独自の基準を定め、いくつの項目に対する推力密度を求めることで推力密度の評価を行うことに着目した。本研究では以下の項目を持って推力密度を求めた。評価に関しては第5章で詳しく述べる。

### (1) 体積推力密度

体積推力密度とは、単位体積当たりの推力のことであり、式(2.23)を用いて求めることができる。体積推力密度が大きいというのは、同じ体積に対して推力が大きいことあるいは同じ推力に対して体積が小さいことである。本研究では、電機子側と対向している界磁側を含んだ部分のモータ単体の体積を基準として定め、計算に用いることにした。

$$F_{volume} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total volume}} \quad [N/m^3] \tag{2.23}$$

### (2) 面積推力密度

面積推力密度とは、単位面積当たりの推力のことであり、式(2.24)を用いて求めることができる。本研究で

は、電機子側と対向している界磁側のコイルエンドを含んだ総面積を基準として定め、計算に用いることにした。

$$F_{dimension} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total dimension}} \quad [\text{N/m}^2] \quad (2.24)$$

(3) 永久磁石推力密度

一般的に NdFeB 系磁石や SmCo 系磁石等の希土類系磁石は、フェライト磁石系より値段が高い。低コスト化の目的から、永久磁石の量に対する推力密度を求めて評価に用いることにした。永久磁石推力密度とは、推力が作用する面積で使用された永久磁石の単位重量当たりの推力のことであり、N50M の場合、密度  $7,600\text{kg/m}^3$  から式(2.25)を用いて求めることができる。

$$F_{magnet} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total weight of magnet}} \quad [\text{N/kg}] \quad (2.25)$$

(4) 重量推力密度

重量推力密度とは、可動子の単位重量当たりの推力のことであり、式(2.26)を用いて求めることができる。提案モデルでは、可動子が電機子側に該当する。本研究では、コイルと非磁性体スペーサの重量を含んだ電機子側の総重量を基準として定め、計算に用いることにした。電機子コアと非磁性体スペーサの総重量は、それぞれの密度(電機子コア: $7,600\text{kg/m}^3$ 、SUS304: $7,900\text{kg/m}^3$ )から求めることができ、電機子コイルの総重量は  $1.82 \times 10^{-3}\text{kg/m}$  ということから求めることができる。

$$F_{weight} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total weight of mover}} \quad [\text{N/kg}] \quad (2.26)$$

表 2.6 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

Table 2.6 The main parameters for calculation of thrust density and results.

The total volume [m <sup>3</sup> ]	0.080×0.080×0.108
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$265.5 \times 10^3$
The total dimension [m <sup>2</sup> ]	$2 \times \pi \times 0.023 \times 0.108$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$11.8 \times 10^3$
The total weight of magnet [kg]	0.18
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	$1.02 \times 10^3$
The total weight of mover (the armature core, coil, non-magnetic spacer) [kg]	1.695, 0.235, 1.032
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	61.9

### 2.6.6 巻線抵抗、自己インダクタンス

電機子ティースには集中巻として巻線が巻かれているので、駆動させた時に巻線での銅損が発生する。これを見積もるために巻線の抵抗値を算出する。巻線抵抗値は巻線の抵抗率  $\rho$ 、断面積  $S$ 、1 巻当たりの巻線長  $l$  から式(2.27)を用いて算出することができる。

$$R = \rho \frac{Nl}{S} \quad [\Omega] \quad (2.27)$$

この抵抗  $R$  は、室温  $t=20^\circ\text{C}$  における抵抗値であると仮定する。連続駆動時の温度が  $T=100^\circ\text{C}$  であるとする、温度補正した抵抗  $R'$  は式(2.28)のように求められる。

$$R' = R \times \frac{235+T}{235+t} = R \times \frac{235+100}{235+20} \quad [\Omega] \quad (2.28)$$

提案モデルでは、1 個の電機子コアに電機子極が 6 か所あり、コイルを直列で繋げるため、U 相 1 個の電機子コア当たりの巻線抵抗は式(2.27)-(2.28)の 6 倍になる。また、U 相全体を考慮した場合は、U 相の 3 個の電機子コアは並列で繋がっているため、式(2.29)で求めることができる。

$$R_U = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1} = \frac{R}{3} \quad [\Omega] \quad (2.29)$$

自己インダクタンスは、磁束の通り道を考慮して計算する。電機子側が移動することによって、磁束は電機子コア、界磁、ギャップ部を通過する。 $d$  軸電流ゼロ制御を行った時、自己インダクタンスは誘導起電力より電氣的に  $90^\circ$  進んでいる。したがって、電機子コアは機械的に界磁間のスペーサの真上にあることになる。非磁性体のスペーサは、材質的に空気とほぼ同じ透磁率を持つので、理論上では空気と同じものとみなす。また、鉄心部の透磁率は空気に対して十分大きいので、鉄心部の磁気抵抗を無視すると、図 2.14 のような磁気回路になる。

したがって、1 個の電機子極当たりの自己インダクタンス  $L$  は、式(2.30)のように算出することができる。また、U 相 1 個の電機子コア当たりの自己インダクタンス  $L$  は、電機子極が 6 か所ありコイルを直列で繋げるため式(2.30)の 6 倍になる。また、U 相全体を考慮した場合は、U 相の 3 個の電機子コアは並列で繋がっているため、式(2.31)で求めることができる。

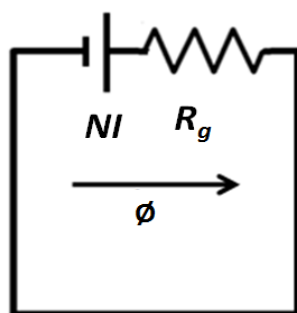


Figure 2.14: Magnetic circuit for calculation of self-inductance.

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{R_g} \quad [\text{H}] \quad (2.30)$$

$$L_U = \frac{L_1 L_2 L_3}{L_1 L_2 + L_2 L_3 + L_3 L_1} = \frac{L}{3} \quad [\text{H}] \quad (2.31)$$

表 2.7 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

Table 2.7 The main parameters for calculation of winding resistance and self inductance and results.

The resistivity of winding $\rho$ [ $\Omega/m$ ]	$1.68 \times 10^{-8}$
The dimension of winding $S$ [ $mm^2$ ]	0.196
Winding resistance per an armature pole at 20°C $R_{20}$ [ $\Omega$ ]	0.207
Winding resistance per an armature core at 20°C $R_{20\_lcore}$ [ $\Omega$ ]	1.242
Winding resistance per U phase at 20°C $R_{20\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.414
Winding resistance per an armature pole at 100°C $R'_{100}$ [ $\Omega$ ]	0.272
Winding resistance per an armature core at 100°C $R'_{100\_lcore}$ [ $\Omega$ ]	1.632
Winding resistance per U phase at 100°C $R'_{100\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.544
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$1.96 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$3.92 \times 10^{-3}$

室温  $t=20^\circ\text{C}$ における 1 個の電機子コア当たりの巻線抵抗は 2.5 で求めた値とほぼ同じであることが分かる。

### 2.6.7 出力、力率、効率

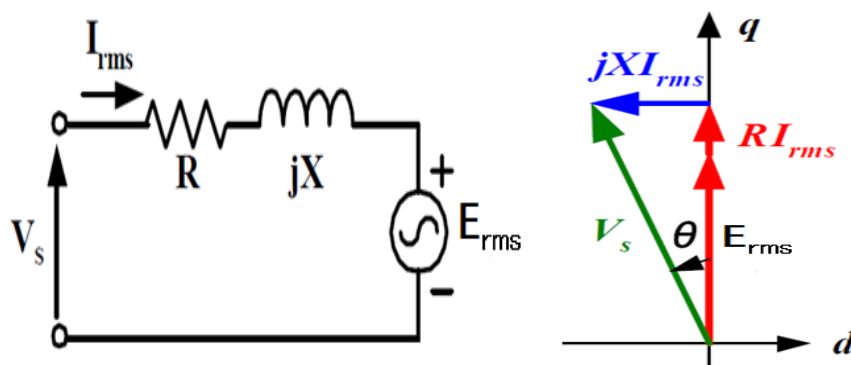


Figure 2.15: One phase equivalent circuit and phasor diagram.

提案モデルの最大速度を  $v$  m/s にすると駆動周波数は  $v=2f\tau$  ( $f$ : 駆動周波数) の関係から求めることができる。これらの結果を用いて  $d$  軸電流ゼロ制御で駆動させた時を想定した単相等価回路とフェーザ図を図 2.15 に示す。図 2.15 の  $R$  は、室温  $t=20^\circ\text{C}$ における 1 個の電機子コア当たりの巻線抵抗、 $X$  は U 相の電機子コアに巻いてあるコイルのリアクタンスである。図 2.15 のフェーザ図から電機子コイルに電流  $I_{rms}$  を流した時の 1 相分の機械的な出力  $P$ 、力率  $\cos\theta$ 、電気効率  $\eta$  を算出すると式(2.32)から式(2.34)になる。表 2.8 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

$$P = E_{rms} I_{rms} \quad [\text{W}] \quad (2.32)$$

$$\cos\theta = \frac{E_{rms} + RI_{rms}}{V_s} = \frac{E_{rms} + RI_{rms}}{\sqrt{(E_{rms} + RI_{rms})^2 + (XI_{rms})^2}} \quad (2.33)$$



$$\eta = \frac{E_{rms}}{E_{rms} + RI_{rms}} \quad (2.34)$$

Table 2.8 The main parameters for calculation and results.

Effective value of armature current $I_{rms}$ [A]	5
Frequency $f$ [Hz]	37.03
Mechanical output $P$ [W]	42.48
Power factor $\cos\theta$	0.985
Efficiency $\eta$	0.922

## 2.7 磁界解析による詳細設計と性能評価

前節では、磁気回路法を用いた提案モデルの設計基本式の導出と基礎特性の算出について述べた。しかし、磁気回路法を用いた設計はあくまでも簡易設計であり、モータの細かい形状の変更や材料特性、漏れ磁束などの影響に対応することが困難である。したがって本章では、JMAG という電磁界解析ツールを用いて提案モデルの詳細設計及び解析を行う。解析に用いたコアや永久磁石などの各部の材料は、最初に決めた材料を用いた。また、鉄心の飽和を考慮し、コアとして用いる 50JN230(JFE-steel)の線形動作点を図 2.16 の B-H 曲線から 1.5T に定めた。

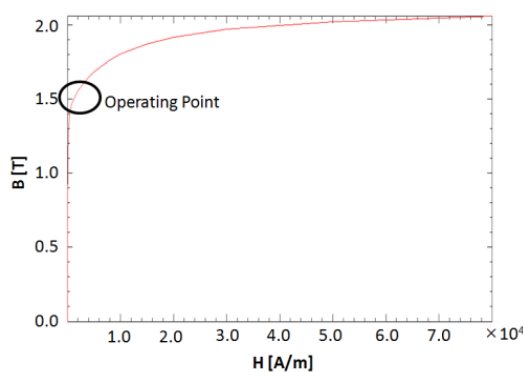


Figure 2.16: B-H curve of 50JN230 (JFE steel).

### 2.7.1 断面の磁束と磁気回路

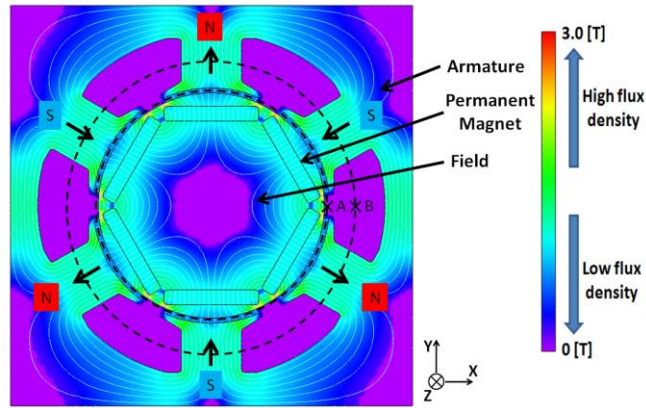
提案モデルの 1 個の電機子一界磁ユニットでは、磁気回路が永久磁石の数と同じ 6 個存在すると述べたが、その確認と磁気的なバランスの良さを確認するために、2 次元磁界解析を行った。その結果を図 2.17 に示す。

図 2.17(a)のように 1 個の電機子一界磁ユニットでは、永久磁石の数と同じ 6 個の磁気回路が存在していることが分かる。また、永久磁石から出た磁力線の中でいくつかは、ギャップの方に流れずに隣の永久磁石に漏洩されることが分かる。

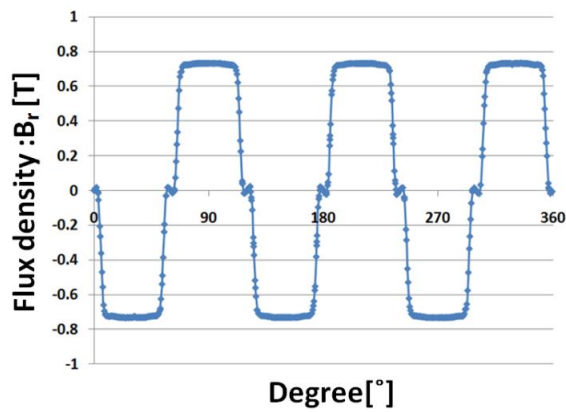
最大磁束密度は、この漏洩される磁束と磁気抵抗が高いことから各磁石の間の空間で発生しており、コアが

飽和していることが分かる。

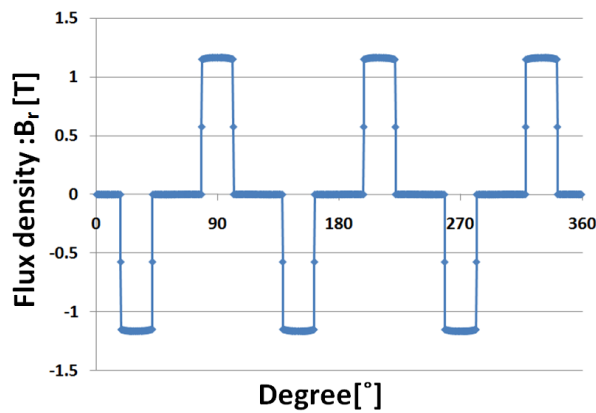
ギャップとコイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度の絶対値は、図 2.17(b)と(c)のように全部同じであり最大値は 0.733T と 1.167T である。したがって、6 個の磁気回路は磁氣的にも安定しており、構造的にも磁気吸引力の相殺に有利であることが分かる。



(a) Flux density and flux line in cross-section of the proposed model



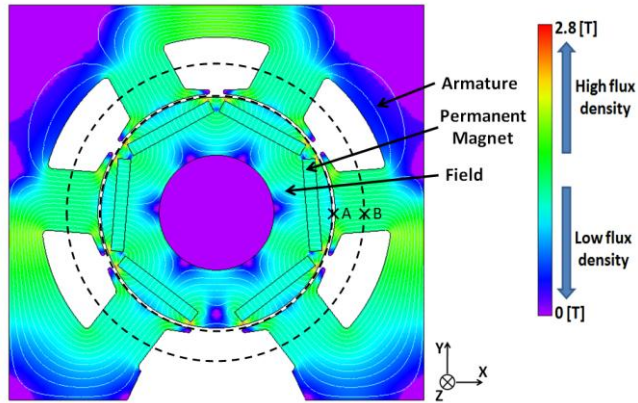
(b) The air gap flux density (The x-axis means degree from point A to counter-clock wise direction)



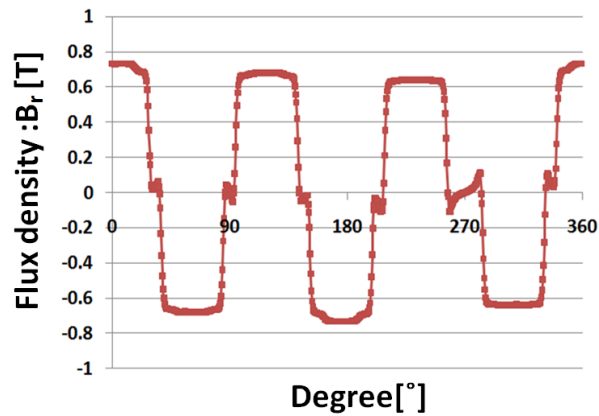
(c) The flux density in the armature core (The x-axis means degree from point B to counter-clock wise direction)

Figure 2.17: The results of 2-dimensional FEM analysis in the proposed model.

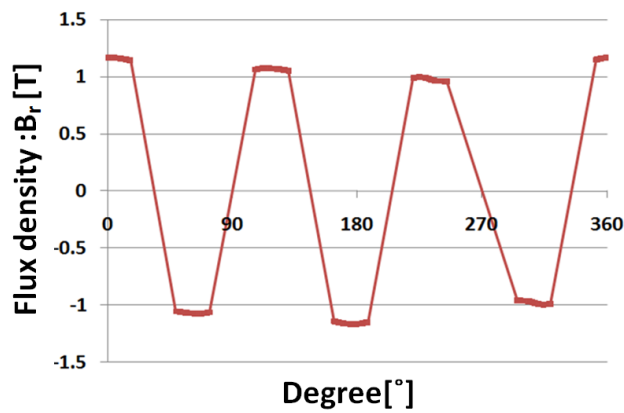
また、長ストローク用のオープンタイプモデルの断面の 2 次元磁界解析結果を図 2.18 に示す。図 2.17 の結果と大きく違うのは、電機子コアのカットによる磁気的な非対称性が存在していることである。したがって、長ストローク用のオープンタイプを設計する際には、磁気的な非対称性を考慮する必要がある。



(a) Flux density and flux line in cross-section of the open type model



(b) The air gap flux density (The x-axis means degree from point A to counter-clock wise direction)



(c) The flux density in the armature core (The x-axis means degree from point B to counter-clock wise direction)

Figure 2.18: The results of 2-dimensional FEM analysis in the open type model.

### 2.7.2 中央の軸のための直径決定

2.2 で中央の軸には、界磁側の支持のために非磁性体のパイプを投入して構成すると述べたが、ここでは中央の軸のための直径を決める。中央の軸のための直径を決めるために、2 次元磁界解析を行い、軸の直径の増加によるギャップ磁束密度の変化から最適点を採択することにした。その結果を図 2.19 と表 2.9 に示す。

図 2.19 の結果から、直径が増加することによって 24mm 付近からギャップと電機子極部の磁束密度が下がりはじめ、28mm から 30mm にかけて大きく減少することが分かる。これは、直径が増加することによって、磁気抵抗が高くなり、28mm からは界磁側のコアに通る磁束によりコアが飽和しはじめるからである。本研究では、非磁性体のパイプの直径を図 2.19 の結果と磁気的な余裕を考慮し、22mm に決めた。したがって、2 次元磁界解析における提案モデルの最大ギャップ磁束密度は 0.733T、最大電機子極部の磁束密度は 1.167T になる。

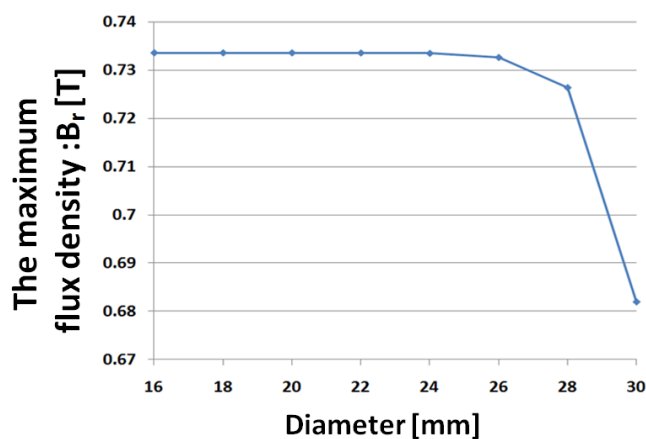


Figure 2.19: The air gap flux density by increasing diameter of the field core.

Table 2.9 Results of the air gap flux density by increasing diameter of the non-magnetic spacer.

Diameter of the non-magnetic spacer [mm]	The air gap flux density [T]	The flux density in the armature core [mm]
16	0.733	1.167
18	0.733	1.167
20	0.733	1.167
22	0.733	1.167
24	0.733	1.167
26	0.732	1.165
28	0.726	1.154
30	0.681	1.114

### 2.7.3 有効磁束率

有効磁束とは、永久磁石から出た磁束がどれくらいコイルに鎖交しているかを表す指標のことであり、これが大きければ大きいほど、漏れ磁束が少なく大きな誘導起電力を得られることを意味している。本研究では、界磁側が電機子側の直下にある状態を考慮し、式(2.35)を用いて有効磁束率を求めることにした。式(2.35)で用いる永久磁石と電機子極部の磁束密度の値は、3次元磁界解析に基づいた値である。表 2.10 に各計算に用いたパラメータと計算結果を示す。

表 2.10 の結果から分かるように、提案モデルの有効磁束率は 45.75%であり、ベクトルポテンシャルの差分を取って求めた 2次元解析での有効磁束率(60.96%)より低いことが分かる。これは、永久磁石から出た磁束がかなり他のところに漏れていることを意味しており、漏れている原因として挙げられるのは、1個の界磁ユニットで隣の永久磁石に漏洩される磁束と電機子コアと界磁側の進行方向に対する長さの違いから起因する隣の界磁ユニットの永久磁石に流れる磁束である。

$$\begin{aligned} \phi_{\text{efficient}} &= \frac{\text{The flux in armature pole}}{\text{The flux from the field magnet}} \times 100 = \frac{\frac{A_{\text{pole}}}{l_{\text{pole}}} \int_0^{l_{\text{pole}}} B_{\text{armature}}(x) dx}{\frac{A_{\text{mag}}}{l_{\text{mag}}} \int_0^{l_{\text{mag}}} B_{\text{mag}}(x) dx} \times 100 \\ &= \frac{\phi_{\text{armature}}}{\phi_{\text{mag}}} \times 100 \quad [\%] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Table 2.10 The parameters for calculation of efficient flux and results.

$A_{\text{pole}}$ [mm <sup>2</sup> ]	84
$A_{\text{mag}}$ [mm <sup>2</sup> ]	169.2
$\phi_{\text{armature}}$ [Wb]	$8.484 \times 10^{-5}$
$\phi_{\text{mag}}$ [Wb]	$18.544 \times 10^{-5}$
$\phi_{\text{efficient}}$ [%]	45.75

### 2.7.4 電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度

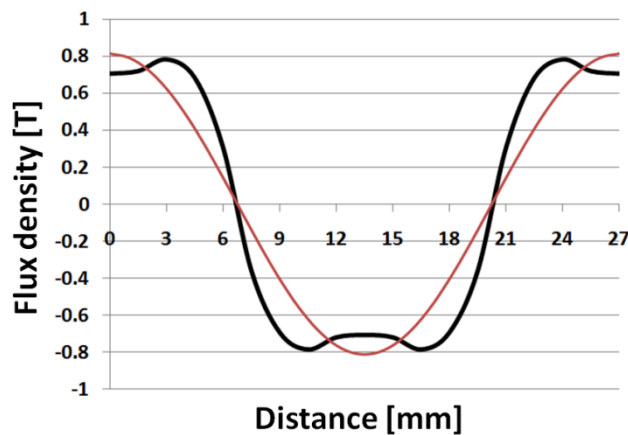


Figure 2.20: The no-load air gap flux density by moving an armature core (the red line is the theoretical value and the black one is the value based on 3-dimensional FEM analysis).

2.6 で述べたとおり、モータの設計において無励磁時のギャップ磁束密度は、電機子コアの移動によってその値が変わってくる。また、誘導起電力や、ディテント力、推力などを決める大事なパラメータであり、これによってモータの特性が変わってくる。したがって、電機子側の移動による無励磁時のギャップ磁束密度の波形を把握しておく必要がある。

図 2.20 に 3 次元磁界解析に基づいた提案モデルのギャップ磁束の理論値と解析値を示す。解析では、1 個の電機子コアが進行方向に 1mm ずつ電氣的に 1 周期移動していることを考慮した。

3 次元磁界解析で求めた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、2 次元解析値や理論値と大きく異なり、0.707T だった。この結果と式(2.36)から、漏れ係数 $k_l$ は 0.87 になる。

$$k_l = \frac{B_{gmax} \text{ (3D FEM analysis value)}}{B_{gmax} \text{ (Theoretical value)}} \quad (2.36)$$

また、最初の予想と違ってギャップの磁束密度の波形も綺麗な正弦波にはならず、第3高調波が含まれていることが分かる。図 2.21 のように、式(2.17)から基本波と第3高調波だけを考慮して計算した結果からみても、波形は解析結果とほぼ同じであることが分かる。しかし、これらは1個の電機子コアに対する計算であり、9-8 組み合わせを考慮した場合は各コアは電氣的に 40 度ずつ離れているため、この第3高調波による影響は解消できると考えられる。したがって、フルモデルで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。

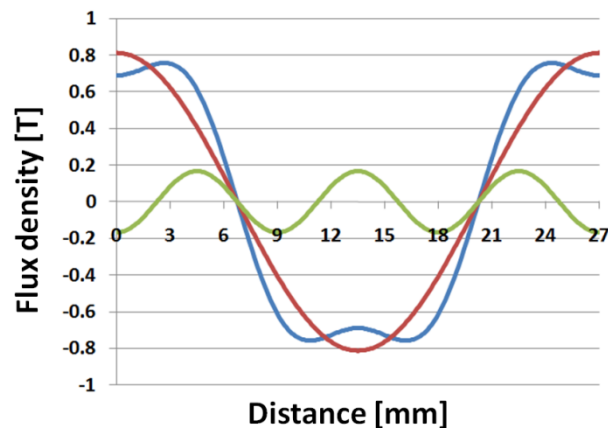
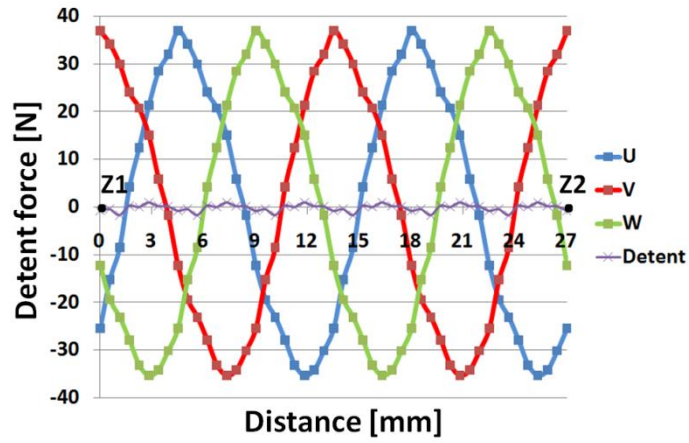


Figure 2.21: The theoretical no-load air gap flux density considered the 3th harmonic component. (the red line is fundamental component, the green one is 3th harmonic component and the blue one is the total value).

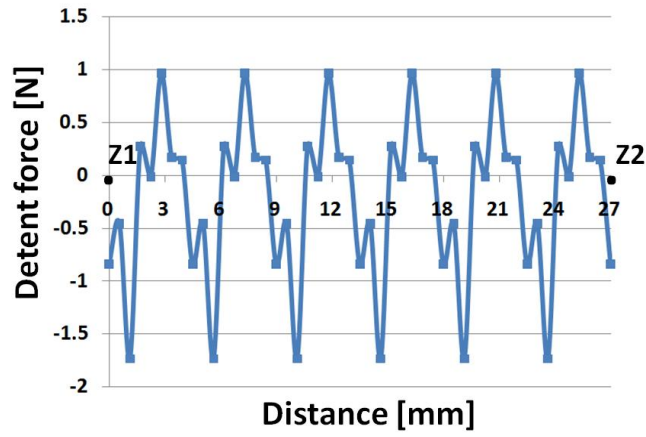
### 2.7.5 ディテント力

電機子側の移動距離 $2\tau$  (電気角 $360^\circ$ )に対するディテント力の 3 次元磁界解析の結果を図 2.22 に示す。3 相を考慮したフルモデルの解析は長時間がかかるため、実際の解析では 1 相分(3 コア)だけを考慮した。

1 相分(3 コア)だけ考慮した時の最大ディテント力は、図 2.22(a)のように 36.92 N でありその波形も第3高調波の影響で綺麗な正弦波になってないことが分かる。1 相にあたりの最大ディテント力は割と大きいですが、9-8 組み合わせのフルモデルを考慮した場合は、各相のディテント力を合わせることで図 2.22(b)のように上下対称性は見られなかったが、1.75 N までディテント力が低減されることが分かる。



(a) Detent force of each phase



(b) Reduced detent force through nine slot-eight pole combination

Figure 2.22: Detent force of the proposed model.

### 2.7.6 静推力、推力

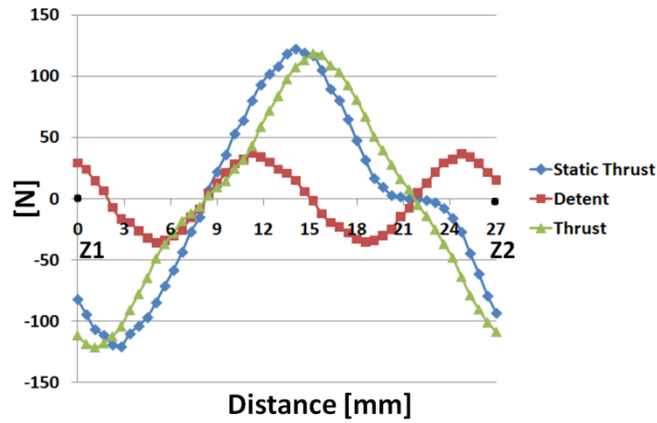


Figure 2.23: Static thrust and thrust of the proposed model.

電機子電流 5A、巻き数 50turns の時、1 相分(3 コア)だけ考慮した提案モデルの静推力と推力を図 2.23 に示す。提案モデルの最大静推力と最大推力はそれぞれ 118.43N、114.01N であり、フルモデル(3 相)を考慮した最大推力は 171.01N である。この時のディテント力は推力の約 1% であり、提案モデルはコア付き PMLSM でありながら、大推力と高位置決め精密の両立の可能性が分かった。

図 2.24 は、電流を 0A から 15A まで 2.5A ずつ増加させた時の静推力(最大値)の理論値と、3 次元磁界解析値の結果である。図 2.23 より解析値は、電流が 10A を過ぎるとモータ内部の磁束密度が増加し鉄心が飽和するため、推力-電流の線形性がなくなる。

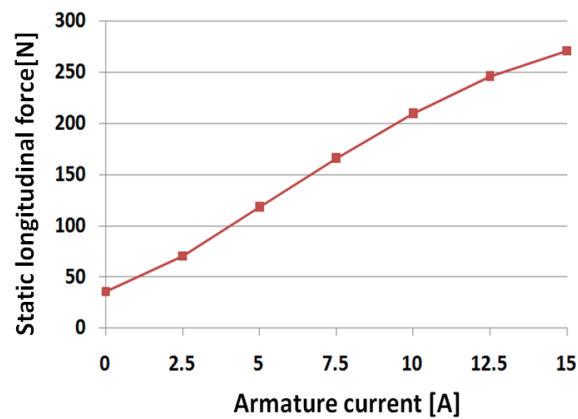


Figure 2.24: Static thrust-current characteristic of the proposed model.

以上、磁界解析に基づいた提案モデルの基礎特性を表 2.11 に示す。



Table 2.11 The fundamental characteristics based on field analysis of the proposed model.

The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	0.707
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$1.532 \times 10^{-4}$
The flux leakage coefficient $k_l$	0.87
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	6.65
The back EMF constant $K_e$	6.65
The maximum detent force per a phase $F_{d\_1phase}$ [N]	36.92
The maximum detent force per 3 phase $F_{d\_1phase}$ [N]	1.75
The maximum thrust per a phase $F_{t\_1phase}$ [N]	114.01
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	171.01
Thrust constant $K_t$	34.43
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$247.4 \times 10^3$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$10.9 \times 10^3$
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	950.1
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	57.7
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$1.53 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$3.06 \times 10^{-3}$
Mechanical output $P$ [W]	33.25
Power factor $\cos\theta$	0.990
Efficiency $\eta$	0.942

## 2.8 本章のまとめ

本章では、回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒 PMLSM について述べ、産業分野で要求される特性からみた提案モデルの特長と磁気回路法を用いた簡易設計、モデルの定式化および基礎特性の算出について述べた。また、有限要素法を用いた磁界解析による詳細な設計と特性評価について述べた。

設計の考慮点から見た横方向磁束円筒 PMLSM は、表 2.12 のように 1 個の電機子一界磁ユニットの断面の中心での電機子極一永久磁石の組み合わせを回転機の 4、6、8 極機に対応させることで、同じ体積や面積の中で力が働く箇所を増やすことができ、大推力を得ることが実現できる。

ディテント力低減による高位置決め精度の観点からみると、横方向磁束円筒 PMLSM では 9 コア一 8 極の組合せを用いることでディテント力を推力の約 1% まで抑えることができたため、コア付き PMLSM で大推力と高位置決め精密の両立の可能性を見られた。

磁気吸引力の相殺による支持の簡単さと簡便な構造、簡単に加工・組立ての観点からみても、回転式モータの電機子側の形状をほぼそのまま用いることで、磁氣的に安定な状態を保つことによる磁気吸引力の相殺や新しい電機子鉄心の設計を省略できることなどの長所があり、迅速で安価な製作が可能になる。

また、長ストロークに関しても、提案モデルでは電機子側の一部を切ったオープンタイプを用いることで、従

来のクローズド円筒型 PMLSM では実現が困難だった長ストロークリニアモータの設計が可能となる。

Table 2.12 Viewpoint of the proposed model from design point.

The design point	Rate	Note
High thrust density	○	The armature pole-field magnet variation
Low detent force	○	9core-8pole combination
Cancellation of strong normal attractive force	○	Armature cores for rotary machinery (6 balanced magnetic circuit)
Simple structure, easy assembly and fabrication	○	1. Armature cores for rotary machinery 2. Laminated steel plate 3. No adhesive to attach field magnets
Supporting long stroke	○	Open type

## 第3章 磁束集中型界磁による大推力化の試みと問題点

### 3.1 大推力密度の観点からみた横方向磁束円筒リニア同期モータの限界

第2章では、回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒 PMLSM に関して述べた。一般的に PMLSM で大推力密度を得る観点からみると、主に以下の方法がある。

- (1) できるだけ無駄な空間を減らし、空間利用率を向上させる。
- (2) 永久磁石の着磁方向の長さを調整して界磁側の起磁力を増やす。
- (3) 電機子コイルに流す電流の量や巻き数を増やし、電機子側の起磁力を増やす。

しかし、(1)の観点からみると第2章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM は、回転式モータの電機子コアをほぼそのまま用いるため、電機子極の間に空間が存在する。もちろん、回転式モータの電機子コアをほぼそのまま用いることで磁気吸引力が相殺でき簡便で安価で製作ができるが、大推力密度の観点からみると、この空間は無駄な空間になる。そのため、空間利用率や推力密度の低下の原因となる。

(2)の観点からみると、図 3.1 のように着磁方向の寸法を大きくすると隣の永久磁石に当たってしまうため、機械的強度が弱くなるなど、着磁方向で永久磁石の設計の自由度には制約がある。そのため、同じサイズ、巻き数、電機子電流という条件の下で、推力密度を上げることは難しい。

第2章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM では、(3)の観点から電機子側の起磁力を増やせば推力密度を向上させることが可能だが、電機子コイルの断面積の制約からこの方法では限界があると考えられる。

そこで、同じサイズ、巻き数、電機子電流という条件の下で、さらに同じ磁石量を利用してギャップに流れる磁束の量を増やすことが実現できれば、界磁側の起磁力を増やす効果があるため大推力密度を得ることができると判断した。本章ではその具体的な考え方や設計について論じる。

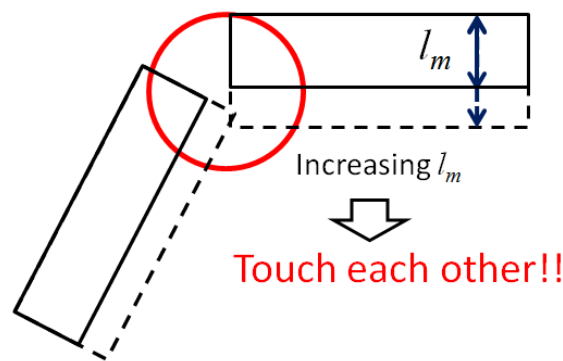


Figure 3.1: Limitation of magnetization in the proposed model.

### 3.2 磁束集中型界磁による大推力化

着磁を工夫することでギャップに磁束を集中させ大推力を得ることに関しては、昔から研究されてきた。その

代表的な方法がハルバツハ配置である。ハルバツハ配置では、磁化の向きを変えることによりギャップに流れる磁束を集中させ大推力を得られる<sup>[15],[16]</sup>。

しかし、NdFeB系磁石やSmCo系磁石などの希土類系磁石を用いてハルバツハ配置を構成するのは難しく、磁石同士を強力な接着剤を使用しなければならず、作業にも手間がかかる。また、生産コストも上がるため、最初に述べた設計の考慮点を考えてみると、不向きだと考えられる。しかも、図3.2のように実際に磁石が剥がれてしまい、失敗した例もある<sup>[17]</sup>。

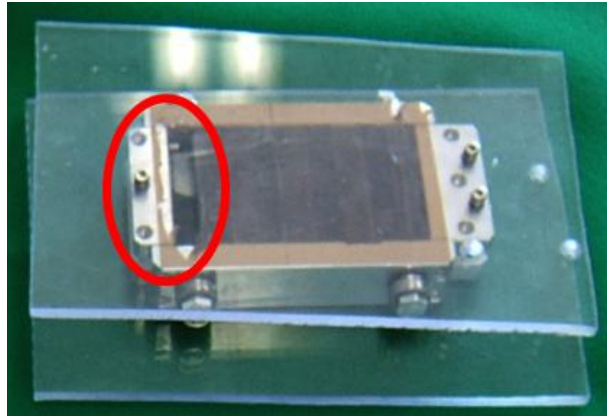


Figure 3.2: Failure in Halbach array<sup>[17]</sup>.

そこで、できるだけ簡便な形でギャップに流れる磁束を集中させ、大推力を得る方法を考えた。その基本となる発想を図3.3に示す。

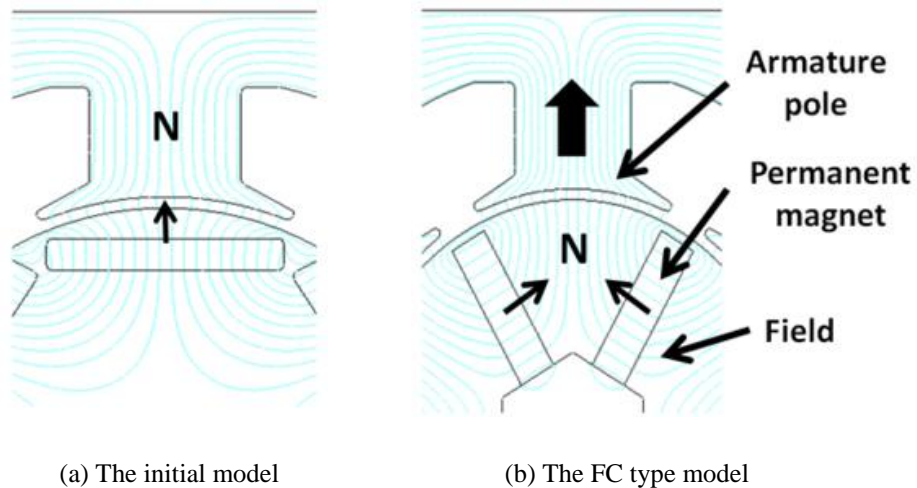


Figure 3.3: The concept of flux concentration.

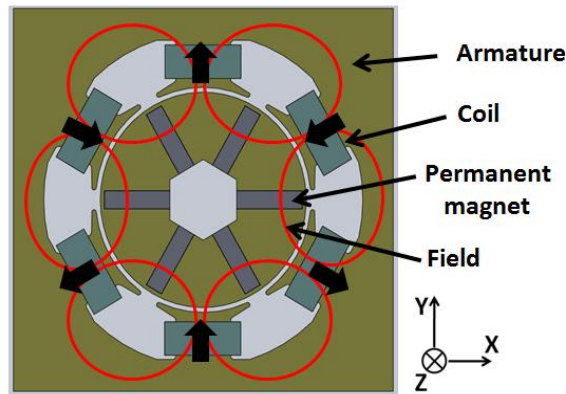
一般的に市販されているPMLSMや第2章で述べた横方向磁束円筒PMLSMは、図3.3(a)のように1個の電機子の極に対して、1個の永久磁石が対向している形になっている。つまり、電機子極と永久磁石は1対1の構造になっているが、図3.3(b)のように磁石を同じ磁極同士に対向させると反発力が作用することをう

まく工夫することができれば、磁石同士を付けるために強力な接着剤を使わなくても、簡便な形でギャップに流れる磁束を集中させて大推力を得ることができると考えた。

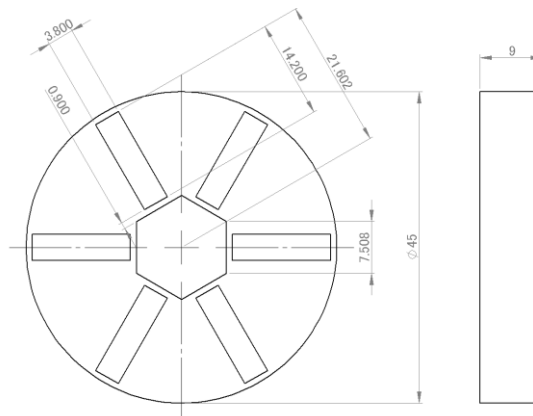
また、提案する界磁側の大きな構造的長として、着磁方向で永久磁石の設計の自由度が高いことが挙げられる。第2章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM では、着磁方向の寸法を大きくすると隣の永久磁石に当たってしまうため、機械的強度が弱くなる。しかし、提案した着磁方法を用いると、着磁方向に余裕があるため比較的設計の自由度が高い。

これが実現できれば、1対1の構造やハルバツハ配置より簡便な形で少量の磁石と界磁側の鉄心を用いて同じ推力またはそれ以上の推力を得ることができると期待される。本研究では、これを磁束集中型モデル(The FC type model: Flux Concentrated type Model)と呼び、比較のために第2章で提案したモデルを初期モデル(The initial model)と呼ぶ。

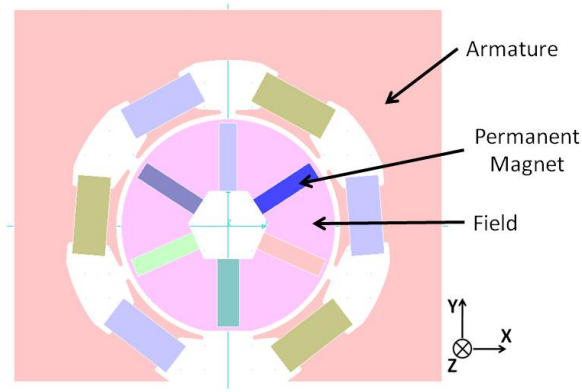
本研究では、提案した磁束集中型モデルの是非を確かめるために、各部の寸法、磁石量、駆動条件など、すべての条件を初期モデルと同じにして設計した。図3.4に磁束集中型モデルの基本モデルと最初に検討する界磁側の寸法、長ストロークを考慮したオープンタイプモデルの1個の電機子-界磁ユニットを示す。



(a) Six magnetic circuits by flux



(b) Dimension of the field side



(c) Open type for long stroke

Figure 3.4: An armature and field unit of the FC type model.

図 3.4(a)のように磁束集中型モデルでは2個の磁石が1個の磁極を作る形になっており、対向する磁石によって集中した磁束は電機子極を通してコアのなかで均等に分散され、隣の電機子極から戻ってくる。このような6個の磁気回路がバランスよく磁氣的に助け合うような形になっている。中央の軸には界磁側の支持のために非磁性体で構成される。また、永久磁石を積層された電磁鋼板に投入すれば済むため、固定用の接着剤や器具などが不要になる。したがって、低コストや製作の手間が省けることの長所がある。

図 3.4(b)の界磁側の永久磁石の寸法としては、機械的な強度と磁石同士の対抗面積の増加を考慮し、 $54\text{mm}^2$ の制約から横 14.2mm、着磁方向 3.8mm にした。また、永久磁石端部で漏洩される磁束を減らすために、表面との間隔を 0.9mm にした。

オープンタイプモデルでは、初期モデルでのような磁氣的な非対称性が存在すると予想されるが、図 3.4(c)の6時方向にある永久磁石の起磁力の影響で初期モデルより磁氣的なバランスが回復されると期待される。

### 3.3 磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定

本章では、設計の基本式と基礎特性算定について述べる。設計の基本式と基礎特性算定に関しては、前章と同じ磁気回路法を用いて行った。ただし、磁束集中型モデルでは1個の磁気回路に永久磁石が1個しかないため、図3.5のような等価回路になる。基本的な導出の仕方は同じであるため、ここでは式(3.1)-(3.21)とに主な結果だけ示す。

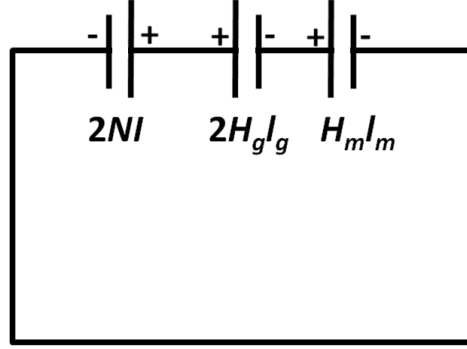


Figure 3.5: Equivalent magnetic circuit considering one magnetic circuit.

$$B_g = \frac{B_r}{\frac{A_g}{A_m} + \frac{2\mu_0 g_c}{l_m}} \left(1 - \frac{NI}{H_c l_m}\right) \quad [\text{T}] \quad (3.1)$$

$$\phi_g = B_g \times A_g \quad [\text{Wb}] \quad (3.2)$$

$$\phi_g(z) = \frac{4k_l \phi_g \tau}{(b-a)\pi^2} \left\{ \cos\left(\frac{\pi a}{\tau}\right) - \cos\left(\frac{\pi b}{\tau}\right) \right\} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) = k_l \phi_{gmax} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{Wb}] \quad (3.3)$$

$$B_g(z) = \phi_g(z) A_g = k_l B_{gmax} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{T}] \quad (3.4)$$

$$e(t) = -p k_c N \frac{d\phi_g(t)}{dt} = p \frac{\pi v}{\tau} k_c k_l N \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) = E_{max} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{V}] \quad (3.5)$$

$$E_{rms} = 0.707 p \frac{\pi v}{\tau} k_c k_l N \phi_{gmax} \quad [\text{V}] \quad (3.6)$$

$$K_e = E_{rms}/v \quad [\text{V}/(\text{m/s})] \quad (3.7)$$

$$F_{detent}(z) = -\frac{dW}{dz} = -\frac{d}{dz} \left( \frac{B_g^2(z) V_g}{2\mu_0} \right) = \frac{k_l^2 B_g^2 \pi^2 r d g_c}{6\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) = F_d \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} F_{static}(z) &= \frac{k_l^2 B_g^2 \pi^2 r d g_c}{6\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) + 0.707 p \frac{\pi}{\tau} k_c k_l N I \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \\ &= F_{detent}(z) + F_{thrust}(z) \quad [\text{N}] \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$F_{thrust}(z) = \sum 0.707 p \frac{\pi}{\tau} k_c k_l N I \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau} + 2(\theta - 1)\right), (\theta: 1 \sim 9) \quad [\text{N}] \quad (3.10)$$

$$K_t = \frac{F_{thrust\_max}}{I} \quad [\text{N/A}] \quad (3.11)$$

$$F_{volume} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total volume}} \quad [\text{N/m}^3] \quad (3.12)$$

$$F_{dimension} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total dimension}} \quad [\text{N/m}^2] \quad (3.13)$$

$$F_{magnet} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total weight of magnet}} \quad [\text{N/kg}] \quad (3.14)$$

$$F_{weight} = \frac{F_{thrust\_max}}{\text{Total weight of mover}} \quad [\text{N/kg}] \quad (3.15)$$

$$R = \rho \frac{Nl}{S} \quad [\Omega] \quad (3.16)$$

$$R' = R \times \frac{235+T}{235+t} = R \times \frac{235+100}{235+20} \quad [\Omega] \quad (3.17)$$

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{R_g} \quad [\text{H}] \quad (3.18)$$

$$P = E_{rms} I_{rms} \quad [\text{W}] \quad (3.19)$$

$$\cos\theta = \frac{E_{rms} + RI_{rms}}{V_s} = \frac{E_{rms} + RI_{rms}}{\sqrt{(E_{rms} + RI_{rms})^2 + (XI_{rms})^2}} \quad (3.20)$$

$$\eta = \frac{E_{rms}}{E_{rms} + RI_{rms}} \quad (3.21)$$

以上の結果に基づいた磁束集中型モデルの基礎特性と初期モデルとの比較を表3.1に示す。表3.1で分かるように、磁束集中型界磁を取り入れることで初期モデルに比べギャップ磁束が約14%増加した。よって、推力密度も14%増加し、最初の期待通りに同じ磁石量を用いて大推力を得られると考えられる。しかし、ディテント力はギャップのエネルギー密度の増加によって29.5%増加したが、9-8組み合わせを用いることで低減できると考えられる。また、磁束集中型モデルでは初期モデルに比べ力率が0.5%下がったが、これは集中した磁束によって自己インダクタンス成分が大きくなったからであり、推力を含む他の特性が約14%増加したことからみると大きな問題にはならないと考えられる。



Table 3.1 Results and comparison with the initial model of the fundamental characteristics.

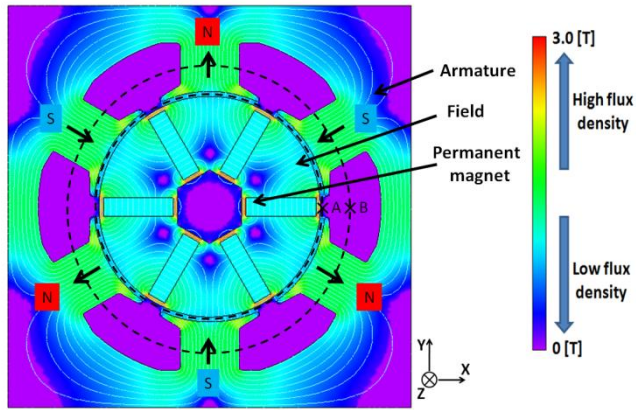
The fundamental characteristics	The FC type model	Comparison with the initial model [%]
The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	0.874	13.8
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$2.105 \times 10^{-4}$	13.9
The maximum air gap flux at no load $\phi_{gmax}$ [Wb]	$2.228 \times 10^{-4}$	13.9
The maximum air gap flux density at no load $B_{gmax}$ [T]	0.925	13.8
The maximum back EMF $E_{max}$ [V]	13.69	13.9
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	9.68	14.0
The back EMF constant $K_e$	9.68	14.0
The maximum detent force in an armature core $F_d$ [N]	24.23	29.5
The maximum detent force per one phase $F_{d\_1phase}$ [N]	61.33	29.5
The maximum thrust in an armature core $F_t$ [N]	48.39	13.9
The maximum thrust per one phase $F_{t\_1phase}$ [N]	139.33	13.9
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	208.99	13.9
Thrust constant $K_t$	41.79	13.9
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$302.4 \times 10^3$	13.9
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$13.39 \times 10^3$	13.5
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	$1.16 \times 10^3$	13.5
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	70.6	13.9
Winding resistance per an armature pole at 20°C $R_{20}$ [ $\Omega$ ]	0.207	0
Winding resistance per an armature core at 20°C $R_{20\_1core}$ [ $\Omega$ ]	1.242	0
Winding resistance per U phase at 20°C $R_U$ [ $\Omega$ ]	0.414	0
Winding resistance per an armature pole at 100°C $R'_{100}$ [ $\Omega$ ]	0.272	0
Winding resistance per an armature core at 100°C $R'_{100\_1core}$ [ $\Omega$ ]	1.632	0
Winding resistance per U phase at 100°C $R'_{100\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.544	0
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$2.23 \times 10^{-3}$	13.8
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$4.46 \times 10^{-3}$	13.8
Mechanical output $P$ [W]	48.39	13.9
Power factor $\cos\theta$	0.985	-0.5
Efficiency $\eta$	0.939	1.8

### 3.4 磁界解析による詳細設計と性能評価

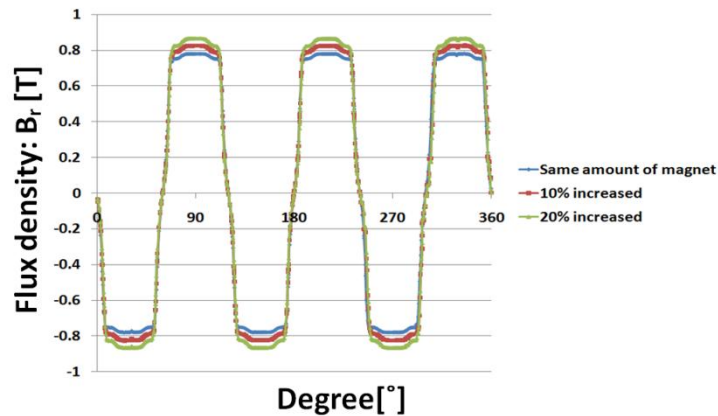
本章では、JMAG という電磁界解析ツールを用いて提案モデルの詳細設計と性能評価を行う。解析に用いたコアや永久磁石などの各部の材料は、初期モデルと同じにした。

### 3.4.1 断面の磁束と磁気回路

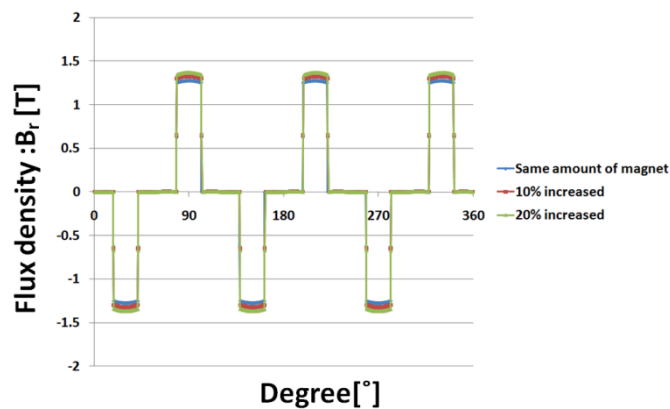
提案モデルの1個の電機子-界磁ユニットでは、磁気回路が永久磁石の数と同じ6個存在すると述べたが、その確認と磁気的なバランスの良さを確認するために、2次元磁界解析を行った。その結果を図3.6に示す。



(a) Flux density and flux line in cross-section



(b) The air gap flux density (The x-axis means degree from point A to counter-clock wise direction)



(c) The flux density in the armature core (The x-axis means degree from point B to counter-clock wise direction)

Figure 3.6: The results of 2-dimensional FEM analysis in the FC type model.

図 3.6(a)のように1個の電機子一界磁ユニットでは、予想通りに6個の磁気回路が存在している。また、2個の磁石が1個の磁極を作る形になっており、このような6個の磁気回路がバランスよく磁氣的に助け合うような形になっていることが分かる。各永久磁石の端部から出た磁力線は、ギャップの方に流れずに漏洩されることが分かる。

最大磁束密度は、初期モデルと同じように永久磁石端部で漏洩される磁束と磁気抵抗が高いことから各永久磁石の端部で発生しており、コアが飽和している。

初期モデルと同じ磁石量を用いた場合のギャップとコイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度の絶対値は、図 3.6(b)と(c)のように全部同じであり最大値は 0.783T と 1.275T である。したがって、6個の磁気回路は初期モデルと同じように磁氣的にも安定しているため、磁束集中型界磁は構造的にも片方に引き寄せられる性質がなくなり、磁気吸引力の相殺にも有利であることが分かる。

また、ギャップとコイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度は、初期モデルに比べてそれぞれ約 6.82%、約 9.25%大きくなり、最初に予想した磁束集中効果を確認できた。着磁方向に対する永久磁石の長さに関して初期モデルより設計の自由度があり、永久磁石の量を着磁方向に 10%、20% ずつ増やした時のギャップの磁束密度は、それぞれ 12.8%、18.6% 増加し、コイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度もそれぞれ 13.6%、17.6% 増加した。しかし、永久磁石の量を 20% 増加させた時の各部の磁束密度の増加分は、永久磁石の増加分に比べて小さくなり、永久磁石の使用効率から考慮すると量を 10% 増やした時が一番いいということが分かる。また、永久磁石の量を 20% 以上増加させると鉄心の飽和の影響もあるため、各部の磁束密度の増加率はさらに減ることが予想される。

しかし、同じ量を考慮した場合、各部の磁束密度は増加したため、磁束集中型モデルでは推力の増加による大推力密度を実現できると考えられる。本研究では初期モデルと比較のために設計時の永久磁石の量を初期モデルで用いられた量と同じ量にして解析する。これらの結果を表 3.2 に示す。

Table 3.2 Comparison of numerically calculated flux density in the initial model and the FC type model.

Condition	The same amount of magnet	PM increased of 10%	PM increased of 20%
The maximum air gap flux density in the initial model [T]	0.733	0	0
The maximum air gap flux density in the FC type model [T]	0.783	0.827	0.869
Comparison with the initial model [%]	6.82	12.8	18.6
The maximum air gap flux density in the armature core of the initial model [T]	1.167	0	0
The maximum air gap flux density in the armature core of the FC type model [T]	1.275	1.326	1,372
Comparison with the initial model [%]	9.25	13.6	17.6

### 3.4.2 永久磁石の端部における漏洩磁束を考慮した界磁側の形状

磁束集中型界磁では、図 3.6(a)に示した通り永久磁石端部で漏洩される磁束が存在する。この漏洩される磁束は、永久磁石本来の特性であるため完全に解決することはできないが、できるだけこの影響を減らしギャップの方に磁束を集中させるために、図 3.7 のように内側のコアの一部を切ることとした。内側のコアの一部を切ることによって、中心軸部の磁気抵抗が高くなるため、永久磁石端部で漏洩される磁束の量は少なくなると考えられる。これを確認するために 2 次元磁界解析を行った。その結果を図 3.8 に示す。

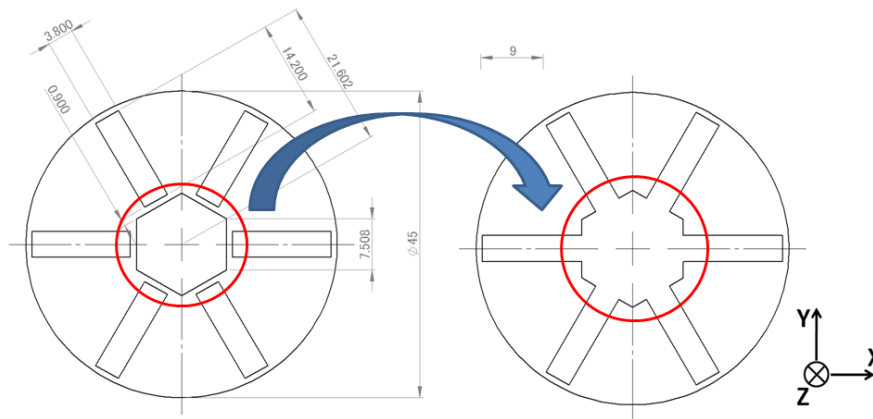
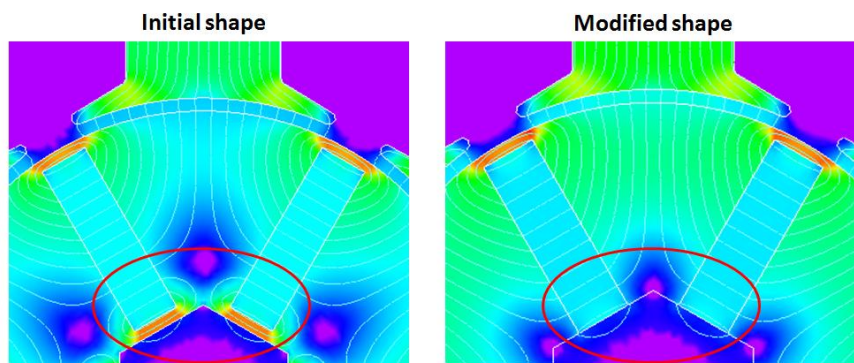


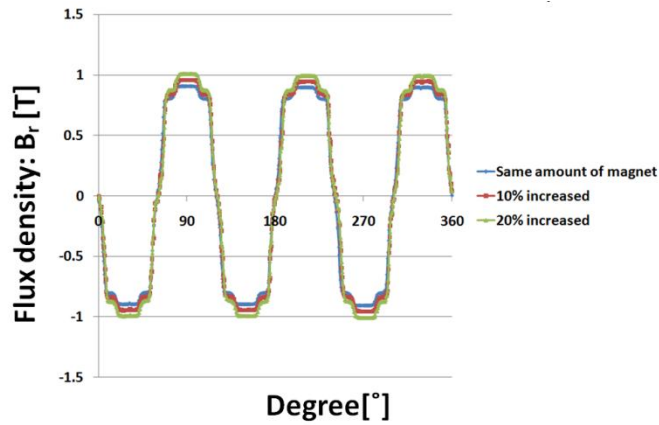
Figure 3.6: Modification of the field core in the FC type model.

図 3.8 に結果より、内側のコアの一部を切ることによって内側の永久磁石で漏洩される磁力線の数は中心軸にある非磁性体の高い磁気抵抗の影響で減ったことが分かる。ギャップの磁束密度とコイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度は 0.909T と 1.399T であり、内側を切る前よりそれぞれ約 24.01%、19.88% 増加した。永久磁石の量を着磁方向に 10%、20% ずつ増やした時のギャップの磁束密度は、それぞれ 30.69%、37.78% 増加し、コイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度もそれぞれ 23.73%、27.68% 増加した。

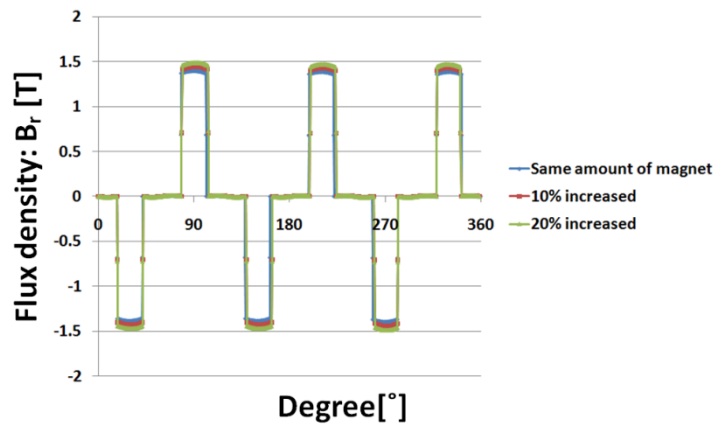
また、永久磁石の量を 20% 増加させた時の各部の磁束密度の増加分は、永久磁石の増加分に比べて大きくなり、永久磁石の使用率も改善された。したがって、本研究ではこのモデルに変更することにした。これらの結果を表 3.3 に示す。



(a) Flux line in cross-section



(b) The air gap flux density (The x-axis means degree from point A to counter-clock wise direction)



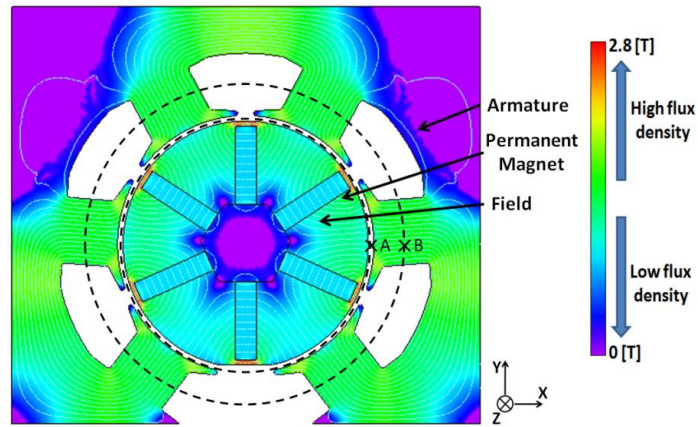
(c) The flux density in the armature core (The x-axis means degree from point B to counter-clock wise direction)

Figure 3.8: The results of 2-dimensional FEM analysis in the modified shape.

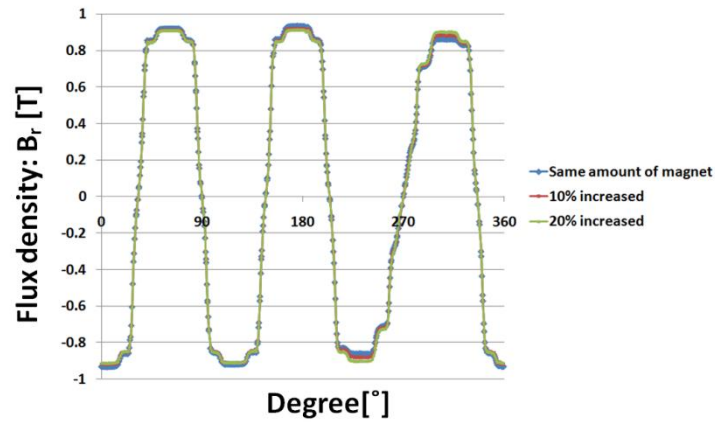
Table 3.3 Comparison of numerically calculated flux density in the initial model and the FC type model.

Condition	The same amount of magnet	PM increased of 10%	PM increased of 20%
The maximum air gap flux density in the initial model [T]	0.733	0	0
The maximum air gap flux density in the FC type model [T]	0.909	0.958	1.010
Comparison with the initial model [%]	24.01	30.69	37.78
The maximum air gap flux density in the armature core of the initial model [T]	1.167	0	0
The maximum air gap flux density in the armature core of the FC type model [T]	1.399	1.444	1.490
Comparison with the initial model [%]	19.88	23.73	27.68

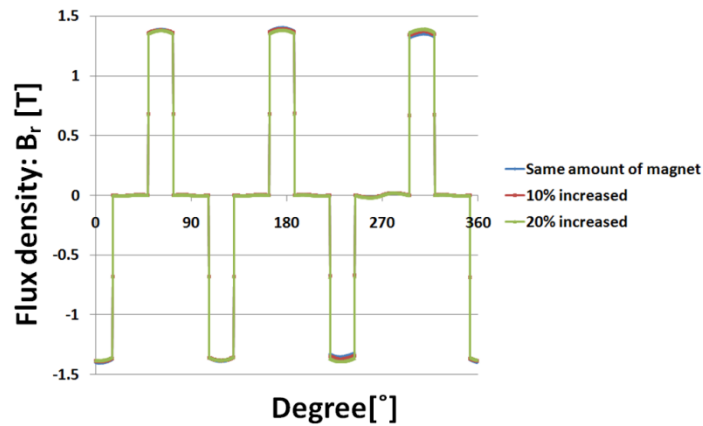
長ストローク用のオープンタイプモデルの断面の2次元磁界解析結果を図3.9に示す。



(a) Flux density and flux line in cross-section of the open type model



(b) The air gap flux density (The x-axis means degree from point A to counter-clock wise direction)



(c) The flux density in the armature core (The x-axis means degree from point B to counter-clock wise direction)

Figure 3.9: The results of 2-dimensional FEM analysis in the open type model.

磁束集中型モデルのオープンタイプモデルでは、初期モデルと同じように電機子コアのカットによる磁気的な非対称性が存在しているが、6時方向にある永久磁石の起磁力の影響で初期モデルより磁気的なアンバランスが大きく回復されたことが図3.9(b)と(c)の結果で分かる。

また、この磁気的な非対称性は6時方向にある永久磁石量の増加とともに解消されることが分かる。ギャップとコイルとの鎖交部における電機子側の磁束密度も、初期モデルに比べて大きくなったことが確認できた。したがって、長ストロークモデルでは磁束集中型界磁を用いることで磁気的な安定性を保ちながら、推力の増加による大推力密度を実現できると考えられる。

### 3.4.3 電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度

2.6で述べた通り、モータの設計において無励磁時のギャップ磁束密度は、誘導起電力や、ディテント力、推力などを決める大事なパラメータであり、電機子コアの移動によってその値が変わってくる。

図3.10に3次元磁界解析に基づいた提案モデルのギャップ磁束の理論値と解析値を示す。解析では、1個の電機子コアが進行方向に1mmずつ電氣的に1周期移動していることを考慮した。

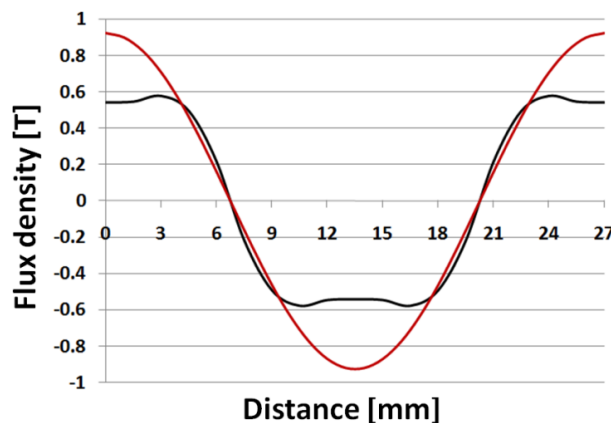


Figure 3.10: The no-load air gap flux density by moving an armature core (the red line is the theoretical value and the black one is the value based on 3-dimensional FEM analysis).

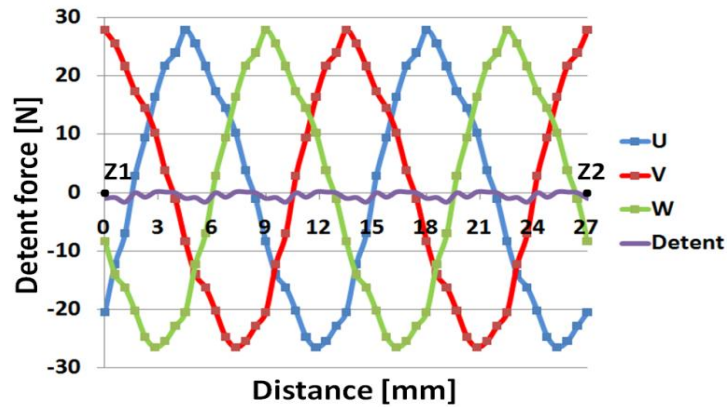
3次元磁界解析で求めた永久磁石が電機子コアの直下にある時のギャップの磁束密度は、初期モデルと同じようにギャップの磁束密度の波形に第3高調波が含まれていることが分かる。

しかし、2次元解析値や理論値と大きく異なり、0.539Tだった。また、初期モデルでのギャップ磁束密度の3次元磁界解析結果に比べても、磁束集中型モデルはギャップの磁束密度が低く、最初の予想と違って磁束集中効果を見られないことが分かる。漏れ係数 $k_l$ も0.58になり、初期モデルより漏れ磁束が多いことが分かる。

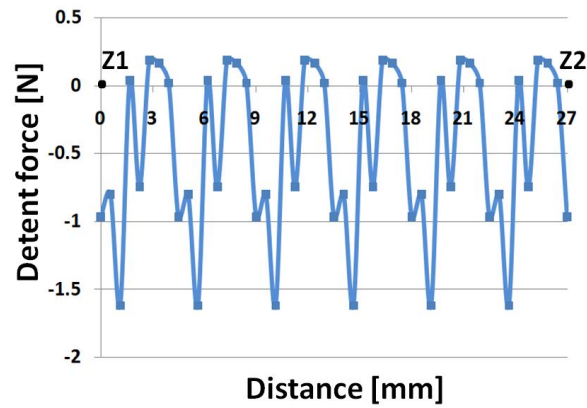
### 3.4.4 ディテント力

電機子側の移動距離 $2\tau$ (電気角 $360^\circ$ )に対する1相分(3コア)のディテント力の3次元磁界解析の結果を図3.10に示す。1相分(3コア)だけ考慮した時の最大ディテント力は、図3.11(a)のように27.83Nであり、初期モデルの36.92Nに比べて小さいことが分かる。また、9-8組み合わせのフルモデルを考慮した場合も、初期モデルより小さいことが分かる。





(a) Detent force of each phase



(b) Reduced detent force through nine slot-eight pole combination

Figure 3.11: Detent force of the FC type model.

### 3.4.5 静推力、推力

電機子電流 5A、巻き数 50turns の時、1 相分(3 コア)だけ考慮した提案モデルの静推力と推力を図 3.12 に示す。提案モデルの最大静推力と最大推力はそれぞれ 105.19N、102.36N であり、フルモデル(3 相)を考慮した最大推力は 158N である。以上、磁界解析に基づいた磁束集中型モデルの基礎特性を表 3.4 に示す。

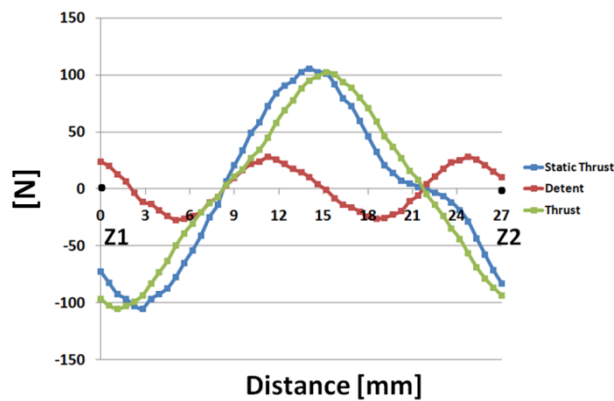


Figure 3.12: Static thrust and thrust of the FC type model.



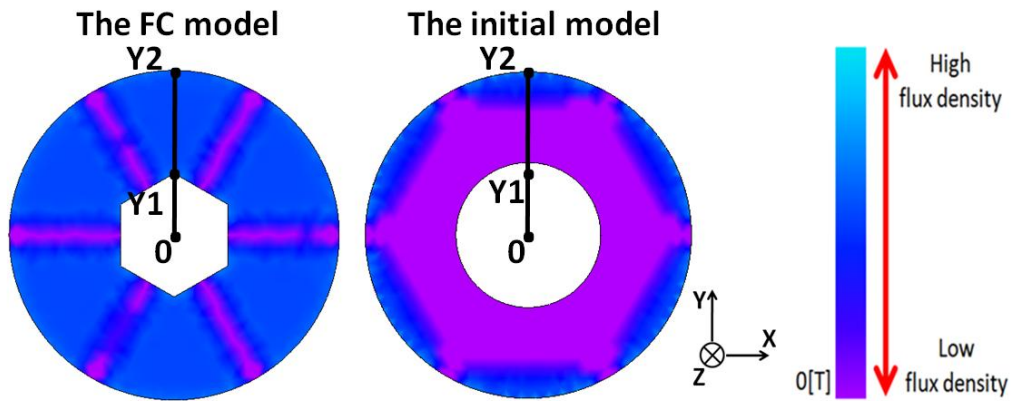
Table 3.4 The fundamental characteristics based on field analysis of the FC model.

The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	0.539
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$1.168 \times 10^{-4}$
The flux leakage coefficient $k_l$	0.58
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	5.93
The back EMF constant $K_e$	5.93
The maximum detent force per a phase $F_{d\_1phase}$ [N]	27.83
The maximum detent force per 3 phase $F_{d\_1phase}$ [N]	1.61
The maximum thrust per a phase $F_{t\_1phase}$ [N]	102.36
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	158
Thrust constant $K_t$	31.60
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$228.6 \times 10^3$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$10.12 \times 10^3$
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	877.8
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	53.3
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$1.17 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$3.42 \times 10^{-3}$
Mechanical output $P$ [W]	29.65
Power factor $\cos\theta$	0.984
Efficiency $\eta$	0.908

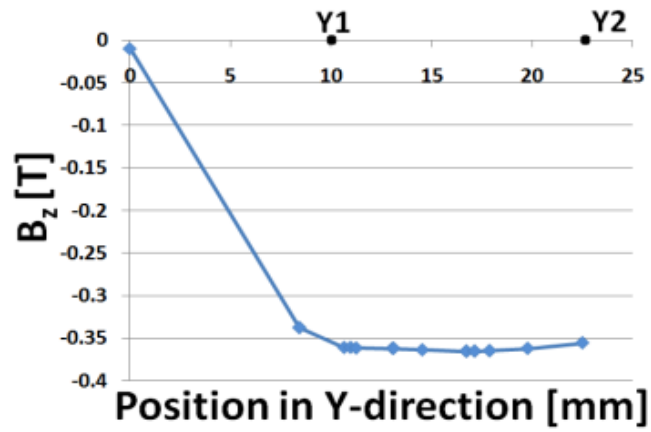
### 3.5 磁束集中型モデルの問題点

前節では、磁束集中型モデルの磁界解析による詳細設計と性能評価について述べた。磁界解析の結果、提案した磁束集中型モデルでは、最初の予想と違って初期モデルより大きなギャップの磁束密度を得ることができなかった。

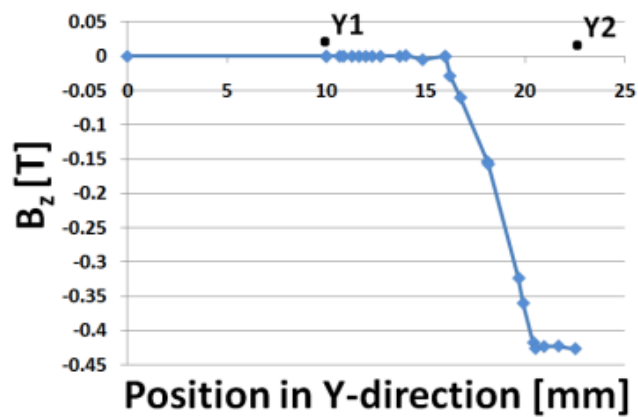
ギャップの磁束密度の低下の原因には、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束を挙げられる。図 3.13 に磁束集中型モデルと初期モデルの非磁性体スペーサにおける磁束密度の分布を示す。図 3.13 から分かるように、磁束集中型モデルでは初期モデルに比べて非磁性体スペーサ全体にわたって磁束が分布していることが分かる。つまり、永久磁石が電機子コアの直下にある時も、同極の永久磁石を向き合わせることで発生した強力な磁束が、すべてギャップを通過して電機子コアの方に流れずに多くは隣の非磁性体スペーサに流れる。非磁性体を通った磁束は、進行方向にある隣の永久磁石に漏洩され、また非磁性体を通って戻ってくる。



(a) Flux density distribution in non-magnetic spacer



(b) The flux density in non-magnetic spacer of the FC model



(c) The flux density in non-magnetic spacer of the initial model

Figure 3.13: The results of flux density in non-magnetic spacer.

また、図 3.14 に永久磁石が電機子コアの直下に位置してない時の磁束分布を示す。図 3.14 の結果から、界磁側の表面近くに発生する磁束の領域は、磁束集中型モデルより永久磁石を界磁側の表面の近くに着磁した初期モデルで多いことが分かる。これは、回転磁界と永久磁石の吸引・反発で直線運動するリニアモータで、電機子コアを引っ張ったり、反発させたりする力が磁束集中型モデルでは大きいことを意味している。したがって、この形状では磁束集中型モデルで大推力を実現できないと考えられる。

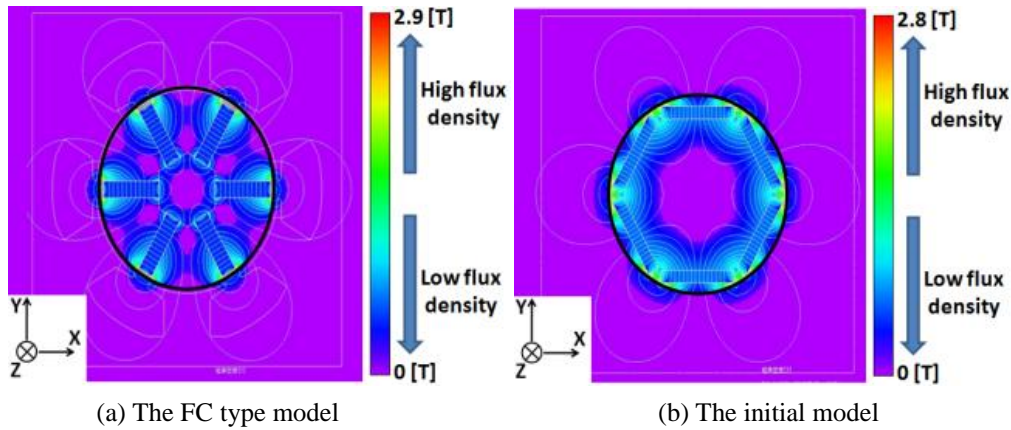


Figure 3.14: The results of flux density without the armature core in each model.

### 3.6 形状の変更による漏れ磁束と推力の検討

本章で提案した磁束集中型界磁を持つ横方向磁束円筒 PMLSM は、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束が大きいせいで高効率で大推力を得る目標から見ると長所がないと判断し、着磁の変更を考慮しなければならなかった。磁束集中による大推力化という目的から、できるだけ漏れ磁束を減らし大推力を得るために着磁を変更した。図 3.15 にその変更したモデルの断面を示す。

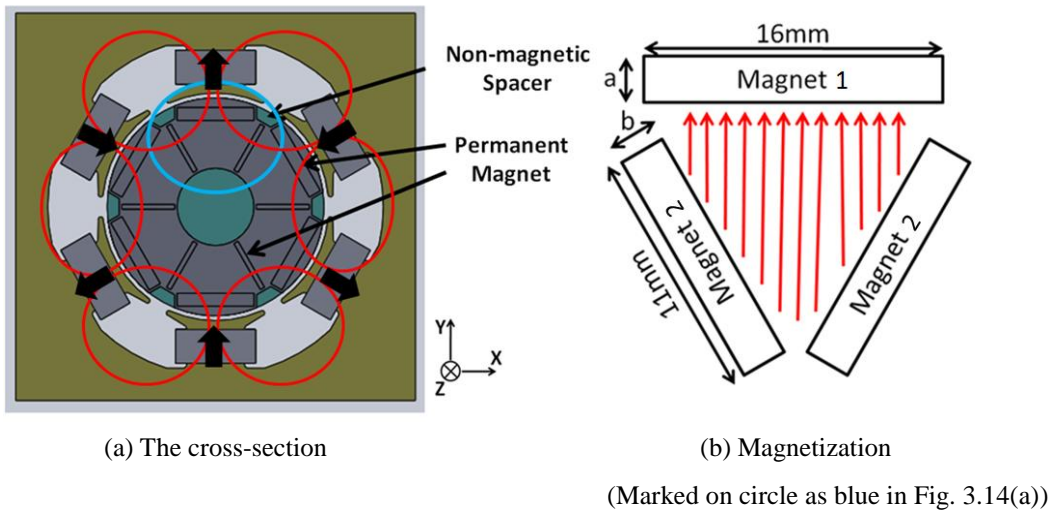


Figure 3.15: The revised model.

変更したモデルでは図 3.15(a)のように、磁束集中型モデルの着磁方式に初期モデルの着磁方式を加えることで、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束をできるだけ減らし、ギャップの方に流れる割合を増やす構成を検討した。

各永久磁石の幅は製作と機械的な強度を考慮し、それぞれ 16mm と 11mm にした。また、界磁側表面付近にある磁石間の鉄心を一部切ることにより、ギャップに流れる磁束を増加させようとした。基本的には、初期モデルや磁束集中型モデルと同じように 6 個の磁気回路がバランスよく磁氣的に助け合うような形になっている。

1 個の永久磁石 1 と 2 の総量は  $54\text{mm}^2$  であり、初期モデルと磁束集中型モデルに使用された量と同じである。磁束集中型モデルの着磁方式に初期モデルの着磁方式を加えることで、図 3.15(b)の永久磁石 2 で集中された磁束のほとんどが永久磁石 1 の S 極に流れ込み、隣の非磁性体スペーサを通過して進行方向にある永久磁石に漏洩される磁束の量を小さくすることが期待できる。今研究では、これを変更モデルと呼ぶ。

図 3.16 に、変更モデルの永久磁石 2 から出た磁束の流れを考慮した磁気回路を示す。磁気回路ではコアの透磁率が空気より十分に大きいことを仮定し、コアの磁気抵抗を無視した。

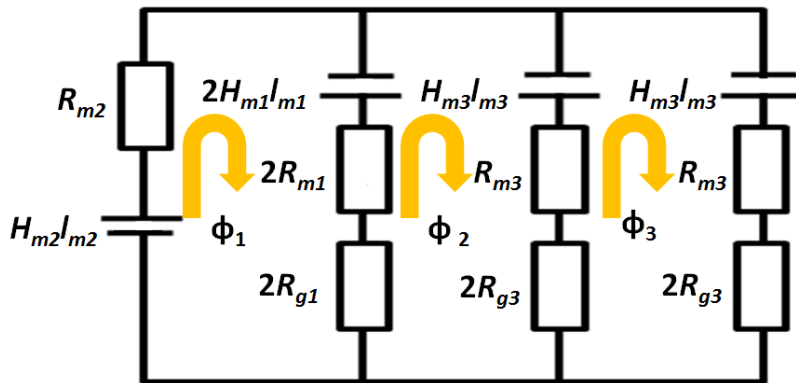


Figure 3.16: Magnetic circuit considered flux flow.

図 3.16 の磁気回路から、永久磁石 2 から出た磁束は永久磁石 1 と永久磁石 3 に流れることが分かる。ここで、永久磁石 3 は進行方向に対して永久磁石 2 の両側にある永久磁石を示しており、永久磁石 2 と同じであるが区別のために永久磁石 3 だと決めた。図 3.16 で  $\phi_1$ 、 $\phi_2$ 、 $\phi_3$  はギャップと非磁性体スペーサを通る磁束、 $R_{m1}$ 、 $R_{m2}$ 、 $R_{m3}$  は各永久磁石の磁気抵抗、 $R_{g1}$ 、 $R_{g3}$  はギャップと非磁性体スペーサでの磁気抵抗、 $H_{m1}l_{m1}$ 、 $H_{m2}l_{m2}$ 、 $H_{m3}l_{m3}$  は各永久磁石の起磁力である。

ギャップと非磁性体スペーサを通る磁束は、式(3.22)のように行列で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} R_{m2} + 2R_{m1} + 2R_{g1} & -2R_{m1} - 2R_{g1} & 0 \\ -2R_{m1} - 2R_{g1} & 2R_{m1} + R_{m3} + 2R_{g1} + 2R_{g3} & -R_{m3} - 2R_{g3} \\ 0 & -R_{m3} - 2R_{g3} & 2R_{m3} + 4R_{g3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2H_{m1}l_{m1} + H_{m2}l_{m2} \\ -2H_{m1}l_{m1} + H_{m3}l_{m3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

式(3.22)の行列を分離すると、式(3.23)-(3.25)になる。

$$(R_{m2} + 2R_{m1} + 2R_{g1})\phi_1 - (2R_{m1} + 2R_{g1})\phi_2 = 2H_{m1}l_{m1} + H_{m2}l_{m2} \quad (3.23)$$

$$-(2R_{m1} + 2R_{g1})\phi_1 + (2R_{m1} + R_{m3} + 2R_{g1} + 2R_{g3})\phi_2 - (R_{m3} + 2R_{g3})\phi_3 = -2H_{m1}l_{m1} + H_{m3}l_{m3} \quad (3.24)$$

$$-(R_{m3} + 2R_{g3})\phi_2 + (2R_{m3} + 4R_{g3})\phi_3 = 0 \quad (3.25)$$

式(3.25)から、 $\phi_2 = 2\phi_3$ の関係が得られる。これを式(3.23)と(3.24)に代入すると、式(3.26)になる。

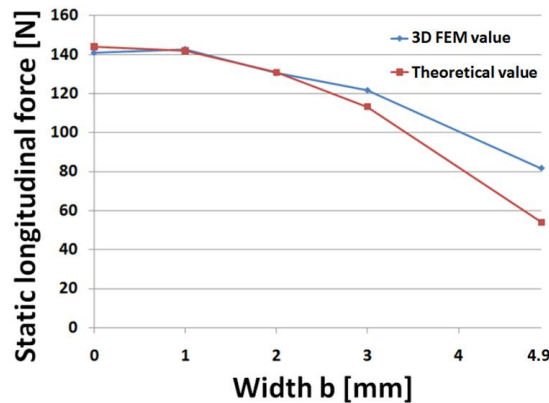
$$\begin{bmatrix} R_{m2} + 2R_{m1} + 2R_{g1} & -4R_{m1} - 4R_{g1} \\ -2R_{m1} - 2R_{g1} & 4R_{m1} + R_{m3} + 4R_{g1} + 2R_{g3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2H_{m1}l_{m1} + H_{m2}l_{m2} \\ -2H_{m1}l_{m1} + H_{m3}l_{m3} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

式(3.26)の行列から、界磁側が電機子側の直下にある時のギャップに流れる磁束 $\phi_g$ と非磁性体スペースを通過して隣の永久磁石3に漏洩される磁束 $\phi_l$ は、式(3.27)-(3.28)になる。

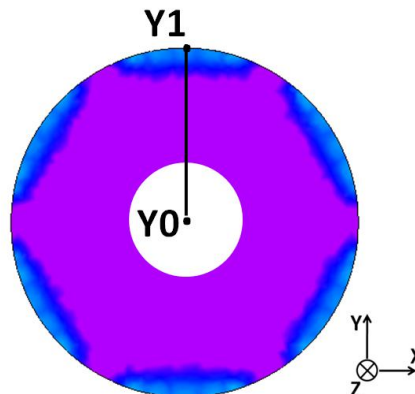
$$\phi_g = \phi_1 - \phi_2 \quad (3.27)$$

$$\phi_l = \phi_3 \quad (3.28)$$

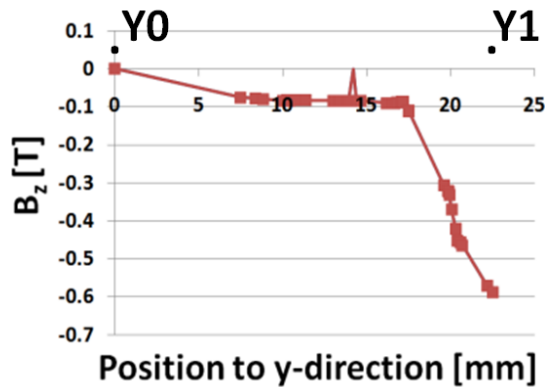
以上の結果を用いて、最初から決まっている  $54\text{mm}^2$  の磁石量の中で、各永久磁石の着磁方向の長さ a、b を変化させながら磁束集中による推力の最適点を求めた。図 3.17 に 3.3 で示した理論式と3次元磁界解析結果から求めた 5A 時の1相分の静推力の結果を示す。



(a) Static thrust by varying magnet height



(b) The flux density distribution in non-magnetic material spacer



(c) The flux density in non-magnetic material spacer

Figure 3.17: Static thrust by varying magnet height and the flux density in the maximum point.

図 3.17 で  $b$  が 0 の時は、初期モデルの着磁方法を意味しており、 $b$  が 4.9mm の時は磁束集中型モデルの着磁方法を意味している。最大静推力は  $b=1\text{mm}$  の時 ( $a$  は 2.58mm) で発生し、142.7N だった。また、非磁性体スペーサに通る漏れ磁束の量も、図 3.17 のように大きく減少したことが分かる。

$b=0$  の時の静推力(初期モデルの着磁方式、140.9N)の結果と比べてみると、最大点では 1.2% 推力が増加し磁束集中による効果を見られた。

しかし、 $b$  が大きくなると共に永久磁石 1 の影響は減少し、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束が増えることで推力が低下することが分かる。つまり、最大点では磁束集中による効果はあったものの、推力に寄与するのは永久磁石 1 の起磁力による成分である。

したがって、この変更モデルでは、磁束集中による推力の最大点が見つかり、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束も減少させることが可能だったが、これらを通しての推力密度の増加は高々 1.2% にとどまった。そのために、初期モデルに比べ違う寸法の磁石を二つ製作しないとならないことから、初期モデルの着磁方式が提案した横方向磁束円筒 PMLSM では実用上最良だと考えるに至った。

### 3.7 本章のまとめ

本章では、第 2 章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM の更なる大推力密度を得るための磁束集中型モデルを提案し、横方向磁束円筒 PMLSM からみた特長や設計、推力の比較・評価を行った。

提案した磁束集中型モデルでは、従来のハルバツハ配置のように磁石同士を付けるための強力な接着剤を使わなくても、簡便な形でギャップに流れる磁束を集中させ大推力が得られることと初期モデルに比べ着磁方向の寸法に余裕があるため、比較的デザインの自由度が高いことが分かった。

理論計算上では、磁束集中型界磁を取り入れることで初期モデルに比べ推力密度が 14% 増加し、最初の期待通りに同じ磁石量を用いて大推力を得られた。しかし、磁界解析の結果、当初の期待に反し非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束の影響で初期モデルより大きな推力密度を得られないことが明らかになった。

漏れ磁束を減らすために、着磁を工夫した変更モデルでは、磁束集中型モデルの着磁方式に初期モデル

の着磁方式を加えることで、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束をできるだけ減らし、ギャップの方に流れる割合を増やす構成を検討した。この変更モデルでは、磁束集中による推力の最大点が見つかり、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束も減少させることが可能だったが、これらを通しての推力密度の増加は高々1.2%にとどまった。そのために、初期モデルに比べ違う寸法の磁石を二つ製作しないとしないことから、初期モデルの着磁方式が提案した横方向磁束円筒 PMLSM では実用上最良と考えられる。

したがって、本研究で提案した横方向磁束円筒 PMLSM で大推力密度を得るためには、以下のようなことが重要だということが分かった。

- (1) 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
- (2) 永久磁石はなるべく界磁側の表面の近くに置くこと
- (3) 磁束集中型界磁を考慮する場合は、3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いように設計すること

## 第4章 固定界磁形両面式横方向磁束リニア同期モーター—Smotor

### 4.1 横方向磁束円筒リニア同期モーターからみた大推力密度の観点

第3章では、回転式モーター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。しかし、最初の予想と違い隣の非磁性体スペーサに漏れる磁束の影響で、大きな推力密度を得ることはできなかった。

第3章までの結果から、大推力密度 PMLSM を実現するためには、以下のようなことが重要だということが分かった。

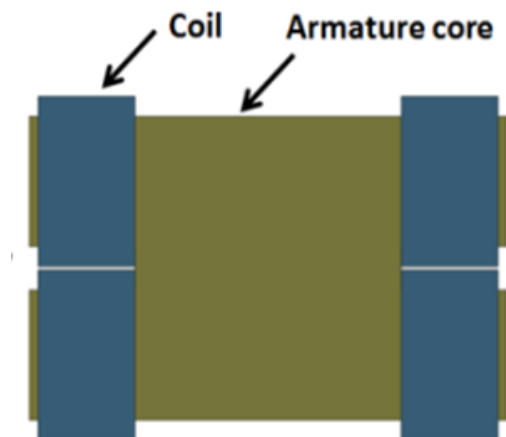
- (1) 無駄な空間を減らし、空間利用率を高めることでよりコンパクトに設計すること
- (2) 永久磁石はなるべく界磁側の表面の近くに置くこと
- (3) 磁束集中型界磁を考慮する場合は、3次元的な磁束の流れを考慮し、できるだけ漏れ磁束が少ないように設計すること

上記のことと最初の設計の考慮点を満足させるような横方向磁束 PMLSM を日ごろ考え続けてきた。本章では、第3章までの経験を生かし最初の設計の考慮点と横方向磁束円筒 PMLSM の特長を取りながら、技術課題として抱えていた漏れ磁束と低空間利用率を改善した新しい横方向磁束 PMLSM を提案する。本研究では、この新しい横方向磁束 PMLSM を固定界磁形両面式横方向磁束 PMLSM (以下、Smotor : Short armature core double-sided type transverse flux PMLSM )だと命名する。

### 4.2 固定界磁形両面式横方向磁束リニア同期モーター—Smotor

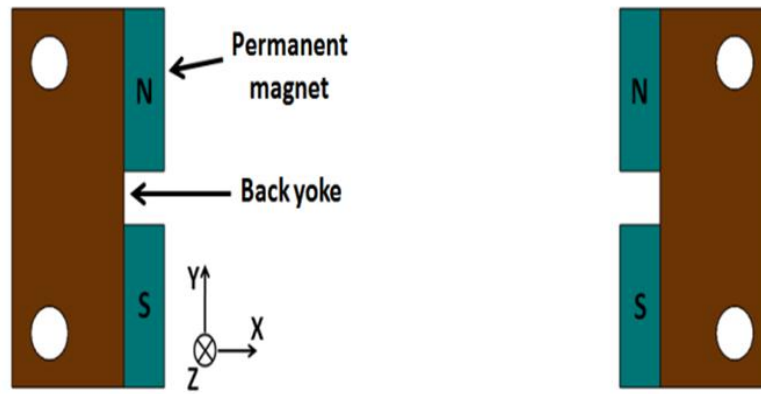
#### 4.2.1 Smotor の基本構造と駆動原理

図4.1に Smotor の基本構造である2層構造を示す。



(a) An armature unit





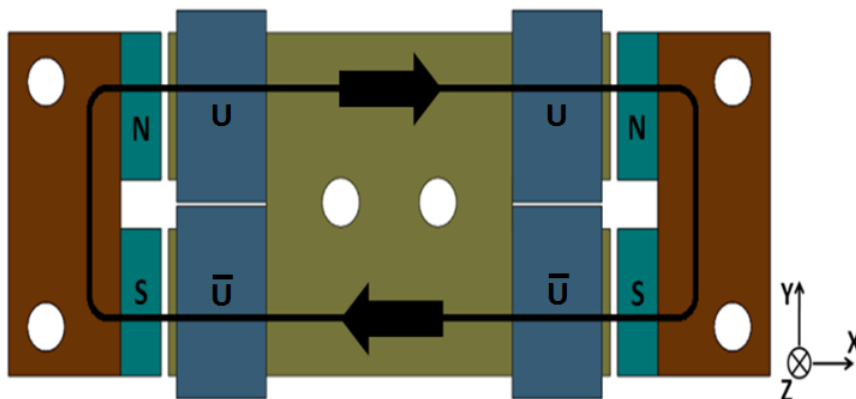
(b) A field unit

Figure 4.1: Fundamental structure of Smotor.

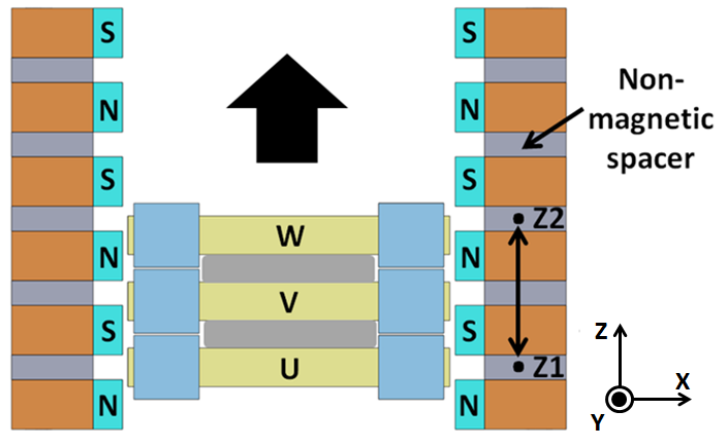
1個の電機子ユニットは、図4.1(a)のように電磁鋼板で積層されたI型電機子コアとコイルで構成する。コイルの巻き方は、コイルエンドを短くすること無駄な起磁力を減らすために、電機子極ごとに巻く集中巻にした。

1個の界磁ユニットは、図4.1(b)のように電磁鋼板で積層された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。

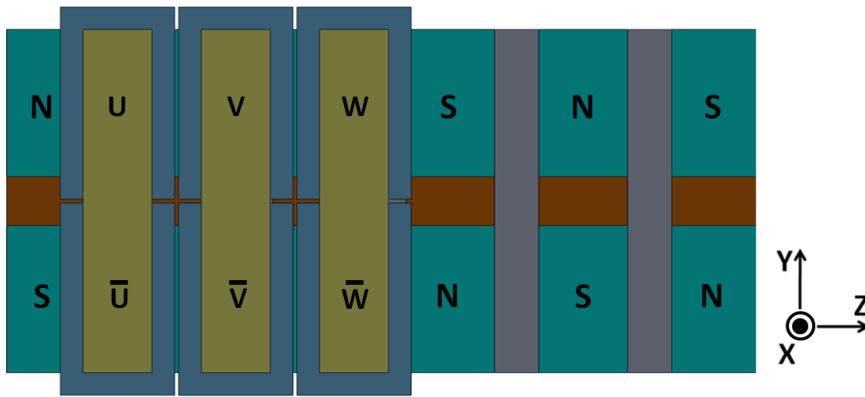
1個のユニットの磁気回路は、図4.2(a)のように電機子コアの歯先の幅を永久磁石の幅と同じ寸法にし、界磁ユニットに挟んで構成する。つまり、左側上部の永久磁石から出た磁力線は、電機子コア→右側上部の永久磁石→コアバック→右側下部の永久磁石→電機子コア→左側下部の永久磁石→コアバックを通り、また左側上部の永久磁石に戻ってくることで一つの磁気回路を構成する。しかし、永久磁石から出た磁束が一番近い磁路を通る傾向があるため、実際は図4.2(a)に示したような磁気回路ではなく、左側上部の永久磁石から出た磁力線の一部が右側上部の永久磁石のほうに流れず、電機子コアの中で左側下部の永久磁石の方に漏洩されることが予想される。しかし、これは右側に対しても同じことが生じるわけであり、各コイルに鎖交する磁束量とギャップに流れる磁束量は同じになるので、コイルに鎖交する磁束の量と磁気回路のバランスには問題にならないと考えられる。



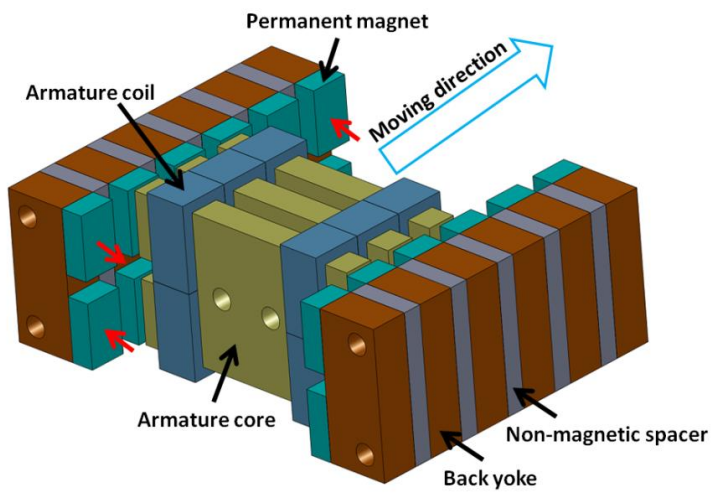
(a) Magnetic circuit by one armature and field unit



(b) Fundamental configuration to moving direction



(c) Fundamental configuration to moving direction(cross-section)



(d) The whole configuration to moving direction

Figure 4.2: Fundamental configuration of three-phase units of Smotor.

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

Smotorは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、第3章で述べた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コイル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改善されると考えられる。また、電機子コアの歯先の幅を永久磁石の幅と一緒にしたので、y軸方向に移動しない。

進行方向に対しては、図4.2(b)と(c)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を挟んで界磁ユニットを並べる。電機子側も電氣的に $120^\circ$ の間隔を維持して非磁性体スペーサを挟んで進行方向に並べる。電機子側と界磁側の固定については、進行方向にベアリングを入れて固定する。各鉄心の間に非磁性体スペーサ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、横方向磁束モータの長所である設計の自由度を高くすることが可能になると考えられる。

駆動については、各コアのコイルに電氣的に $120^\circ$ の位相差を持っている交流を流すことにより、U, V, Wの3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。

大型にする場合は、図4.3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、このような考えで、3層だけではなく4層、5層など要求されるサイズや目的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長所としては、磁気回路の数と推力が作用する対向面積の増加による推力改善が挙げられる。

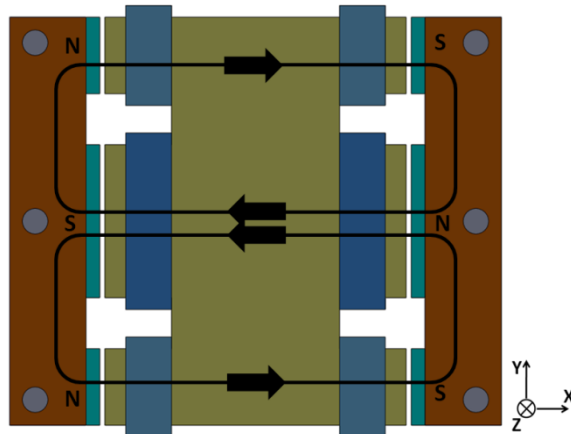


Figure 4.3: Three-floor configuration of Smotor.

しかし、本モデルで5mm以上の長ストローク用を考えた場合は、界磁側が構造上2カ所に分離されており、各箇所には永久磁石、非磁性体スペーサ、コアで構成されているため、進行方向の長さが長い分部品数が多くなる。したがって、製作がやや難しくなる可能性がある。

長ストローク用に関しては、図4.4のように各界磁側の永久磁石を一つのアルミの板に入れることで実現できる。この場合は、中央に界磁側を固定し、電機子側を可動子にする。進行方向に対する構成は、最初のモデルと同じである。また、図4.4では界磁側が2カ所あるが、目的や用途に合わせて3、4カ所などx方向に界磁側の数を増やすことができる。界磁側の数を増やすことで、磁気回路の数と推力が作用する対向面積の増加

による推力改善と従来の両面式 PMLSM で製作が困難だった有効面積の数を増やすことが可能なことが挙げられる。

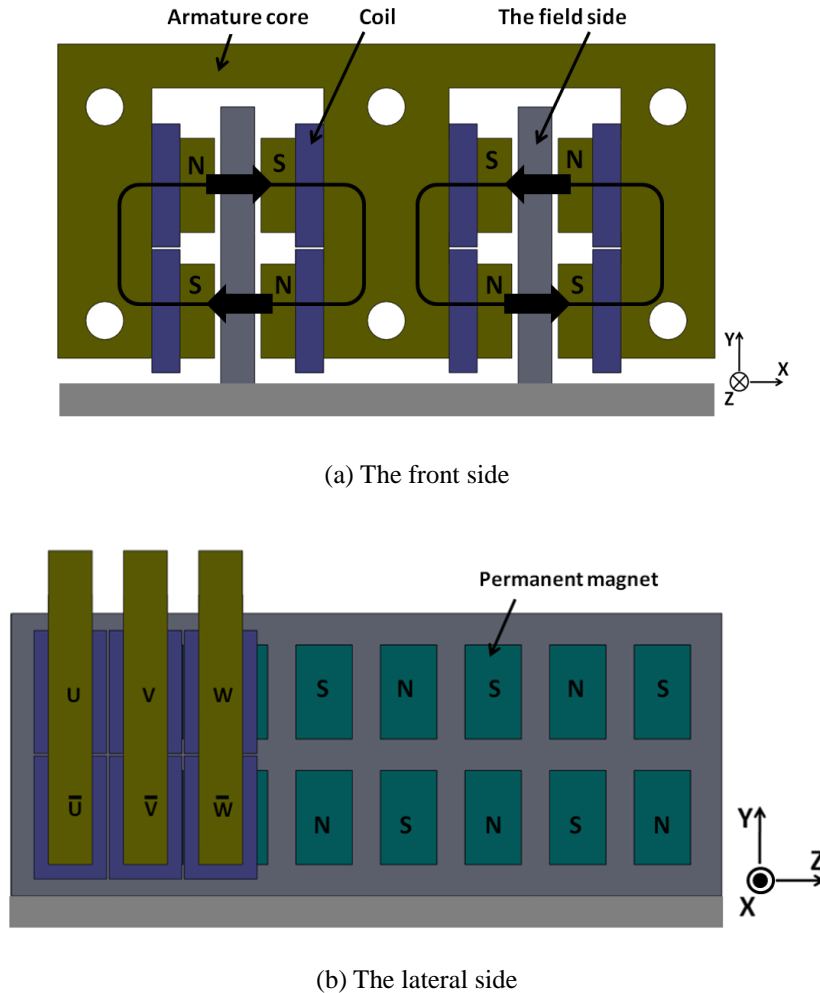


Figure 4.4: Model for long stroke.

#### 4.2.2 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

本研究で提案した Smotor は、構造的に I 型電機子コアを有している。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長所がある。

(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、図 4.5 のように永久磁石はその 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。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入れにくい。そのため、コアのどこかを分割して巻き線作業を行う必要がある。

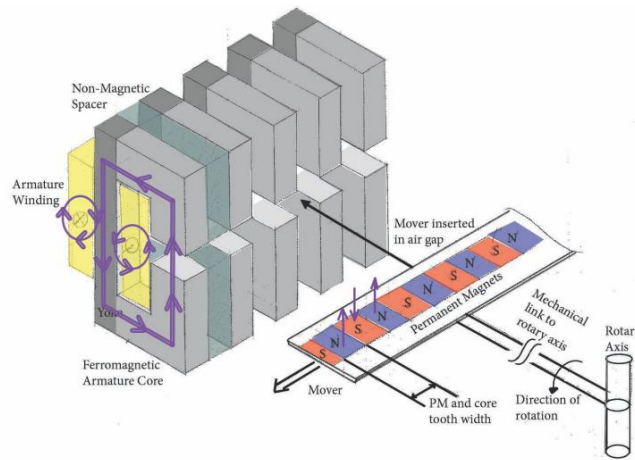


Figure 4.5: General C-type core of transverse flux type machinery<sup>[18]</sup>.

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、分割した部分の切れ目が磁気回路に影響を与えることと、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ことの可能性がある。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、Smotor 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がなくなる。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、別途の固定が必要となる。したがって、C 型コアを用いる場合より電機子側の構成と製作が簡単にすることが可能である。

(2) コイルの分散による磁気飽和の低減が可能になる。

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 か所に集中して巻くため、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を超えて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は磁気飽和の原因となり、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、Smotor の I 型電機子コアでは、1 個の磁気回路においてコイルを 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、前章の横方向磁束円筒型 PMLSM で用いた 50JN230(JFE スチール、飽和点での磁束密度：約 2.1T)をそのまま使用した。

磁気回路は、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したため、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(4.1)~(4.4)に示す。式(4.2)と

(4.4)で、 $H_{ml}$ 、 $H_{mc}$ 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 4.1 にまとめた。また、表 1 に基づいて解析に用いるモデルを作った。

$$4H_{ml}l_{ml} = 4N_l I + 4(R_{ml} + R_{gl})\phi_{gl} = 4N_l I + 4\left(\frac{l_{gl}}{\mu_0 S_{gl}} + \frac{l_{ml}}{\mu_0 S_{ml}}\right)\phi_{gl} \quad (4.1)$$

$$B_{gl} = \frac{\mu_0(H_{ml}l_{ml} + N_l I)}{l_{gl} + l_{ml}} = \frac{\mu_0 H_{ml} l_{ml}}{l_{gl} + l_{ml}} + \frac{\mu_0 N_l I}{l_{gl} + l_{ml}} \quad (4.2)$$

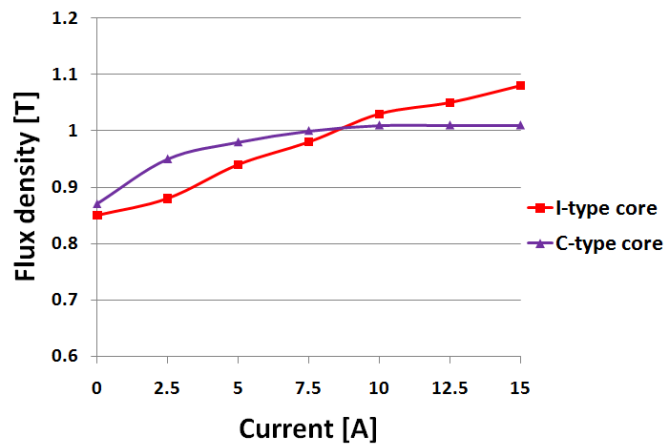
$$H_{mc}l_{mc} = N_c I + (2R_{mc} + R_{gc})\phi_{gc} = N_c I + \left(\frac{2l_{gc}}{\mu_0 S_{gc}} + \frac{l_{mc}}{\mu_0 S_{mc}}\right)\phi_{gc} \quad (4.3)$$

$$B_{gc} = \frac{\mu_0(H_{mc}l_{mc} + N_c I)}{2l_{gc} + l_{mc}} = \frac{\mu_0 H_{mc} l_{mc}}{2l_{gc} + l_{mc}} + \frac{\mu_0 N_c I}{2l_{gc} + l_{mc}} \quad (4.4)$$

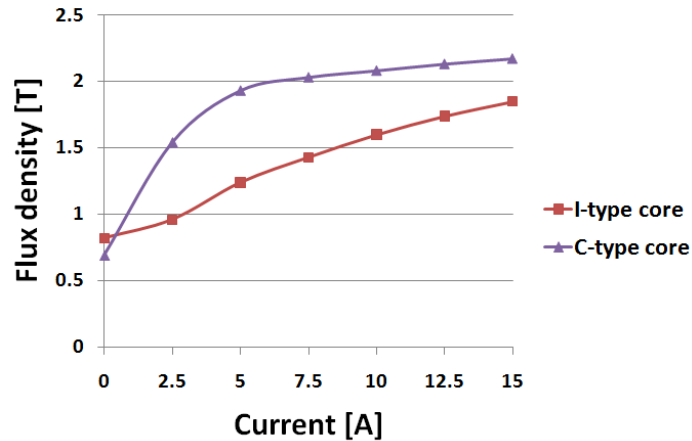
Table 4.1 The details of magnetic circuit in I-type and C-type core model.

I-type core model		C-type core model	
$H_{ml}$ [A/m]	$1.092 \times 10^6$	$H_{mc}$ [A/m]	$1.092 \times 10^6$
$N_l$ [turns]	60	$N_c$ [turns]	240
$l_{gl}$ [mm]	1.5	$l_{gc}$ [mm]	1.5
$l_{ml}$ [mm]	3	$l_{mc}$ [mm]	6

式(4.2)と(4.4)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0.05T大きくなるはずである。



(a) The air gap flux density

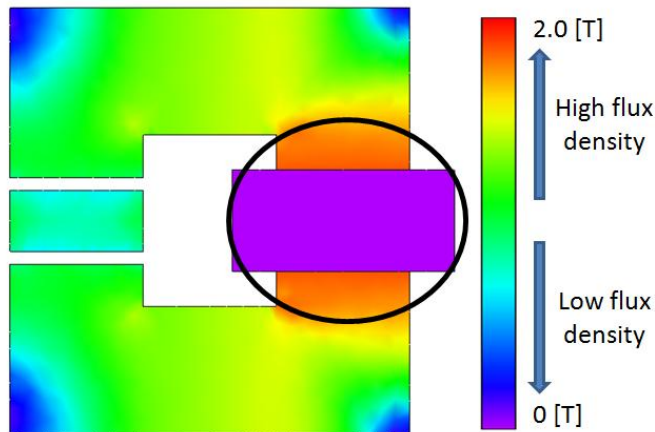


(b) Flux density in core wound coil

Figure 4.6: The current-flux density characteristics.

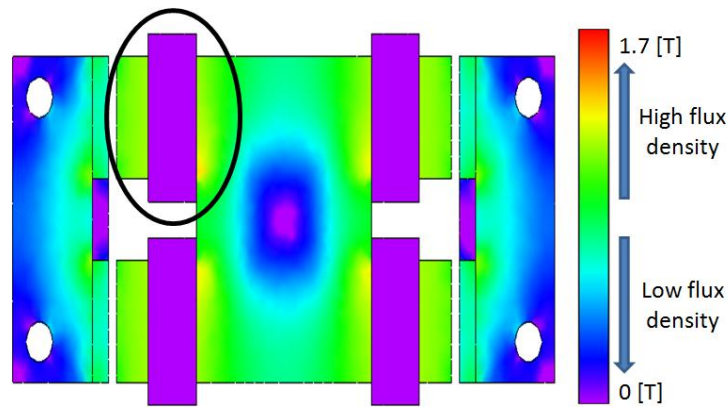
しかし、3次元磁界解析結果では、図 4.6 のように無励磁時のギャップの磁束密度は I 型コアと C 型コアでほぼ同じだったが、電機子電流の増加によるギャップの磁束密度は理論式と大きく違い、C 型コアでは 5A 付近から飽和を起こしていることが分かる。また、電流の増加に対するコイル部の磁束密度も、I 型コアでは 15A まで線形的に増加することにに対し、C 型コアでは 5A 以降から飽和していることが分かる。

これは、図 4.7(a)のように、1 か所に集中されて 240turn が巻いてあるため、起磁力が集中してしまい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 4.7(b)のように I 型コアでは、最初に予想下通り 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期待できる。



(a) The flux density distribution of C-type armature core





(b) The flux density distribution of I-type armature core

Figure 4.7: The result of three-dimensional FEM analysis(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、永久磁石をコアの対向面積を増やさないと行かないが、対向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。そのため、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 次元磁界解析を行った。解析では、9-8 組み合わせを考慮して構成したモデルの 1 相分だけ考慮した。その結果を図 4.8 に示す。

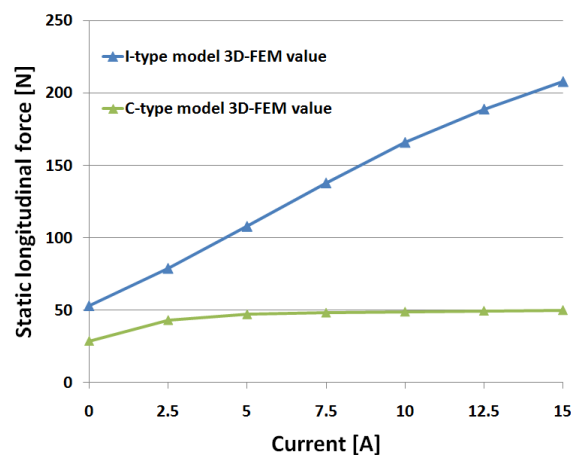


Figure 4.8: Static thrust-armature current characteristics of Smotor and C-type based model.

図 4.8 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その格差は 2 倍以上に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



からである。

したがって、従来のC型コアに比べてI型コアでは、飽和の低減と推力が作用する場所の増加による推力の向上が期待できる。

### 4.3 設計における寸法的な制約

設計では、様々な寸法に対する組み合わせを決めることができるが、特に3次元磁界解析で詳細な設計を行う場合は、1個の特性計算に対する時間が約2日ぐらいかかるということを前章の研究で経験したので、あまりいい方向ではないと判断した。したがって、最初から寸法の制約を決めて解析を行った方が、無駄時間を低減できると判断した。Smotorの設計では、横方向磁束円筒PMLSMとの比較、評価のため、第3章まで述べた横方向磁束円筒PMLSMを基準にして寸法の制約を決めた。

#### (1) コイルエンドを含む断面積のサイズ

さらに小型を目指し、コンパクトな形で推力密度を向上させるという目的から、コイルエンドを含む断面積のサイズを横100mm×縦40mmに決めた。

#### (2) 電機子コアと永久磁石の組み合わせ

Smotorの電機子コアと永久磁石の組み合わせとして、ディテント力の低減を考慮し9-8組み合わせを選んだ。また、進行方向の長さを横方向磁束円筒PMLSMの設計で用いた108mmにした。したがって、永久磁石の極ピッチは13.5mm、電機子コアのピッチは12mmとなる。

#### (3) 永久磁石の寸法

永久磁石の量に関しては、横方向磁束円筒PMLSMで使用された永久磁石の量と同じ量を使用することにした。したがって、界磁側1ユニットには $2,916\text{mm}^3$ の磁石量が使用されることになる。横方向磁束円筒PMLSMと同じように、非磁性体の進行方向に対する幅を極ピッチ当たり4.5mmにすると、進行方向に対する永久磁石の寸法は9mmとなる。また、コイルエンドと縦40mmの空間の中でできるだけ対向面積を増やすことを考慮し1個の永久磁石の高さを15mmにすると、着磁方向の寸法は5.4mmとなり、コイルエンドは10mm以内に入ることになる。電機子ユニットでコイルエンドは上下合わせて4か所あるため、1個の電機子極には最大2.5mmのコイルエンドが存在することになる。したがって、電機子側の進行方向に対する幅は、電機子コアのピッチから7mmとなり、各電機子コア間の距離は5mmとなる。

#### (4) 電機子極当たりの巻き数

図4.1に示したように、Smotorの基本的な巻き方は集中巻である。ただ、第3章まで述べた横方向磁束円筒PMLSMに比べて、電機子極が6極から4極になったため、同じ銅損を考慮した場合は、横方向磁束円筒PMLSMで用いられたコイルと同じ直径(0.586mm、導体:0.5mm)のコイルを用いることを仮定すると一つの電機子極には67turn巻くことになる。したがって、コイル部の断面積は横2.34mm×縦7.18mmになるが、空間的な余裕を考慮し横2.5mm×縦7.5mmにした。

#### (5) ギャップ長

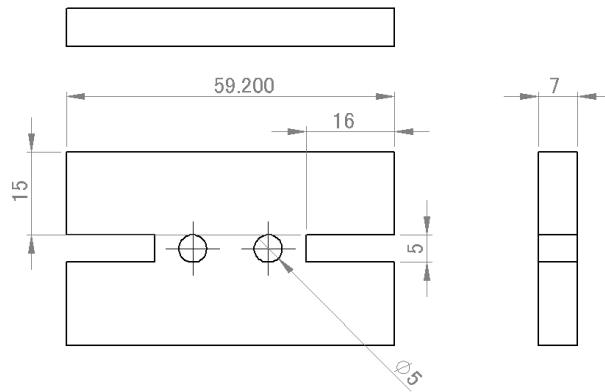
Smotorにおいてギャップ長は、電機子側に0.5mmのアルミのカバーをかけるということと組み立てを考え

ると、少なくとも 1mm 以上にしないとしない。一般的にギャップ長が長くなればなるほど、磁気抵抗が下がるためディテント力は小さくなるが、推力も小さくなる可能性がある。逆にギャップ長が短すぎると、推力は大きくなるが、ディテント力も大きくなる。本研究では、ディテント力は 9-8 組み合わせで減らすことを考慮し、推力に焦点を合わせギャップ長を 1mm に決めた。

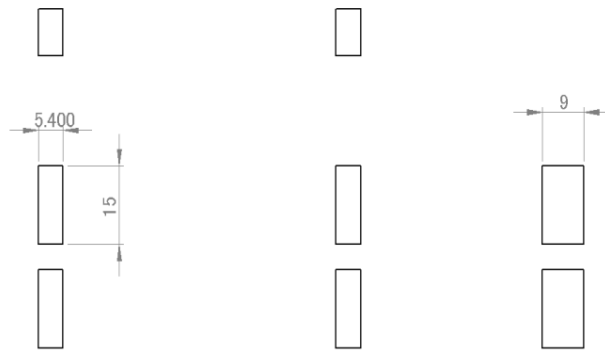
以上を表 4.2 にまとめる。また、Smotor の各部の形状と寸法を図 4.9 に示す。

Table 4.2 Size limitation in Smotor.

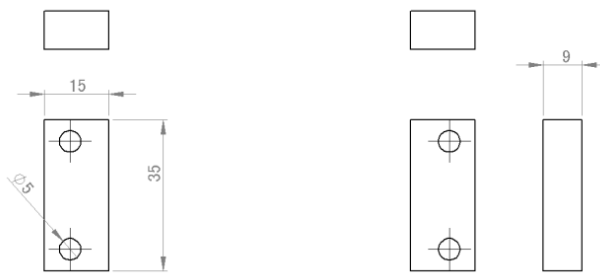
1 armature size [mm]	59.2w×35h×7d
1 field core [mm]	15w×35h×9d
1 non-magnetic spacer size in the armature side [mm]	27.2w×35h×5d
1 non-magnetic spacer size in the field side [mm]	15w×35h×4.5d
The air gap length [mm]	1
Slot-pole combination	9-8
Pole pitch $\tau$ [mm]	13.5
Slot pitch $l_s$ [mm]	12
1 magnet size [mm]	5.4w×15h×9d
Turn number of winding per an armature pole $N$ [turns]	67
The diameter of winding [mm]	0.586(Conductor : 0.5)
Winding resistance per an armature unit $R$ [ $\Omega$ ]	1.264



(a) The armature core



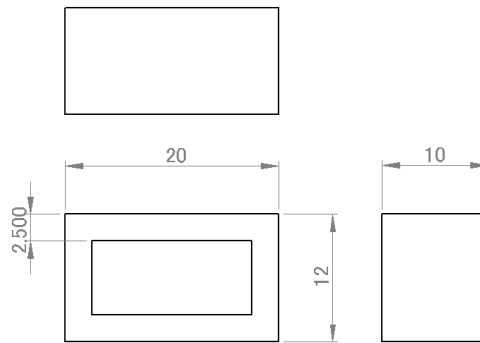
(b) Permanent magnet



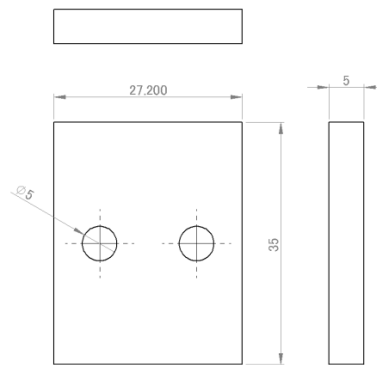
(c) Back yoke



(d) Non-magnetic spacer in the field side



(e) Armature coil



(f) Non-magnetic spacer in the armature side

Figure 4.9: The detailed size of components.

#### 4.4 磁気回路法による設計の基本式と基礎特性算定

本章では、磁気回路法による簡易的な基礎特性に算出について述べる。基本的な磁気回路は、図 4.2(a)に書いてあることと同じである。これと第 2 章で述べた仮定を考慮すると、Smotor の磁気回路はコイル、電機子コア、永久磁石、ギャップで等価的に変えることができる。図 4.10 にその等価的な回路を示す。



Figure 4.10: Equivalent magnetic circuit considering one magnetic circuit.

図 4.10 に示したように、Smotor の 1 個の磁気回路は 4 個のコイルと 4 か所のギャップ、4 個の磁石で構成されていることが分かる。1 個の電機子コアを考慮した基本的な Smotor の特性は、第 2 章で述べた特性式を用いて求めることができる。ここでは、磁気回路と構造の違いからギャップの磁束密度、ディテント力、静推力だけを式(4.5)と(4.6)に示す。また、表 4.3 と表 4.4 に Smotor の基礎特性計算に用いた各部の寸法と計算結果を示す。

$$B_g = \frac{B_r}{\frac{A_g}{A_m} + \frac{\mu_0 g_c}{l_m}} \left(1 - \frac{NI}{H_c l_m}\right) \quad [\text{T}] \quad (4.5)$$

$$F_{detent}(z) = -\frac{dW}{dz} = -\frac{d}{dz} \left( \frac{B_g^2(z) V_g}{2\mu_0} \right) = \frac{k_l^2 B_{gmax}^2 \pi A_g g_d}{2\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) = F_d \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) \quad [\text{N}] \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} F_{static}(z) &= \frac{k_l^2 B_{gmax}^2 \pi A_g g_d}{2\mu_0 \tau} \sin\left(\frac{2\pi z}{\tau}\right) + 0.707p \frac{\pi}{\tau} k_c k_l NI \phi_{gmax} \sin\left(\frac{\pi z}{\tau}\right) \\ &= F_{detent} + F_{thrust} \quad [\text{N}] \end{aligned} \quad (4.7)$$

Table 4.3 The main parameters for calculation in Smotor.

Cater coefficient $C$	1.27
The air gap length $g_c$ [mm]	1.27
The dimension of the air gap in 1 magnetic circuit $A_g$ [mm <sup>2</sup> ]	135
The dimension of magnet in 1 magnetic circuit $A_m$ [mm <sup>2</sup> ]	135
The flux leakage coefficient $k_l$	1
The half-length of magnet to the moving direction $a$ [mm]	4.5
The half-length of the armature core to the moving direction $b$ [mm]	3.5
The number of magnetic circuits in one unit $p$	1
Moving velocity $v$ [m/s]	1
The winding coefficient $k_l$	0.88
The volume of the air gap $V_g$ [mm <sup>3</sup> ]	133.35
The armature current $I$ [A]	5
The total volume [m <sup>3</sup> ]	$0.43 \times 10^{-3}$
The total dimension [m <sup>2</sup> ]	$8.64 \times 10^{-3}$
The total weight of magnet [kg]	0.18
The total weight of mover (the armature core, coil, non-magnetic spacer) [kg]	0.929, 0.235, 0.376
The resistivity of winding $\rho$ [ $\Omega$ /m]	$1.68 \times 10^{-8}$
The dimension of winding $S$ [mm <sup>2</sup> ]	0.196

Table 4.4 The theoretical results of the fundamental characteristics in Smotor.

The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	1.068
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$2.136 \times 10^{-4}$
The maximum air gap flux density at no load $B_{gmax}$ [T]	1.088
The maximum air gap flux at no load $\phi_{gmax}$ [Wb]	$2.176 \times 10^{-4}$
The maximum back EMF $E_{max}$ [V]	11.72
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	8.28
The back EMF constant $K_e$	8.28
The maximum detent force in an armature core $F_d$ [N]	36.21
The maximum detent force per one phase $F_{d\_1phase}$ [N]	91.68
The maximum thrust in an armature core $F_t$ [N]	41.44
The maximum thrust per one phase $F_{t\_1phase}$ [N]	119.32
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	178.98
Thrust constant $K_t$	35.79
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$414.3 \times 10^3$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$20.7 \times 10^3$
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	994.3
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	116.2
Winding resistance per an armature pole at 20°C $R_{20}$ [ $\Omega$ ]	0.311
Winding resistance per an armature core at 20°C $R_{20\_1core}$ [ $\Omega$ ]	1.242
Winding resistance per U phase at 20°C $R_{20\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.414
Winding resistance per an armature pole at 100°C $R'_{100}$ [ $\Omega$ ]	0.408
Winding resistance per an armature core at 100°C $R'_{100\_1core}$ [ $\Omega$ ]	1.632
Winding resistance per U phase at 100°C $R'_{100\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.544
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$3.90 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$5.20 \times 10^{-3}$
Mechanical output $P$ [W]	41.44
Power factor $\cos\theta$	0.974
Efficiency $\eta$	0.920

## 4.5 磁界解析による Smotor の詳細設計と性能評価

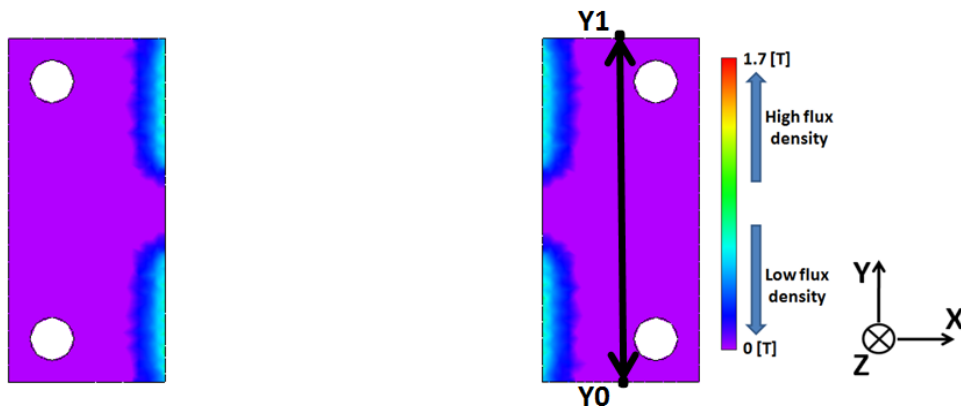
前節では Smotor の基礎特性を、磁気回路法を用いて見積もった。本章では、磁界解析による Smotor の詳細設計を行う。永久磁石とコアの材料は、前回と同じ信越化学の N50M(NdFeB 系磁石、 $H_c:1.092 \times 10^6 \text{A/m}$ 、 $B_r:1.32\text{T}$ )と JFE-steel の 50JN230( $B_{50}:1.66\text{T}$ 、 $B_{max}:2.13\text{T}$ 、鉄損:2.3W/kg)を用いた。

### 4.5.1 永久磁石から出た有効鎖交磁束の割合 (電機子側と界磁側が対向していない時)

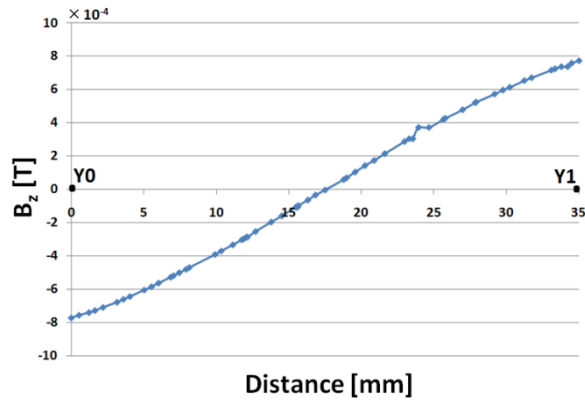
第3章で、リニアモータは回転式モータと違って電機子側と界磁側が常に対向していないため、推力に寄与しないところがあると述べた。言い換えると、前回のようにギャップの方ではなく非磁性体スペーサに漏れる磁束が発生することを回避するためには、電機子側と界磁側が対向していない時の永久磁石から出た磁束の流れを予想することが大事である。特に Smotor は、前回のような磁束集中型界磁を用いることなく、最初から永久磁石を表面に置いて漏れ磁束を減らす方向にしたため、磁束の流れを予想することが大事である。

Smotor の左側上部の N 極から出た磁束は、隣の S 極と下部の S 極、わずかながら右側上部の S 極に漏洩される。隣の S 極に漏洩された磁束は、磁気抵抗が小さいバックヨークを通して下部の N 極からまた隣の S 極に流れる。下部の S 極に漏洩された磁束は、バックヨークを通して上部の N 極からまた隣の S 極に流れる。左側上部の N 極から出て右側上部の S 極に漏洩される磁束は、右側上部の隣の N 極から漏洩される磁束とともにバックヨークを通して下部に流れる。基本は電機子側が近づくまでこのようなことを繰り返す。前章のように、上部の N 極から隣の S 極に漏洩された磁束がコアバックで非磁性体スペーサを通してそのまま N 極に戻ってくることはない予想される。

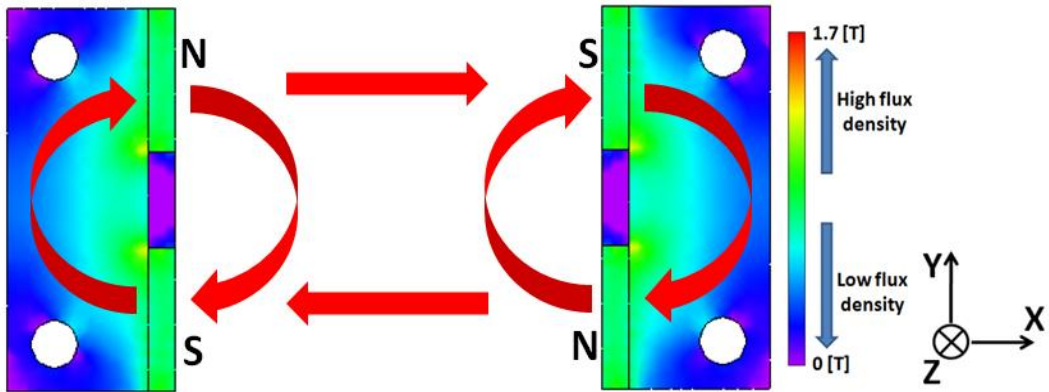
電機子側と界磁側が対向していない時の磁界解析結果を図 4.11 に示す。図 4.11(a)と(b)のように非磁性体スペーサでの磁束密度は、隣の永久磁石に漏洩される部分だけを除けば、ほぼ 0 に近いことが分かる。これは、非磁性体スペーサに漏れる磁束がほとんどなく、予想通りに流れていることを意味している。これによって、非磁性体スペーサの渦電流損などによる性能や効率の低下を回避することが期待される。



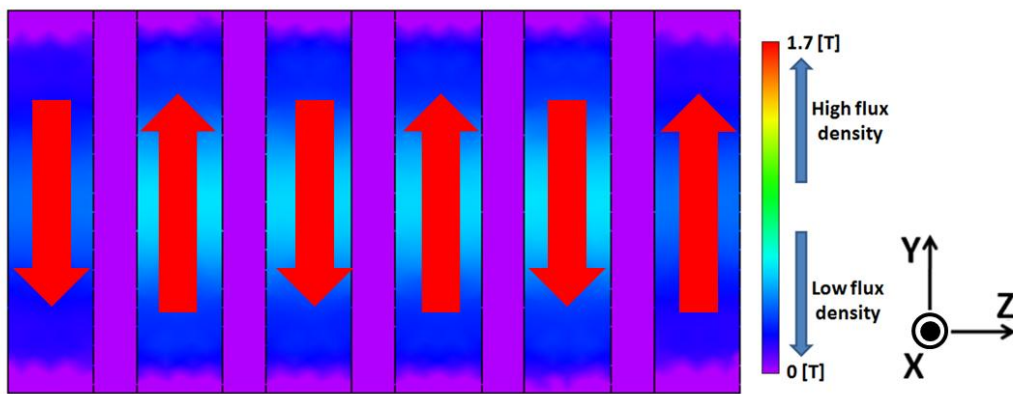
(a) Flux density distribution in non-magnetic spacer



(b) Flux density in non-magnetic spacer

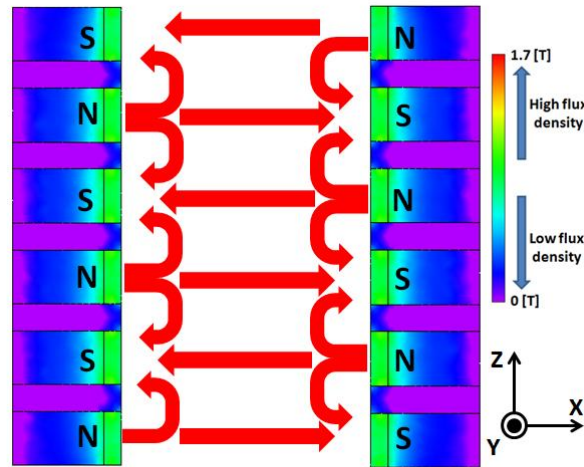


(c) X-Y plane section



(d) Z-Y plane section





(e) X-Z plane section

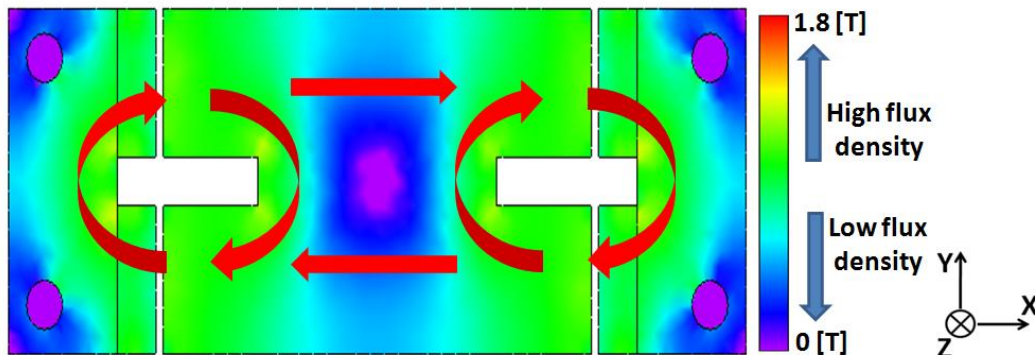
Figure 4.11: Flux density distribution of Smotor.

#### 4.5.2 永久磁石から出た有効鎖交磁束の割合 (電機子側と界磁側が対向している時)

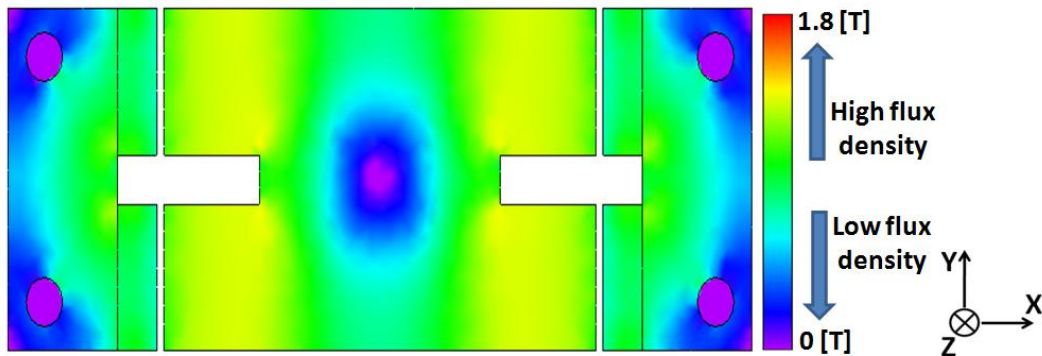
最初に予想した通りの磁気回路を構成しているかを確認するために、電機子側と界磁側が対向している状態で無負荷3次元磁界解析を行った。その結果を図4.12に示す。

磁束密度の分布からみると、両方とも材料の線形動作点を超えない範囲の中にあるため、まだ磁気飽和の影響を受けてないと考えられる。また、無負荷状態では、最大ギャップ磁束密度が1.07Tであり、式(4.5)の理論式から求めた磁束密度(1.08T)とほぼ同じだった。また、5Aの負荷がかかっている状態でも、最大ギャップ磁束密度の解析値(1.01T)は、理論値(1.02T)とほぼ同じだった。

無負荷状態では、図4.12(a)の磁束分布から分かるように、左側上部の永久磁石から出た磁力線のほとんどが、右側上部の永久磁石のほうに流れず電機子コアの中で左側下部の永久磁石の方に流れることが分かる。このような現象は、図4.12(b)の負荷状態での磁束分布でも起きる。



(a) No-load analysis



(b) Load analysis (5A)

Figure 4.12: Flux density distribution of Smotor.

しかし、各コイルに鎖交する磁束とギャップに流れる磁束の総量は同じであるため、磁気回路のバランスには問題にならないと考えられる。言い換えると、Smotor は例えば左側上部の N 極から出てコイルを通った磁束の 20%のみが右側上部の S 極に流れるとしても、残り 80%の磁束は右側下部の N 極から出た磁束で補償されるため、磁気的なバランスを保つことができると考えられる。したがって、1 個の電機子側が界磁側に挟まれている時は、最初に予想した 1 個の磁気回路ではなく、左右に独立された 2 個の磁気回路発生することになる。

### 4.5.3 磁気吸引力の検討

#### (1) 片側の固定子に発生する磁気吸引力

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。Smotor は電機子側が界磁側に挟まれている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 Smotor のような両面式の構造を持っている PMLSM 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。

無負荷 3 次元磁界解析から 9-8 組み合わせを考慮した時の片側の固定子に発生する磁気吸引力は、約 770N だった。つまり、界磁側を固定するためのネジにはこの 770N がせん断力として作用していることを意味しており、ネジには少なくとも 770N 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。

#### (2) ギャップ長が等しくない状態での磁気吸引力

Smotor では 4.5.2 で述べたように、1 個の電機子側が界磁側に挟まれている時は、最初に予想した 1 個の磁気回路ではなく、左右に独立された 2 個の磁気回路に影響を受けている。この 2 個の磁気回路に基づいた Smotor の磁気吸引力を式(4.8)に示す。

$$F_x = F_{x\_left} - F_{x\_right} = \frac{B_{gmax\_left}^2}{2\mu_0} \times 2S - \frac{B_{gmax\_right}^2}{2\mu_0} \times 2S = \frac{S}{\mu_0} (B_{gmax\_left}^2 - B_{gmax\_right}^2) \quad [\text{N}] \quad (4.8)$$

式(4.8)で、 $F_{x\_left}$ 、 $F_{x\_right}$  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。式(4.8)から、界磁側がしっかりと固定され磁氣的に安定されている時は、左右のギャップ磁束密度は同じになるため磁気吸引力は相殺できることが分かる。

しかし、ギャップ長が等しくない状態は、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。

ギャップ長が等しくない原因としては、加工の誤差や組み立て誤差があり、これによって左右のギャップ磁束密度のアンバランスが生じ、空間高調波や推力リップルなどの問題を起す恐れがある。

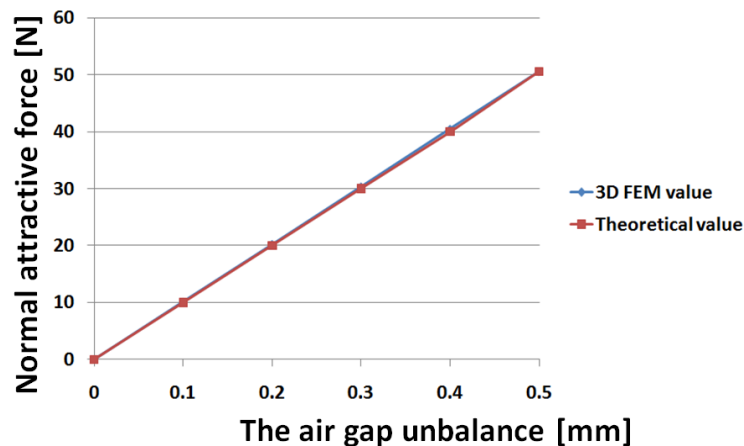
これらの影響を確認するために 1 個の電機子と界磁ユニットに対する 3 次元磁界解析を行った。解析では、加工の誤差や組み立て誤差によるギャップ長の等しくない状態を、界磁側がしっかりと固定されている状態で電機子側を右側に 0mm から 0.5mm まで 0.1mm ずつずらしながら考慮した。その結果を図 4.13 に示す。

図 4.13(a)から、ギャップ長が等しくなければなるほど、磁気吸引力が大きくなり最大磁気吸引力は 50.6N で理論値とほぼ同じだったことが分かる。

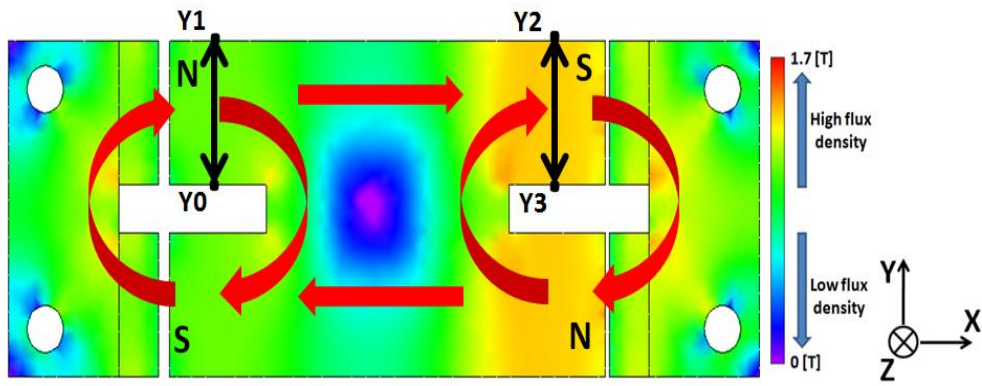
また、図 4.13(b)と(c)での 0.5mm 移動した時の磁束密度の分布図とコイル鎖交部での磁束密度の結果から見ても、電機子側を右側にずらすことにより右側の磁気回路上の磁気抵抗が小さくなることによって、左側より磁束密度が高くなることが分かる。

電機子コアの移動に対する磁気吸引力も、図 4.14 のようにギャップ長が等しい時はほぼ 0 に近いことに対し、電機子側が 0.5mm 右側にずれている時は平均値は 36.41N であり全体的に磁気吸引力が働いていることが分かる。

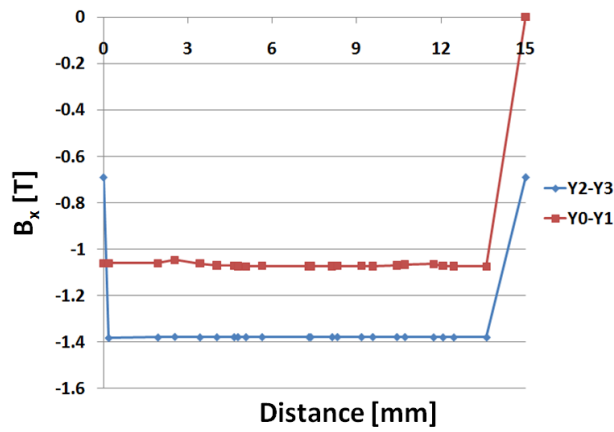
前節で左側上部の永久磁石から出た磁力線の一部が電機子コアの中で左側下部の永久磁石の方に流れることは、磁気回路のバランスには問題にならないと考えられると述べたが、Smotor では加工の誤差や組み立て誤差による磁氣的なアンバランスに十分注意する必要があることが分かった。



(a) Normal attractive force by increasing magnetic unbalance



(b) Flux density distribution



(c) Flux density

Figure 4.13: Normal attractive force and flux density distribution by magnetic unbalance.

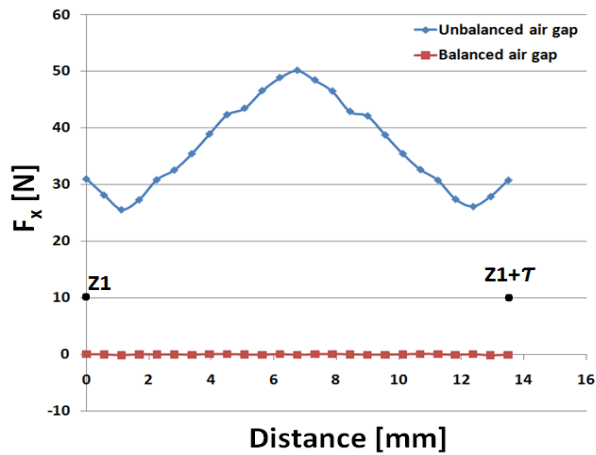
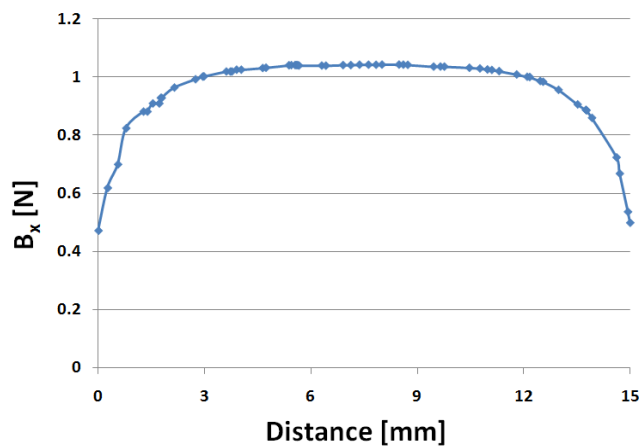


Figure 4.14: Normal attractive force by moving armature core.

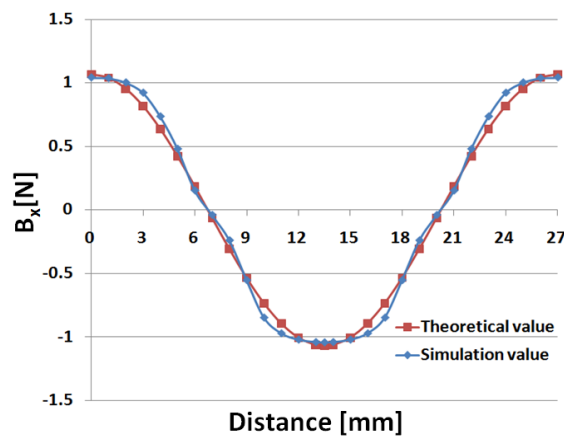
#### 4.5.4 電機子側の移動による無励磁時のギャップの磁束密度

第 2 章で述べた通り、モータの設計において無励磁時のギャップ磁束密度は、電機子コアの移動によってその値が変わってくる。また、誘導起電力や、ディテント力、推力などを決める重要なパラメータであり、これによってモータの特性が変わってくる。したがって、電機子側の移動による無励磁時のギャップ磁束密度の波形を把握しておく必要がある。

図 4.15 に Smotor のギャップ磁束の理論値と 3 次元磁界解析に基づいた解析値を示す。解析では、1 個の電機子コアが進行方向に 1mm ずつ移動していることと 4 か所のギャップ長が 1mm でバランス良く維持されていることを考慮した。



(a) Air gap flux density when z is zero



(b) Air gap flux density when the armature core is moving to z direction

Figure 4.15: Air gap flux density in Smotor.

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、図 4.15(a)のような波形となり、その最大値は 1.061T で理論値 1.088T とほぼ同じだった。この結果から漏れ磁束は 0.98 になり、Smotor では永久磁石を

表面に置くことによって永久磁石から出た磁束がほとんど漏れなくギャップに流れることが分かる。

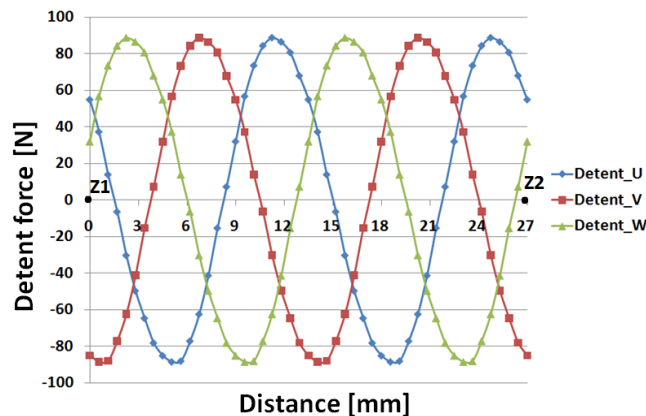
また、電機子コアの移動によるギャップの磁束密度の波形も解析値と理論値はほぼ一致し、横方向磁束円筒 PMLSM で見られた第3高調波の影響もほとんどなくほぼ綺麗な正弦波に近い波形になっていることが分かる。このようなことから、Smotor の誘導起電力や、ディテント力、推力などの波形は、正弦波に近い波形になることが予想される。

### 4.5.5 ディテント力

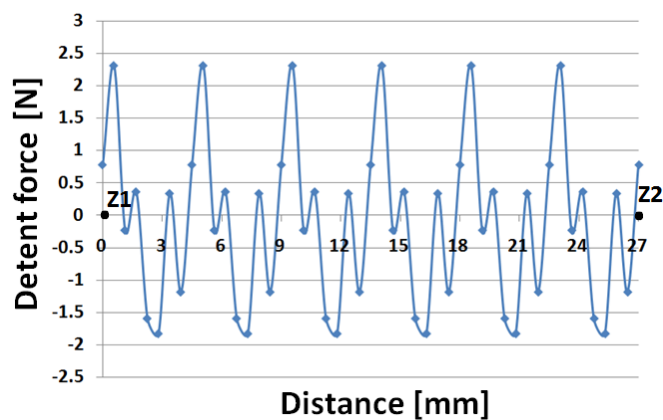
Smotor では大推力と低ディテント力を目的としており、できるだけ簡単で簡便に製作することを目的としているため、1周期に対する電機子コアと永久磁石の組み合わせを横方向磁束円筒 PMLSM と同じ9-8にした。

#### (1) ギャップ長が等しい状態

ギャップ長が等しい状態での移動距離 $2\tau$ (電気角 $360^\circ$ )に対するディテント力の理論値と3次元磁界解析の結果を図4.16に示す。3相を考慮したフルモデルの解析は長時間がかかるため、実際の解析では1相分(3コア)だけを考慮した。



(a) Detent force of each phase



(b) Reduced detent force through nine slot-eight pole combination

Figure 4.16: Detent force of Smotor.

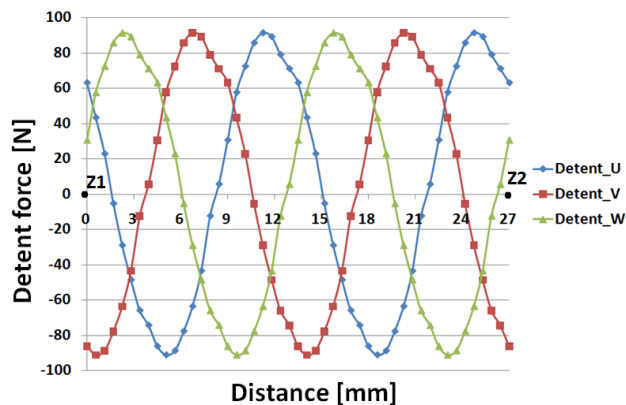


1 相分(3 コア)だけ考慮した時の最大ディテント力は、図 4.16(a)のように 88.7 N であり、漏れ磁束を考慮した理論値とほぼ一致した。また、その波形は綺麗な正弦波になっており、磁束の変化がなめらかであることが分かる。1 相あたりの最大ディテント力は割と大きいですが、これはギャップに有効に流れる磁束が多いためギャップの磁気エネルギーが大きいということを意味している。しかし、1 相当たりのディテント力の波形は綺麗な正弦波になっており、9-8 組み合わせのフルモデルを考慮した場合は、各相のディテント力を合わせることで図 4.16(b)のように 2.32 N までディテント力が低減されることが分かる。

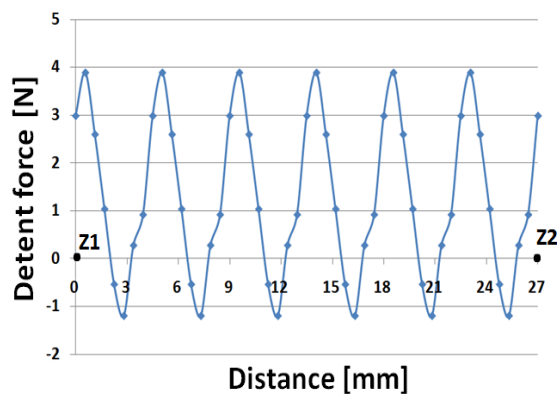
(2) ギャップ長が等しくない状態

4.5.4 で述べたように、Smotor は基本的に両面式の構造を持っているため、加工のや組み立ての誤差によるギャップ磁束密度のアンバランスが存在する。このギャップ磁束密度のアンバランスは、ディテント力にも影響を及ぼすと考えられる。どのような影響を及ぼしているのかを確認するために、1 相の電機子コアを図 4.13(b)と同じように右側に 0.5mm ずらしたモデルを考慮して 3 次元磁界解析を行った。その結果を図 4.17 に示す。

各相の最大ディテント力は 91.32N であり、ギャップ長が等しい状態より大きくなり、波形も歪んでいることが分かる。また、9-8 組み合わせのフルモデルを考慮した場合もその最大値は 3.89N であり、ギャップ長が等しい状態よりも大きくなり、波形の対称性もなくなっていることが分かる。



(a) Detent force of each phase



(b) Reduced detent force through nine slot-eight pole combination

Figure 4.17: Detent force of Smotor by magnetic unbalance.

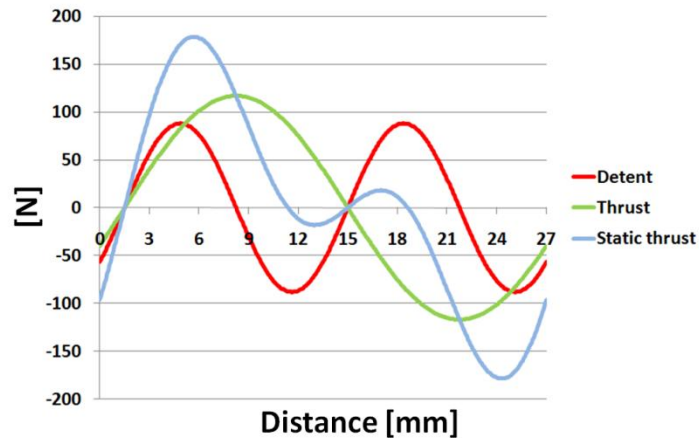
### 4.5.6 静推力、推力

1 個の電機子コアを考慮した場合の Smotor の静推力は、リニアガイドからの摩擦力を無視すると推力とディテント力の和で示される。

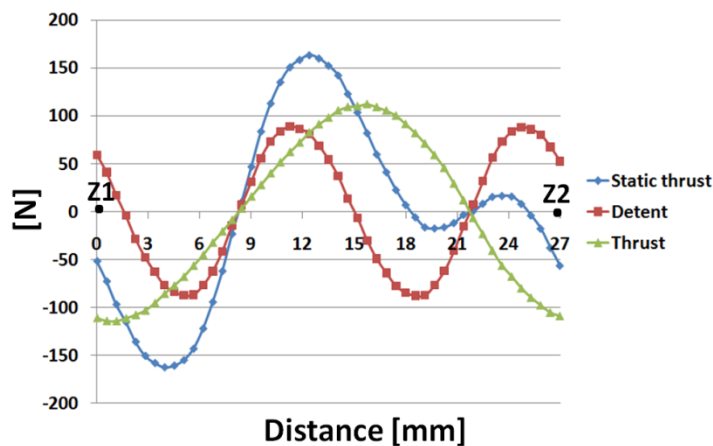
(1) ギャップ長が等しい状態

電機子電流 5A、巻き数 67turns の時、1 相分(3 コア)だけ考慮した Smotor の静推力と推力を図 4.18 に示す。電機子電流 5A、巻き数 67turns の時、Smotor の最大推力は 114.76N であり、漏れ磁束を考慮した理論値とはほぼ一致した。

また、推力の波形も綺麗な正弦波に近いということが分かる。式(2.23)よりフルモデル(3 相)を考慮した最大推力は 172.14N であり、体積と推力が作用する部分の面積、磁石の量、可動子の重量を考慮した推力密度は、 $398.3 \times 10^3 \text{ N/m}^3$ 、 $19.9 \times 10^3 \text{ N/m}^2$ 、 $956.3 \text{ N/kg}$ 、 $147.8 \text{ N/kg}$  だった。



(a) Theoretical value



(b) 3D FEM analysis value

Figure 4.18: Static thrust and thrust of Smotor.



(2) ギャップ長が等しくない状態

ギャップ長が等しくない状態で、推力にどのような影響を及ぼしているのかを確認するために、図 4.13(b)と同じように 1 相の電機子コアを右側に 0.5mm ずらしたモデルを考慮して 3 次元磁界解析を行った。その結果を図 4.19 に示す。

最大推力は 107.06N であり、ギャップ長が等しくない状態による波形の歪みは大きく見られなかったが、ギャップ長が等しい状態より大きくなったデイトント力の影響を受けて、約 6%低くなっていることが分かる。したがって、Smotor では加工の誤差や組み立て誤差による磁気的なアンバランスに十分注意する必要がある。

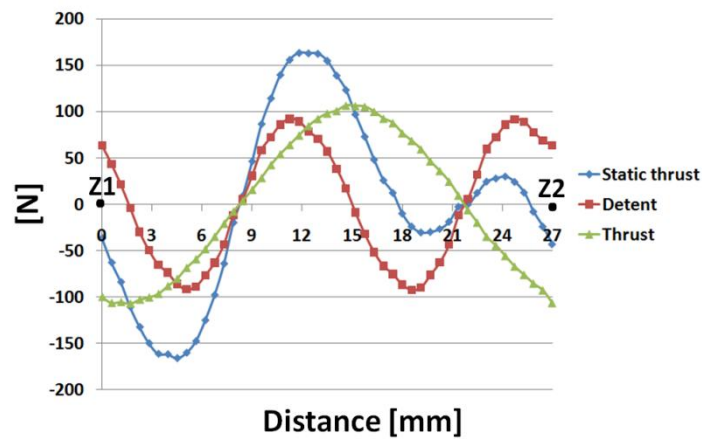


Figure 4.19: Static thrust and thrust of Smotor by magnetic unbalance.

以上、磁界解析に基づいた提案モデルの基礎特性を表 4.5 に示す。

Table 4.5 The fundamental characteristics based on field analysis of Smotor.

The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	1.061
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$2.122 \times 10^{-4}$
The flux leakage coefficient $k_l$	0.98
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	8.12
The back EMF constant $K_e$	8.12
The maximum detent force per a phase $F_{d\_1phase}$ [N]	88.7
The maximum detent force per 3 phase $F_{d\_1phase}$ [N]	2.32
The maximum thrust per a phase $F_{t\_1phase}$ [N]	114.76
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	172.14
Thrust constant $K_t$	34.43
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$398.3 \times 10^3$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$19.9 \times 10^3$
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	956.3
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	111.8
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$3.82 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$5.09 \times 10^{-3}$
Mechanical output $P$ [W]	40.61
Power factor $\cos\theta$	0.973
Efficiency $\eta$	0.943

## 4.6 定格推力に関する検討

前章では、提案した Smotor を横方向磁束円筒 PMLSM と比較による評価をし、横方向磁束円筒 PMLSM よりコンパクトで軽量の構造でほぼ同じ効率を維持しながら大推力密度を得ることが可能であることを示した。

図 4.20 は、電流を 0A から 15A まで 2.5A ずつ増加させた時の漏れ磁束係数  $k_l$  (0.98) を考慮した推力の最大値の理論値と、3次元磁界解析値の結果である。解析値は、電流が 10A を過ぎるとモータ内部の磁束密度が増加し鉄心が飽和するため、推力ー電流の線形性がなくなることが分かる。

連続な運転を示す定格推力と定格電流の観点からみると、Smotor で最大連続的に流せる電流値は、電流密度  $7A/mm^2$  の場合 1.37A であり、これが定格電流である。図 4.20 のように 1.37A 時の定格推力の最大値は 3次元磁界解析から 43.86N であり、電機子コア 1 極で発生する電機子電流による起磁力は 91.8AT である。

図 4.20 の結果からみると、推力の線形領域に比べて定格領域がかなり小さいことが分かる。また、図 4.21 の定格電流に対する 1 相分の推力の結果からみても、高い静推力は主にディテント力の影響を受けていることが分かる。つまり、本章で設計した Smotor は、横方向磁束円筒 PMLSM に基づいて設計したが、まだ磁気装荷と電気装荷の差が大きく磁気的な影響を支配的に受けていることである。

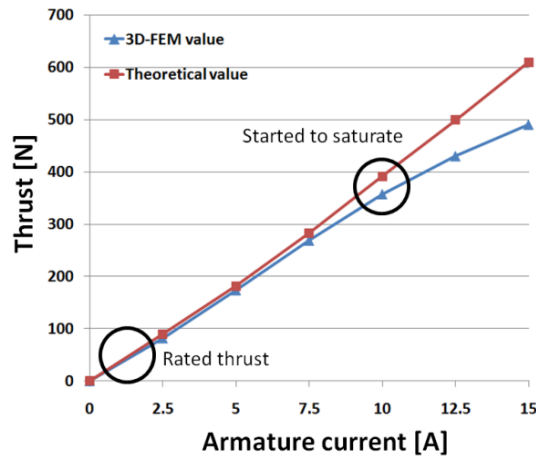


Figure 4.20: Thrust-current characteristics of Smotor.

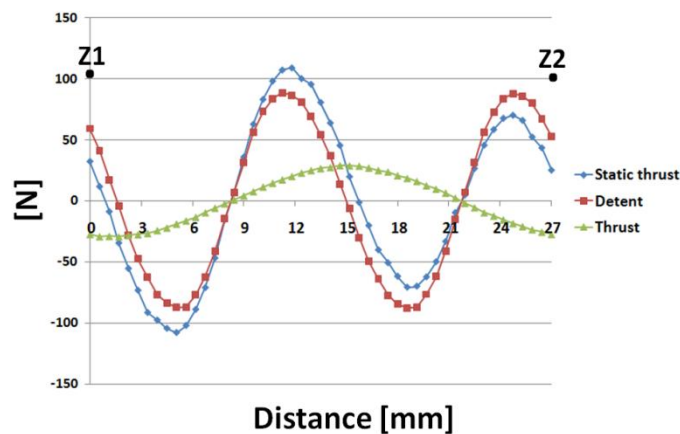


Figure 4.21: Static thrust and thrust of Smotor in 1.37A.

磁気装荷と電気装荷の差を小さくし Smotor の定格推力を上げるために、以下のようなことを考慮し電機子電流と巻き数で決まる電機子側の起磁力の向上に着目した。

- (1) 不要な電機子鉄心を排除しコイルを巻ける領域を増やす。

Smotor では横 100mm×縦 40mm の限られている断面積の中で、不要な電機子鉄心を排除しコイルを巻ける領域を増やすために、図 4.12 の結果に着目した。

図 4.12 の磁束密度の結果からみると、Smotor の I 型電機子コアの真ん中部ではほぼ磁束密度がゼロ近く、この結果から磁束が通ってないことが分かる。そのため、磁束が通ってない I 型電機子コアの真ん中部は、無駄な空間になる。

不要な電機子鉄心を排除しコイルを巻ける領域を増やすために、最初に提案した I 型電機子コアの真ん中部を切ることにした。真ん中部を切った Smotor の電機子コアを図 4.22 に示す。

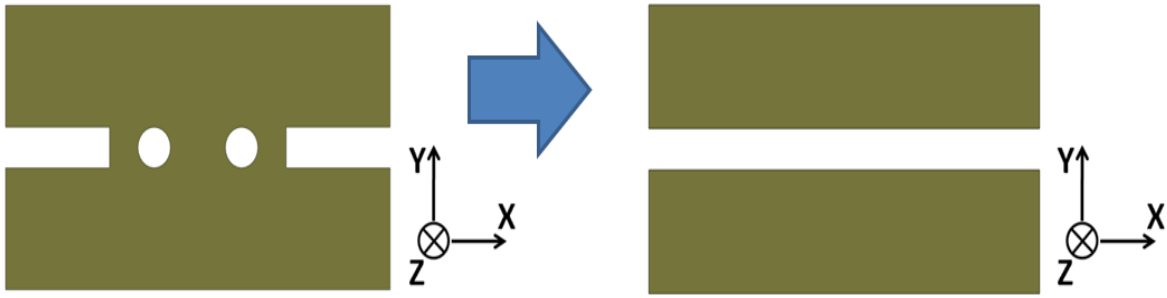
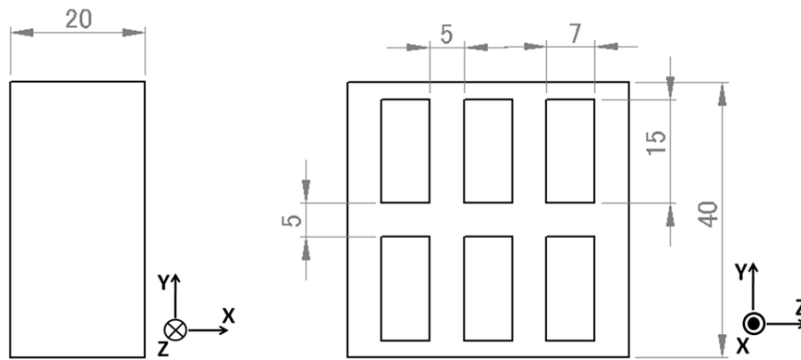
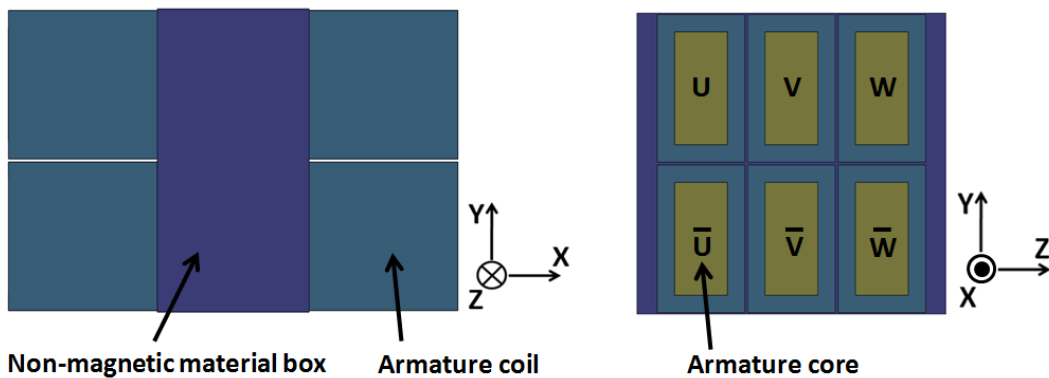


Figure 4.22: The modified armature core in Smotor.

しかし、図 4.22 のように I 型電機子コアの真ん中部を切ることで、不要な電機子鉄心を排除できコイルを巻ける領域を増やすことができるが、1 個の電機子ユニットではコアを二つ有することになるため、別途の固定を考慮する必要がある。図 4.23 に電機子コアの固定を考慮した非磁性体の箱の寸法(単位 mm)と組み立てられた電機子側を示す。



(a) Non-magnetic spacer for fixation of the armature core



(b) The armature side including non-magnetic spacer

Figure 4.23: The modified armature side in Smotor.

変更したモデルでは、電機子コアを幅 20mm の非磁性体スペーサのかごに入れることで電機子コアを固定する。非磁性体スペーサのかごの幅が、I 型電機子コアの真ん中部の幅より短くなることでコイルを巻くところの断面積が増える。図 4.9(a)の寸法から、コイルを巻くところの断面積は横 2.5mm×縦 19.6mm になる。

(2) 角形のコイルを用いる。

Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM では直径 0.586mm のコイルを用いたが、図 4.24 のように直径と同じ一辺の長さを持つ角形のコイルを用いることで導体の断面積が $4/\pi$ 増加するため、約 $4/\pi$ 大きな電流を流すことができる。

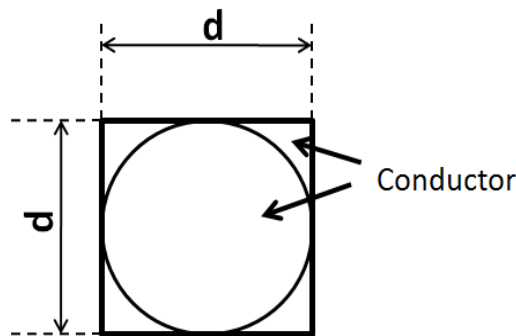


Figure 4.24: The cross-section of round and square armature coil.

(3) 断面積の大きいコイルを用いる。

Smotor で用いるコイルの断面積 0.5mm<sup>2</sup> より大きな断面積のコイルを用いることで、コイルには大電流を流すことができる。本研究では、コイル部の断面積において構造的に横方向の長さを最大 2.5mm とれることと 3 列にすることを考慮し、一辺の長さ 0.804mm(導体の一辺の長さ:0.7mm, 単位長さ当たりの重量: $3.54 \times 10^{-3}$ kg/m)のコイルを用いることにした<sup>[11]</sup>。

以上の結果から、横 2.5mm×縦 19.6mm の断面積に巻ける最大巻き数は 72 巻であり、電機子コイルには最大に 3.4A 流すことができる。したがって、電機子コア 1 極での電機子電流による起磁力は 244.8AT になる。改善前後の定格推力と電流、効率、力率を表 4.6 に示す。また、改善後の定格時の基礎特性を表 4.7 に示す。

改善後の 3 相分の定格推力の最大値は 120.17N であり、改善前より約 175%増加させることができた。また、その時の力率と効率は、改善前とほぼ同じだった。

Table 4.6 Comparison of rated thrust, power factor and efficiency at rated region.

The fundamental characteristics	Before	After
Rated thrust $F_{rated}$ [N]	43.86	120.17
Rated current $I_{rated}$ [A]	1.37	3.4
Power factor $\cos\theta$	0.990	0.981
Efficiency $\eta$	0.976	0.975

Table 4.7 The fundamental characteristics at rated region based on field analysis of Smotor.

The air gap flux density at no load $B_g$ [T]	1.061
The air gap flux at no load $\phi_g$ [Wb]	$2.122 \times 10^{-4}$
The armature current $I$ [A]	3.4
Turn number of winding per an armature pole $N$ [turns]	72
The RMS value of back EMF $E_{rms}$ [V]	8.24
The maximum thrust per a phase $F_{r\_1phase}$ [N]	80.11
The maximum thrust in 9core-8pole combination $F_{thrust\_max}$ [N]	120.17
Thrust constant $K_t$	35.34
The total volume [m <sup>3</sup> ]	$0.43 \times 10^{-3}$
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	$279.47 \times 10^3$
The total dimension [m <sup>2</sup> ]	$8.64 \times 10^{-3}$
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	$13.91 \times 10^3$
The total weight of magnet [kg]	0.18
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	667.6
The total weight of mover (the armature core, coil, non-magnetic material) [kg]	0.850,0.461,0.51
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	65.9
Winding resistance per an armature pole at 20°C $R_{20}$ [ $\Omega$ ]	0.133
Winding resistance per an armature core at 20°C $R_{20\_1core}$ [ $\Omega$ ]	0.532
Winding resistance per U phase at 20°C $R_{20\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.177
Winding resistance per an armature pole at 100°C $R'_{100}$ [ $\Omega$ ]	0.177
Winding resistance per an armature core at 100°C $R'_{100\_1core}$ [ $\Omega$ ]	0.708
Winding resistance per U phase at 100°C $R'_{100\_U}$ [ $\Omega$ ]	0.236
Self inductance per an armature pole $L$ [H]	$4.49 \times 10^{-3}$
Self inductance per U phase $L_U$ [H]	$5.98 \times 10^{-3}$
Mechanical output $P$ [W]	28.01
Power factor $\cos\theta$	0.981
Efficiency $\eta$	0.975

## 4.7 横方向磁束円筒リニア同期モータとの比較を通じた Smotor の有用性の評価

本章では今までの結果を用いて第 3 章まで述べた横方向磁束円筒 PMLSM との比較を行い、Smotor の特性上の有用性を評価する。比較・評価には性能がいいことから、第 2 章で述べた初期モデルを用いる。

一般的な PMLSM の評価は、主に以下の評価項目を考慮して行うが、前回の円筒型の研究でいい結果を得られなかったこととまだ Smotor の実験による基礎特性の検証ができていないことを勘案し、最初の設計の考慮点と研究目的から推力密度と構造的な評価を中心に行った<sup>[19]</sup>。

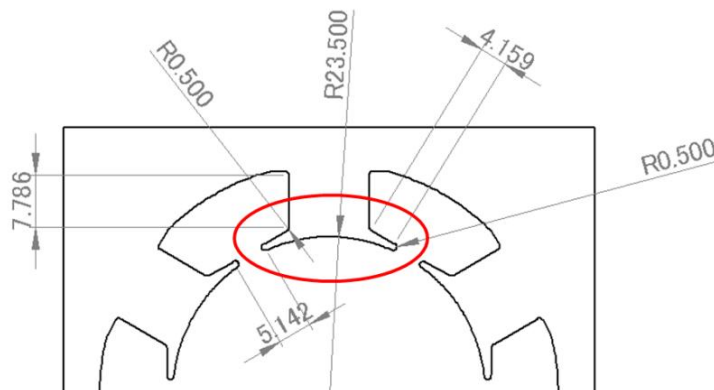
- 推力に関する評価 (推力定数、モータ定数、推力密度)
- 熱に関する評価 (熱抵抗、温度上昇、熱時定数)
- 応答性・位置決めに関する評価 (電氣的・機械的時定数、繰り返し位置決め制度、ディテント力)
- 構造的な評価 (設計や加工、製作の簡単さ)

### 4.7.1 構造的な評価

#### (1) 電機子側

第 3 章まで述べた横方向磁束円筒 PMLSM の大きな構造的特徴としては、電機子側に回転式モータの電機子コアをほぼそのまま用いたことを挙げられる。回転式モータの電機子コアをほぼそのまま用いることで、新しいモータを開発するうえで電機子コアの形状を考える必要がなくなるため、設計の手間が省ける。また、電機子側に合わせて界磁側を調整すれば済むため、全体的な設計が簡易になる。

しかし、これは元々電機子コアが用意されている時に限ってのことであり、いざ何もない状態から電機子側を設計しようとする、図 4.25(a)のように歯先の寸法が小数点以下になるためそう簡単ではない。また、隣の電機子極との磁束の流れを考慮し、歯先の長さを決める必要がある。



(a) Dimension of the armature pole

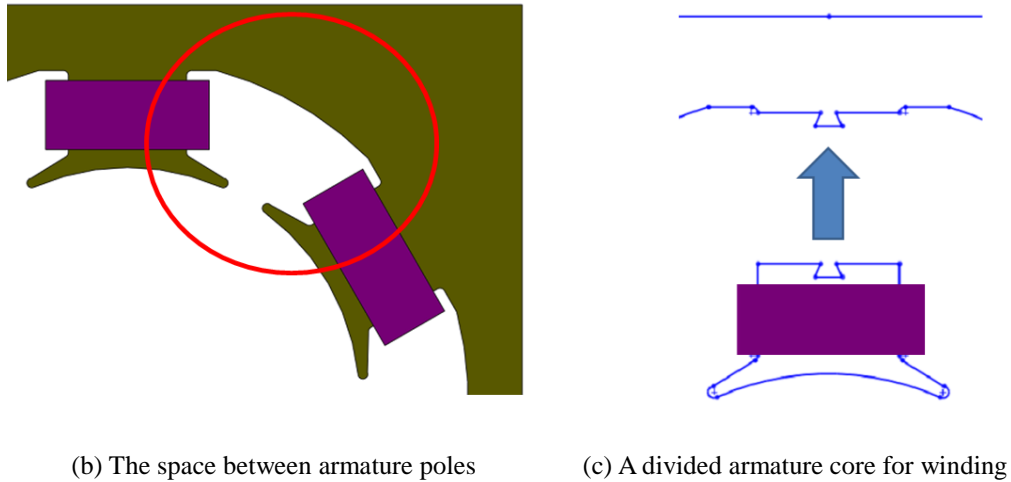


Figure 4.25: The armature side in transverse flux cylindrical PMLSM.

また、横方向磁束円筒 PMLSM では、電機子極の間に図 4.25(b)のように空間がある。コンパクトで小型という最初の設計の考慮点からみると、この空間は無駄な空間になり空間利用率や推力密度などの低下の原因となる恐れがある。

巻き線作業も難しくなる可能性がある。一般的に回転式モータでは占積率を向上させるために図 4.25(c)のようにコアを分割して巻き線作業を行うが、これは部品の数が増えることの原因になる。また、電機子極は永久磁石から吸引力を受けるため、切れ目に十分な強度が要求される。

しかし、Smotor の電機子コアは、回転式モータの電機子コアでの歯先のようなところが存在しないため、寸法を小数点以下まで細かく設定する必要がなくなる。したがって、電機子コアの設計が簡単になる。

また、図 4.25(b)のような無駄な空間が少ないため、空間利用率が横方向磁束円筒 PMLSM に比べて比較的高い。つまり、Smotor では、横方向磁束円筒 PMLSM よりコンパクトで小型にすることと、同じ推力を考慮した場合に推力密度を高くすることが可能である。推力密度に関する比較を通した Smotor の有用性の評価は、4.7.2 で深く行う。

巻き線作業に関しても、Smotor では完成された巻き線を界磁側に挟む前に 4 か所の電機子極に直接入れれば済むので、横方向磁束円筒 PMLSM より作業が簡単でコアを分割する必要もなくなる。

## (2) 界磁側

横方向磁束円筒 PMLSM の 1 個の界磁ユニットの大きな特徴としては、組み立てが簡単だということが挙げられる。埋め込み式同期モータと同じように、永久磁石を積層された電磁鋼板に投入すれば済むため、固定用の接着剤や器具が不要になる。また、この界磁ユニットを非磁性体スペーサと共にステンレスパイプの中に投入し両端で固定すれば済むため、界磁側の部品を一か所にまとめることが可能である。

しかし、図 4.26 のように永久磁石間の距離が短いため、界磁側の強度を考えると最大に界磁側に投入できる永久磁石の量には限界がある。言い換えると、着磁の自由度に限界があり、電機子電流による起磁力が一定の場合に実現できる推力には限界がある。

また、永久磁石の間にある空間は磁路の断面積が小さいため、図 2.16(a)のように無励磁の時にも漏洩され



る磁束によって鉄心に磁気飽和が起きていることが分かる。もちろん、磁束の漏洩はどんな着磁を工夫しても必ず発生することであり、特に横方向磁束円筒 PMLSM では鉄心の中に永久磁石を投入するため、わざと永久磁石間の鉄心を飽和させ有効磁束を増やそうとしたという目的もあった。しかし、鉄心の飽和による影響は顕著であり、これは鉄損増加の原因となるため、全体的にはモータの効率が下がる可能性がある。

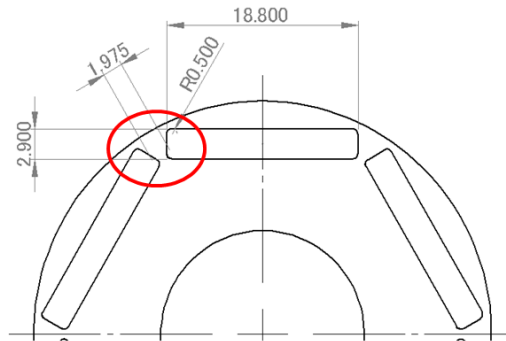


Figure 4.26: Dimension of the field side in transverse flux cylindrical PMLSM.

Smotor では界磁側の部品が四角い形になっているため、横方向磁束円筒 PMLSM より界磁側の各部品の製作は簡単になる。

しかし、製作を考えてみると Smotor では永久磁石を表面につけないとまらないため接着の必要がある。また、界磁側が2か所に分かれているため、部品の数が多くなる。磁気吸引力による影響を考慮してみても、前章で提案した横方向磁束円筒 PMLSM では界磁側が電機子コアの中で磁気的なバランスが保たれていることに比べて、Smotor では界磁側をしっかりと固定する必要があるため、製作に十分な精度が必要となる。

しかし、永久磁石を表面につけることで空間的な制約が小さくなるため、推力の限界を広げることができる。また、永久磁石を表面に置くことで界磁側鉄心の磁気飽和による影響を下げることができ、漏れ磁束を減らすことができる。

#### 4.7.2 推力密度の評価

推力密度は、PMLSM の性能を評価するための重要なパラメータである。第2章と本章の結果から、3次元磁界解析から求めた横方向磁束円筒 PMLSM と改善前の横方向磁束円筒 PMLSM を基準として設計した Smotor の5A時の最大推力は、172Nと171Nでほぼ同じだった。ここでは、以下の評価基準を定め横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通した Smotor の評価を行う。

- 電機子側と対向している界磁側を含んだ部分の体積 (体積推力密度)
- 推力が作用する部分の面積 (面積推力密度)
- 推力が作用する部分の面積で使用された永久磁石の量 (永久磁石推力密度)
- 可動子の単位重量 (重量推力密度)

##### (1) 体積推力密度

体積推力密度が大きいというのは、同じ体積に対して推力が大きいことあるいは同じ推力に対して体積が小

さいことであり、モータがいかにかコンパクトで小型に大推力を出せるかを示すパラメータである。第3章まで述べてきた横方向磁束円筒 PMLSM を考慮してみると、前者は電機子コイルの断面積の制約から限界があると考えられる。また、後者の場合も界磁側の強度の低下や磁石量の減少、電機子極数の減少などの問題があるため、横方向磁束円筒 PMLSM で実現するのは難しい。

しかし、Smotor は最初から前者と後者のことを考慮して設計したため、横方向磁束円筒 PMLSM より体積推力密度の向上が期待される。つまり、横方向磁束円筒 PMLSM よりさらにコンパクトで小型に推力密度の向上が可能である。表 4.8 に Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM の体積推力密度と横方向磁束円筒 PMLSM からみた増加分を示す。

表 4.8 に示した通り、Smotor では同じ推力で横方向磁束円筒 PMLSM より 37.4% 少ない体積で、60.9% 大きな推力密度を得られた。これは、Smotor の方が空間利用率が高く、コンパクトで小型に大推力を出せることを意味しており、Smotor の最大の長所である。

また、Smotor では推力が作用する部分が 4 か所に対して、横方向磁束円筒 PMLSM では 6 か所である。推力が作用する部分が少ないのに同じ推力を得られた理由には、磁石を表面に置くことによる漏れ磁束の低減と永久磁石による起磁力の増加が挙げられる。

Table 4.8 Comparison of thrust density based on volume.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
The maximum thrust in 5A [N]	172.14	171.01	0.6
The total volume [m <sup>3</sup> ]	0.100×0.040×0.108	0.080×0.080×0.108	-37.4
The thrust density based on volume [N/m <sup>3</sup> ]	398.3×10 <sup>3</sup>	247.4×10 <sup>3</sup>	60.9

(2) 面積推力密度

表 4.9 に Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM の面積推力密度と横方向磁束円筒 PMLSM からみた増加分を示す。推力が作用する面積の計算には、コイルエンドの面積が含まれている。

Smotor は面積推力密度は 19.9×10<sup>3</sup>N/m<sup>2</sup> であり、44% 少ない面積で横方向磁束円筒 PMLSM より 81.7% 大きい推力密度を得られた。これは、Smotor が同じ推力を得るのに空間的に節約できることを意味している。

Table 4.9 Comparison of thrust density based on dimension.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
The maximum thrust in 5A [N]	172.14	171.01	0.6
The total dimension [m <sup>2</sup> ]	2×0.040×0.108	2×π×0.023×0.108	-44.6
The thrust density based on dimension [N/m <sup>2</sup> ]	19.9×10 <sup>3</sup>	10.9×10 <sup>3</sup>	81.7

(3) 永久磁石推力密度

一般的に NdFeB 系磁石や SmCo 系磁石等の希土類系磁石は、フェライト磁石系より値段が高い。しかし、フェライト磁石系より約 5~10 倍の高い磁気特性を持っており、モータの小型化、大推力化、高効率化等を図ることができるという長所があるため、PMLSM に部品として使われている。表 4.10 に Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM の永久磁石推力密度と横方向磁束円筒 PMLSM からみた増加分を示す。

Table 4.10 Comparison of thrust density based on total weight of magnet.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
The maximum thrust in 5A [N]	172.14	171.01	0.6
The total weight of magnet [kg]	0.18	0.18	0
The thrust density based on weight of magnet [N/kg]	956.3	950.1	0.6

Smotor は横方向磁束円筒 PMLSM と同じ磁石量を利用して設計したため、1kg 当たりの推力密度は表 4.8 のように Smotor の方が 0.6% 大きくなったが、初期モデルとほぼ同じ値であるため永久磁石推力密度においては、Smotor の大きな増加を検証することはできなかった。永久磁石推力密度に関しては、次章ですでに商用化されている PMLSM との比較を通して Smotor の有用性を評価する。

(4) 重量推力密度

表 4.11 に Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM のコイルと非磁性体スペーサを含む可動子の重量と単位重量当たりの推力密度と横方向磁束円筒 PMLSM からみた増加分を示す。9-8 組み合わせを考慮した Smotor のコイルを含む可動子の重量は 1.54kg であり、横方向磁束円筒 PMLSM の可動子より 49.3% 小さいことが分かる。単位重量当たりの推力密度からみても、Smotor は 93.7% 大きい推力密度を得られ、軽量で大きな推力を得ることができる。

Table 4.11 Comparison of thrust density based on total weight of mover.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
The maximum thrust in 5A [N]	172	171	0.6
The total weight of mover (the armature core, coil, non-magnetic spacer) [kg]	0.929,0.235,0.376	1.695,0.235,1.032	-49.3
The thrust density based on weight of mover [N/kg]	111.8	57.7	93.7

また、表 4.12 の結果に基づいて  $F=ma$  から決めた走行抵抗を無視した加速度からみると、Smotor は表 4.11 に示めたように横方向磁束円筒 PMLSM に比べ可動子の重量が低いため、加速度が高く、高速と高速度の目的を用途にも有利であることが分かる。

Table 4.12 Comparison of acceleration.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
Acceleration [m/s <sup>2</sup> ]	111.8	57.7	93.7

以上の結果から、Smotor では横方向磁束円筒 PMLSM よりコンパクトで軽量の構造で大推力密度を得ることが可能であり、高加速度、製作コストの観点からみても長所があると考えられる。

### 4.7.3 力率、効率の評価

表 4.13 に Smotor と横方向磁束円筒 PMLSM の  $d$  軸電流ゼロ制御で駆動させた時を想定した 3 次元磁界解析から求めた 1 相当りの力率と効率を示す。Smotor の力率は、横方向磁束円筒 PMLSM より 1.7% 下がった。これは、Smotor での漏れ磁束の低下によって自己インダクタンスが増加したからだと考えられる。しかし、効率からみると Smotor では、僅かでありながら横方向磁束円筒 PMLSM より効率が改善された。これは、同じ銅損に比べて推力増加による出力が大きくなったからである。つまり、Smotor は横方向磁束円筒 PMLSM に比べ、高効率を維持しながら大推力密度を得ることが可能である。

Table 4.13 Comparison of power factor and efficiency.

The fundamental characteristics	Smotor	The initial model	Comparison with the initial model [%]
Effective value of armature current $I$ [A]	5	5	0
Frequency $f$ [Hz]	37.03	37.03	0
Power factor $\cos\theta$	0.973	0.990	-1.7
Efficiency $\eta$	0.943	0.942	0.04

## 4.8 本章のまとめ

本章では、第3章までの経験を生かし、横方向磁束円筒 PMLSM での特長を取りながら、技術課題として抱えていた漏れ磁束と低空間利用率を改善し、大推力密度を目指した固定界磁形両面式横方向磁束 PMLSM (Smotor)を提案し、産業分野で要求される特性と従来の C 型電機子コアからみた提案モデルの特長と設計、基礎特性の算出について述べた。また、横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通して提案モデルの特性上の有用性を評価した。さらに、磁気装荷と電気装荷の差を小さくし Smotor の定格推力を上げるための工夫と設計

による特性改善について述べた。

新しく提案した Smotor は、両面式の構造を取り入れることにより、原理的には磁気吸引力が相殺でき支持が簡単になる。また、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、漏れ磁束も低く磁束の有効利用ができることが分かった。

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向上の可能性があることが分かった。

横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通した Smotor の特性上の有用性の評価では、評価項目として構造、推力密度、力率、効率を用いて行った。

横方向磁束円筒 PMLSM からみると、Smotor では、構造的に寸法を小数点以下まで細かく設定する必要がなくなり、電機子コアの設計と製作が簡単になる。また、無駄な空間が少ないため空間利用率が高く、横方向磁束円筒 PMLSM よりコンパクトで軽量に製作できることが分かった。

ただし、加工や組み立ての誤差によるギャップ長が等しくない状態では、磁気的なアンバランスによる磁気吸引力が発生するため、支持や組み立ての時には注意する必要がある。

推力に関しては、Smotor では横方向磁束円筒 PMLSM よりコンパクトで軽量な構造を持っているため、ほぼ同じ推力に対して推力密度が大きく改善された。特に面積推力密度では 81.7% 大きい推力密度を得られ、Smotor の優位性を示すことができた。

1 相当りの力率と効率に関しても、力率は漏れ磁束の低下による自己インダクタンスの増加で横方向磁束円筒 PMLSM より 1.7% 下がったが、効率が改善され高効率を維持しながら大推力密度を得られた。

しかし、連続な運転を示す定格推力と定格電流の観点からみると、まだ Smotor では定格推力が低い。定格電流に対する 1 相分の推力の結果からみると、静推力は主にディテント力の影響を受けており、まだ磁気装荷と電気装荷の差が大きく磁気的な影響を支配的に受けていることが分かった。

この磁気装荷と電気装荷の差を小さくし、Smotor の定格推力を上げるために、不要な電機子鉄心を排除し断面積の大きい角形コイルを用いることでコイルを巻く空間を増やし電機子側の起磁力を向上させた。その結果、定格推力を改善前より約 175% 上げることができた。

ただ、今後の課題として、磁気装荷と電気装荷のバランスを取る最適化設計による Smotor の性能を改善することが必要である。これにより、ギャップ長が等しくない状態での磁気吸引力や 1 相当りの大きなディテント力の問題も緩和できると考えられる。

# 第 5 章 従来のリニア同期モータとの比較を通じた Smotor の 有用性の評価

## 5.1 概要

第 4 章までは、磁束集中型界磁を取り入れた横方向磁束円筒 PMLSM と固定界磁形両面式横方向磁束 PMLSM の Smotor を提案し、その特長や設計などについて述べてきた。本研究では新しい PMLSM を提案したが、研究開発の上ですでに商用化されている PMLSM との比較・評価による提案モデルの良さを明らかにすることは重要である。一般的なリニアモータの評価は、主に以下の評価項目を用いて行う<sup>[19]-[20]</sup>。

- 推力に関する評価(推力定数、モータ定数、推力密度)
- 熱に関する評価(熱抵抗、温度上昇、熱時定数)
- 応答性・位置決めに関する評価(電氣的・機械的時定数、繰り返し位置決め制度、ディテント力)
- 構造的な評価(設計や加工、製作の簡単さ)

しかし、各会社によって独自の評価方法と測定方法が違うため、端的に良さを述べることは難しく、どうしても評価者の主観が入ってしまう。また、ユーザ側と設計者側の観点も違うことと、会社によっては巻き数や磁石の量などの詳細な仕様を公開しないこともあるため、正確な比較および評価が難しいのが現状である。本研究では、まだ Smotor の実験による特性の検証ができていないことを勘案し、最初の設計の考慮点と研究目的から推力密度とモータの構造を中心に評価の項目として定め、すでに商用化されている PMLSM との比較を通して評価を行った。残りの評価項目に関しては、今後実験による特性の検証を通じて評価したい。

すでに商用化されている PMLSM から以下のような PMLSM を評価対象として選定した。

- 片面式 PMLSM
- 両面式 PMLSM
- 横方向磁束 PMLSM
- コアレス PMLSM
- 円筒型 PMLSM

評価に用いる各タイプのモータとして、Y 社、H 社、G 社の PMLSM を考慮し、各会社のカタログに明記されている仕様から一番推力が高いモータを採択した<sup>[21]-[23]</sup>。各タイプの PMLSM の仕様を表 5.1 に示す。

表 5.1 で定格推力と定格電流とは、モータが連続駆動している時の推力と電流である。推力定数とは定格推力を定格電流で割ったものであり、推力定数が大きければ大きいほど低電流で大推力を得られる。

誘導起電力定数とは、誘導起電力を速度で割ったものである。誘導起電力定数が大きいということは、同じ速度で大きな誘導起電力が発生することを意味する。したがって、大推力を得ることが可能である。

モータ定数とは、推力を銅損で割ったものであり、これが大きければ大きいほど同じ推力に対して発熱が少

ない。

熱抵抗とは、電機子巻き線の温度上昇値を銅損で割ったものであり、この値が小さければ小さいほど高い冷却性能を有するリニアモータになる。

Table 5.1 Specifications of each PMLSM used in evaluation.

	Single-sided type	Double-sided type	Transverse flux type	Coreless type <sup>※4</sup>	Cylindrical type
Type	Core type			Coreless type	
Company	Y 社	Y 社	H 社	Y 社	G 社
Lot number	SGLFW-1ZA380A	SGLTW-80A600A	TMX-350	SGLGW-90A535A	S605Q
Rated thrust <sup>※1,4</sup> [N]	800	2000	350	750	780
Rated current <sup>※1,4</sup> [A]	11.4	29.7	※2	10.2	8.4
Maximum thrust <sup>※1,4</sup> [N]	2400	6000	1050	3000	3100
Maximum current <sup>※1,4</sup> [A]	39.3	101.8	※2	40.8	34
The weight of mover [kg]	11.5	43.0	2.6	5.0	27
Thrust constant [N/A]	75.3	72.6	※2	78	※2
The back EMF constant [V/(m/s)]	25.1	24.2	※2	26.0	※2
Motor constant [N/√W]	62.4	105.4	※2	45.0	※2
Thermal resistance [K/W]	0.79 (Without heat sink)	0.36 (Without heat sink)	※2	※2	※2
Thermal resistance [K/W]	0.39 (With heat sink)	0.19 (With heat sink)	※2	0.25 (With heat sink)	※2
Cooling condition	Heat sink	Heat sink	※2	Heat sink	※2
The normal attractive force [N]	8289	0,13730 <sup>※3</sup>	※2	0	※2

※1 サーボパックと組合せて運転した時、電機子巻線温度が 100℃の値である(ただし、S605Q は 110℃)。

※2 データの入手ができなかったため記載してない。

※3 片側の固定子に発生する吸引力を示す。

※4 冷却条件としてアルミ板(ヒートシンク)を可動子に取付けた場合の値である。

## 5.2 推力密度に関する評価

### 5.2.1 推力密度の評価基準

本章では、以下の項目に関して推力密度の算出し評価を行った。特に永久磁石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。

- 電機子側と対向している界磁側を含んだ部分の体積 (体積推力密度)
- 推力が作用する部分の総面積 (面積推力密度)
- 推力が作用する部分の面積で使用された永久磁石の量 (永久磁石推力密度)
- 可動子の重量 (重量推力密度)

推力密度の算出に用いる推力は定格推力である。定格推力とは、モータが連続的に駆動できる時の推力であり、一般的に以下の決め方がある。

- 推力-電流特性において、推力が飽和する直前の値
- 巻線の温度が規定の温度以下での最大発生推力

しかし、各会社によって定格推力の測定基準や測定方法は異なり、できるだけ客観的に評価をするためには、定格推力の算定基準を統一する必要がある。

Smotor では、電機子コアが冷却の役割をするため、製作時の冷却条件として自然冷却を考慮した。しかし、表 5.1 で用いる Y 社の定格推力や定格電流の値は、冷却条件としてアルミ板(ヒートシンク)を考慮した値である。アルミ板(ヒートシンク)は温度上昇を抑える効果がある。例えば、電流密度  $7\text{A}/\text{mm}^2$  のコイル 1 本の断面積が  $1\text{mm}^2$  だとすると、最大に流せる電流は  $7\text{A}$  であるが、ヒートシンクを付けると温度上昇が遅くなり  $7\text{A}$  以上の電流を流すことができる。したがって、Y 社の PMLSM でヒートシンクを考慮しない条件では、定格電流の低下により定格推力が下がると考えられる。

ヒートシンクを考慮しない時の定格電流と定格推力を、熱抵抗とモータ定数から推定することにした。熱抵抗は式(5.1)のように電機子コイルの温度上昇値を銅損で割ったものであり、この値が小さいほど冷却性能が優れることを意味している。

$$R_{th} = \frac{\Delta\theta}{W_c} = \frac{\Delta\theta}{I^2 R} \quad [\text{K/W}] \quad (5.1)$$

$$K_m = \frac{F}{\sqrt{W_c}} \quad [\text{N}/\sqrt{\text{W}}] \quad (5.2)$$

また、モータ定数は式(5.2)に表すことができ、式(5.2)から銅損を導出することができる。式(5.2)から導出した銅損を式(5.1)に代入すると、温度上昇値が分かる。各モータの温度上昇値が同じだとすると、式(5.1)にヒートシンクを考慮しない時の銅損が分かり、この銅損からヒートシンクを考慮しない時の電流が分かる。この電流をヒートシンクを考慮しない時の推定した定格電流として用いることにし、電流と推力は比例関係があるため、表



5.1 から定格電流を推定した。ただし、ヒートシンクがない時の熱抵抗を入手できなかったコアレス式 PMLSM は円筒型 PMLSM、横方向磁束 PMLSM に関しては、表 5.1 の値をそのまま用いることにした。表 5.2 にヒートシンクを考慮しない時の定格推力を定格電流を示す。

Table 5.2 Rated thrust and current without heat sink.

	Single-sided type	Double-sided type
Rated thrust [N]	561	1440
Rated current [A]	8.0	21.5

### 5.2.2 商用化されている PMLSM との比較による推力密度の評価

表 5.3 に評価に用いる Smotor を含む各 PMLSM の推力密度と Smotor との差を Smotor を基準として割合で示す。

Table 5.3 Comparison of thrust density.

	Smotor	Single-sided type	Double-sided type	Transverse flux type	Coreless type	Cylindrical type
Rated thrust [N]	120.17	561	1440	350	750	780
Rated current [A]	3.4	8.0	21.5	※1	10.2	8.4
The total volume [m <sup>3</sup> ]	$0.43 \times 10^{-3}$	$2.61 \times 10^{-3}$	$8.78 \times 10^{-3}$	$2.89 \times 10^{-3}$	$3.75 \times 10^{-3}$	$8.25 \times 10^{-3}$
Thrust density [N/m <sup>3</sup> ]	$279.47 \times 10^3$	$214.94 \times 10^3$	$164.01 \times 10^3$	$121.11 \times 10^3$	$200.00 \times 10^3$	$94.55 \times 10^3$
Increase [%]	0	30.0	70.4	130.8	39.7	195.6
The total dimension [m <sup>2</sup> ]	$8.64 \times 10^{-3}$	$45.00 \times 10^{-3}$	$117.00 \times 10^{-3}$	$41.4 \times 10^{-3}$	$102.19 \times 10^{-3}$	$104.54 \times 10^{-3}$
Thrust density [N/m <sup>2</sup> ]	$13.91 \times 10^3$	$12.47 \times 10^3$	$12.31 \times 10^3$	$8.45 \times 10^3$	$7.34 \times 10^3$	$7.46 \times 10^3$
Increase [%]	0	11.5	12.9	64.6	89.5	86.5
The total weight of magnet [kg]	0.18	1.07	2.90	※1	※1	※1
Thrust density [N/kg]	667.6	524.3	496.6	※1	※1	※1
Increase [%]	0	27.3	34.4	※1	※1	※1
The total weight of mover [kg]	1.82	11.5	43.0	1.9	5.0	27.0
Thrust density [N/kg]	65.9	48.8	33.5	184.2	150.0	28.9
Increase [%]	0	35.0	96.7	-64.2	-56.1	128.0

※1 データの入手ができなかったため記載してない。

Smotor は、単位体積当たりの推力密度からみると、他の PMLSM より全体的に体積推力密度が高いことが分かる。特に、同じ両面式の構造を有している縦方向磁束型の両面式 PMLSM に比べて 70.4%、同じ横方向磁束型 PMLSM に比べて 130.8% 大きい体積推力密度を得られた。これは、横方向磁束の Smotor の方が小さな体積で大きな推力を出せることを意味している。体積からみても Smotor の体積は表 5.3 のように他の PMLSM の体積に比べてかなり小さく、製作コスト的にも有利であることが分かる。

単位面積当たりの推力密度からみてもコア付きタイプの Smotor は、他の PMLSM より全体的に有利であることが分かる。

推力が作用している面積で使用されている永久磁石の量からみると、Smotor の永久磁石の量は片面式と両面式 PMLSM に比べて、それぞれ 83.2% と 93.8% 少ない永久磁石量に対して大きな推力を得られることが分かる。これは、Smotor が横方向磁束型であることと無駄な空間が少なくコンパクトな構造による漏れ磁束が少ないことによる結果だと考えられる。

しかし、単位可動子の重量当たりの推力密度は、Y 社のコアレス PMLSM と H 社の横方向磁束 PMLSM に比べて低い。これは、コア付きタイプの Smotor が Y 社のコアレス PMLSM と H 社の横方向磁束 PMLSM と違って可動子に鉄心を有しているからであり、一般的な可動子にコアを有している PMLSM の弱点でもある。また、定格時のデータに基づいて  $F=ma$  から決めた走行抵抗を無視した加速度からみても、Smotor は表 5.4 に示めたように Y 社のコアレス PMLSM と H 社の横方向磁束 PMLSM より加速度が低く、高速と高速度を考慮した時は不利であることが分かる。

しかし、可動子に鉄心を有している Y 社の片面式と両面式 PMLSM からみると、単位可動子の重量当たりの推力密度は大きく改善されたことが分かる。また、加速度に関しても Smotor は Y 社の片面式と両面式 PMLSM より有利である。

Table 5.4 Comparison of acceleration.

	Smotor	Single-sided type	Double-sided type	Transverse flux type	Coreless type	Cylindrical type
Acceleration [ $m/s^2$ ]	65.9	48.8	33.5	184.2	150.0	28.9
Increased [%]	0	35.0	96.7	-64.2	-56.1	128.0

以上の結果から、Smotor は部分的には可動子にコアを有していない PMLSM より高速と高加速が必要な用途には不利である。しかし、可動子に鉄心を有している PMLSM より高速と高加速には有利であり、全体的には安く小さな体積で大きな推力を得ることが可能性があると考えられる。

本論文では、提案した Smotor の磁界解析によるデータに基づいて比較・評価を行ったが、さらに厳密な比較・評価には、最適設計による性能向上とこれに基づいた試作機の実験による検証を行う必要がある。今後、これらに関して取り組みたい。

### 5.3 構造に関する評価

本章では、構造的な観点からすでに商用化されている PMLSM との比較を通し Smotor を評価する。評価では、産業分野で応用されている PMLSM に求められる性能と最初に定めた設計の考慮点から以下のような項目を定めた。

- 磁気吸引力の相殺
- 長ストローク製作の可能性

(1) 磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さ

表 5.5 に Smotor とすでに商用化されている PMLSM の磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さの観点からみた比較を示す。

磁気吸引力の相殺の観点からみると、Y 社の一般的な片面式 PMLSM は磁気吸引力による支持機構の剛性の問題があるため、製作時に十分に注意する必要がある。

Y 社の一般的な両面式 PMLSM は、推力が作用する面積を 2 倍に増やすことで、磁気吸引力の相殺が可能であり片面式 PMLSM より大きい推力を得ることができるが、製作には界磁側をしっかりと固定する必要があるため注意する必要がある。

H 社の横方向磁束 PMLSM は、鉄心を有していない界磁側を電機子側内部に貫通させることで、磁気吸引力は相殺され支持が簡単になる。特に、加工や組み立て誤差による上下のギャップ長が等しくない状態でも、界磁側に鉄心を有していないため、ギャップの磁気抵抗の変化は少ない。したがって、磁気吸引力は少なくなる長所がある。

Y 社の一般的なコアレス式 PMLSM と円筒型 PMLSM では、可動子は巻線だけであり鉄心を一切有していないため、磁気吸引力が基本的に存在しない。したがって、比較対象の中で支持が一番簡単になる。

Smotor は、原理的には両面式の構造を有しているため磁気吸引力が相殺できるが、大推力を得る目的から可動子に鉄心を有しているため、加工や組み立ての誤差によるギャップ長が等しくない状態では磁気吸引力が発生する。したがって、磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さの観点からみると、Smotor では支持に注意する必要がある。

Table 5.5 Evaluation of cancellation of the normal attractive force in each PMLSM.

	Smotor	Single-sided type	Double-sided type	Transverse flux type	Coreless type	Cylindrical type
The normal attractive force	Cancelled	Not cancelled	Cancelled	Cancelled	Not generated	Not generated
Magnitude [N]	0(Without the air gap unbalance)	8289	0(Without the air gap unbalance)	0(Without the air gap unbalance)	0	0

(2) 長ストローク製作の可能性

ストロークとは、固定子の長さから可動子の長さを引いた長さであり、一般的に 5m 以上のストロークを長ストロークと呼ぶ。表 5.6 に Smotor とすでに商用化されている PMLSM の長ストロークの可能性を示す。

一般的な円筒型 PMLSM は、第 2 章でも述べたように固定子である界磁側が両端で固定されており、地面に固定されていない。したがって、たわみの問題があるため長ストローク製作には限界がある。また、比較対象にした H 社の横方向磁束 PMLSM では、構造的に可動子の薄い界磁側が電機子側の中で貫通している構造になっており、地面に固定されていないため、界磁側が長すぎると電機子側と対向していないところの自重による曲げモーメントがかかることによるたわみが発生する可能性がある。

その反面、Smotor と片面式、両面式、コアレス式 PMLSM では、界磁側を地面に固定するため、円筒型 PMLSM や H 社の横方向磁束 PMLSM より長ストロークが要求される用途に有利である。

Table 5.6 Evaluation of long stroke production in each PMLSM.

	Smotor	Single-sided type	Double-sided type	Transverse flux type	Coreless type	Cylindrical type
Long stroke	Possible	Possible	Possible	×	Possible	×

## 5.4 本章のまとめ

本章では、すでに商用化されている PMLSM との比較を通した Smotor の有用性を評価した。

評価では、まだ Smotor の実験による特性の検証ができていないことを勘案し、産業分野で応用されている PMLSM に求められる性能と最初に定めた設計の考慮点から推力密度と構造的な観点で行った。

定格推力を用いた推力密度に関する評価では、電機子側と対向している界磁側を含んだ部分の体積・推力が作用する部分の面積・推力が作用する部分の面積で使用された永久磁石の量・可動子の重量を基準に 4 つの推力密度を求め、Smotor の有用性を評価した。

Smotor は可動子に鉄心を有しているため、部分的には可動子にコアを有していないコアレス PMLSM より重量推力密度が低く、高速と高加速が必要な用途には不利である。しかし、体積・面積・永久磁石の量からみた推力密度は、比較対象として用いた PMLSM より大きく改善され、提案した Smotor は小さな体積で大きな推力を得ることが可能であることが分かった。

構造に関する評価では、磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さと長ストローク製作の可能性の観点で行った。

Smotor は原理的には両面式の構造を有しているため磁気吸引力が相殺できるが、大推力を得る目的から可動子に鉄心を有しているため、加工や組み立ての誤差によるギャップ長が等しくない状態では、磁気吸引力が発生する。したがって、磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さの観点からみると、コアレス PMLSM が適している。一方、大推力を得るために可動子に鉄心を有している Smotor では、支持に注意する必要がある。

長ストローク製作の観点からみると、Smotor は界磁側を地面に固定するため、固定子のたわみによる問題がない。したがって、長ストロークが要求される用途に有利である。

## 第6章 結論

### 6.1 まとめ

半導体製造装置や超精密工作機械などのXYステージのような超精密位置決め装置にはリニアモータ駆動が主流になっているが、従来方式には、磁気吸引力、ディテント力などのリニアモータ特有の技術課題を抱えつつ実用化されてきた。

本研究では、XYステージ用を想定した大推力横方向磁束 PMLSM を提案し、大推力密度を得るための考え方と現在産業分野で要求されている特性を満足させるための形状の工夫とともに、磁気回路法を用いた提案モデルの定式化による設計、基礎特性の算出と有限要素法を用いた磁界解析による提案モデルの詳細な設計と特性算出について論じた。また、すでに商用化されている PMLSM との比較を行い、提案した大推力横方向磁束 PMLSM の特性上の有用性を評価した。

第2章では、回転式モータの電機子コアを生かした横方向磁束円筒 PMLSM について述べ、産業分野で要求される特性からみた提案モデルの特長と磁気回路法を用いた簡易設計、モデルの定式化および基礎特性の算出について述べた。また、有限要素法を用いた磁界解析による設計と特性について述べた。

回転式モータの電機子側の形状をほぼそのまま用いることで、新しい電機子鉄心の設計を省略できることや磁気的に安定な状態を保つことによる磁気吸引力の相殺などの長所があり、迅速で安価な製作が可能になる。また、1個の電機子一界磁ユニットの断面の中心での電機子極一永久磁石の組み合わせを回転機の4、6、8極機に対応させることで、同じ体積や面積の中で力が働く箇所を増やすことができ、大推力密度を得ることが実現できる。

長ストロークに関しても、提案モデルでは電機子側の一部を切ったオープンタイプを用いることで、従来のクローズド円筒型 PMLSM では実現が困難だった長ストロークリニアモータの設計が可能となる。

ディテント力を低減するために、電機子スロットの数と永久磁石の数の最小公倍数が大きくなることに着目し、9コア一8極の組合せを用いた。9コア一8極の組合せを用いることでディテント力を推力の約1%まで抑えることができた。このため、コア付き PMLSM で大推力と高位置決め精密の両立の可能性を見られた。

第3章では、第2章で述べた横方向磁束円筒 PMLSM の更なる大推力密度を得るための磁束集中型モデルを提案し、横方向磁束円筒 PMLSM からみた特長や設計、推力の比較・評価を行った。

提案した磁束集中型モデルでは、従来のハルバツハ配置のように磁石同士を付けるための強力な接着剤を使わなくても、簡便な形でギャップに流れる磁束を集中させ大推力が得られることと初期モデルに比べ着磁方向の寸法に余裕があるため、比較的設計の自由度が高い。

理論計算上では、磁束集中型界磁を取り入れることで初期モデルに比べ推力密度が14%増加し、当初の期待通りに同じ磁石量を用いて大推力を得られた。しかし、磁界解析の結果、当初の期待に反し非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束の影響で初期モデルより大きな推力密度を得られないことが明らかになった。

漏れ磁束を減らすために、着磁を工夫した変更モデルでは、磁束集中型モデルの着磁方式に初期モデルの着磁方式を加えることで、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束をできるだけ減らし、ギャップの方に流れる

割合を増やす構成を検討した。

この変更モデルでは、磁束集中による推力の最大点が見つかり、非磁性体スペーサに流れる漏れ磁束も減少させることが可能だったが、これらを通しての推力密度の増加は高々1.2%にとどまった。そのために、初期モデルに比べ違う寸法の磁石を二つ製作しないとならないことから、初期モデルの着磁方式が提案した横方向磁束円筒 PMLSM では実用上最良だと判断した。

第4章では、第3章までの経験を生かし、横方向磁束円筒 PMLSM での特長を取りながら、技術課題として抱えていた漏れ磁束と低空間利用率を改善し、大推力密度を目指とした固定界磁形両面式横方向磁束 PMLSM(Smotor)を提案し、産業分野で要求される特性と従来のC型電機子コアからみた提案モデルの特長と設計、基礎特性の算出について述べた。また、横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通して提案モデルの特性上の有用性を評価した。さらに、磁気装荷と電気装荷の差を小さくし Smotor の定格推力を上げるための工夫と設計による特性改善について述べた。

新しく提案した Smotor は、両面式の構造を取り入れることにより、原理的には磁気吸引力が相殺でき支持が簡単になる。また、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、漏れ磁束も低く磁束の有効利用ができる。

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向上の可能性がある。

横方向磁束円筒 PMLSM との比較を通した Smotor の特性上の有用性の評価では、評価項目として構造と推力密度、力率、効率を用いて行った。

横方向磁束円筒 PMLSM からみると、Smotor では、構造的に寸法を小数点以下まで細かく設定する必要がなくなり、電機子コアの設計と製作が簡単になる。また、無駄な空間が少ないため空間利用率が高く、横方向磁束円筒 PMLSM より小さな体積で軽量に製作できる。

ただし、加工や組み立ての誤差によるギャップ長が等しくない状態では、磁気的なアンバランスによる磁気吸引力が発生するため、支持や組み立ての時には注意する必要がある。

推力に関しては、Smotor では横方向磁束円筒 PMLSM より小さな体積で軽量の構造を持っているため、ほぼ同じ推力に対して推力密度が大きく改善された。特に面積推力密度では 81.7%大きい推力密度を得られ、Smotor の優位性を示すことができた。

1 相当りの力率と効率に関しても、力率は漏れ磁束の低下による自己インダクタンスの増加で横方向磁束円筒 PMLSM より 1.7%下がったが、効率が改善され高効率を維持しながら大推力密度を得られた。

しかし、連続な運転を示す定格推力と定格電流の観点からみると、まだ Smotor では定格推力が低い。定格電流に対する1相分の推力の結果からみると、静推力は主にディテント力の影響を受けており、まだ磁気装荷と電気装荷の差が大きく磁気的な影響を支配的に受けている。

この磁気装荷と電気装荷の差を小さくし、Smotor の定格推力を上げるために、不要な電機子鉄心を排除し断面積の大きい角形コイルを用いることでコイルを巻く空間を増やし電機子側の起磁力を向上させた。その結果、定格推力を改善前より約 175%上げることができた。

第5章では、すでに商用化されている PMLSM との比較を通した Smotor の有用性を評価した。評価では、

まだ Smotor の実験による特性の検証ができていないことを勘案し、産業分野で応用されている PMLSM に求められる性能と最初に定めた設計の考慮点から推力密度と構造的な観点で行った。

定格推力を用いた推力密度に関する評価では、電機子側と対向している界磁側を含んだ部分の体積・推力が作用する部分の面積・推力が作用する部分の面積で使用された永久磁石の量・可動子の重量を基準に4つの推力密度を求め、Smotor の有用性を評価した。

Smotor は可動子に鉄心を有しているため、部分的には可動子にコアを有していないコアレス PMLSM より重量推力密度が低く、高速と高加速が必要な用途には不利である。しかし、体積・面積・永久磁石の量からみた推力密度は、比較対象として用いた PMLSM より大きく改善され、提案した Smotor が小さな体積で大きな推力を得られることを示した。

構造に関する評価では、磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さと長ストローク製作の可能性の観点で行った。

Smotor は、原理的には両面式の構造を有しているため磁気吸引力が相殺できるが、大推力を得る目的から可動子に鉄心を有しているため、加工や組み立ての誤差によるギャップ長が等しくない状態では、磁気吸引力が発生する。したがって、磁気吸引力の相殺による機械的な支持の簡単さの観点からみると、コアレス PMLSM が適している。一方、大推力を得るために可動子に鉄心を有している Smotor では支持に注意する必要がある。

長ストローク製作の観点からみると、Smotor は界磁側を地面に固定するため、固定子のたわみによる問題がない。したがって、長ストロークが要求される用途に有利である。

## 6.2 今後の課題

本研究では、以下のことを今後の課題として考えている。

### (1) 性能改善のための最適化設計。

本研究では基本モデルだけ検討したが、定格領域での大きな静推力はディテント力の影響が強いことから、磁気的な影響が強く、磁気装荷と電気装荷の差が大きいことが分かった。今後の課題として、磁気装荷と電気装荷のバランスを取る最適化設計によるSmotorの性能を改善する。

最適化設計では、限られている横100mm×縦40mmの寸法の制約の中で、永久磁石の着磁方向の長さと同機子コアの寸法の最適化による1相分のディテント力の最小化と推力の最大化を考慮している。最適化設計を行うことで、無駄な鉄心を減らすことによる低コスト化、軽量化、推力密度を向上が期待できる。また、ギャップ長のアンバランスによる磁気吸引力も緩和できると期待される。

### (2) 提案したモデルの実験による静特性、動特性を含む基礎特性の検証と評価。

Smotorの見積もった基礎特性の検証と総合的な評価に結ぶために、静特性、動特性を含む基礎特性の実験を行う。

### (3) 高位置決め精度を目的とした制御法の工夫と実験による検証。

半導体製造装置やナノステージなど高位置決め精度が必要な用途には、高位置決め精度が要求されており、位置決め精度はモータの良さを決定する重要なパラメータである。一般的な検査装置や半導体製造装置では0.1 $\mu\text{m}$ ～10nmレベルの位置決め精度が要求されている。

Smotorでは、9コア－8極の組合せを用いることでディテント力を推力の約1%まで抑え、コア付きPMLSMで大推力と高位置決め精密の両立の可能性を示したが、高位置決め精度を目的とした制御法を工夫し、0.1 $\mu\text{m}$ ～10nmレベルの位置決めを達成させSmotorの有用性を検証する。

### (4) 評価基準構築による提案モデルの総合的な性能評価と有用性の検証。

提案したSmotorの良さを明らかにすることは重要である。本研究では、Smotorの実験による特性の検証ができていないということを勘案し、最初の設計の考慮点と研究目的から推力密度と構造を評価の項目として定め比較・評価を行った。今後、本研究でできなかった項目に関して評価基準を構築し、実験結果に基づいて総合的な性能評価によるSmotorの有用性を検証する。



## 参考文献

- [1] Google HP  
[www.google.com](http://www.google.com)
- [2] 仲田克之: コントロールモータハンドブック、日刊工業新聞社、2008
- [3] 金 弘中, 中津川 潤之介, 酒井 慶次郎, 柴田 均, : “高加速度直線駆動装置「トンネルアクチュエータ」”, 日本応用磁気学会誌, Vol. 29 No. 3, 2005.
- [4] 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.
- [5] S. D. Joao, V. Mauricio: “Transverse flux machine : what for? ”, IEEE Multidisciplinary Engineering Education Magazine, Vol. 2, No. 1, pp. 4-6, March 2007.
- [6] 菊池正紀, 和田義孝: よく分かる材料力学の基本, 秀和システム, pp.89-100, 2004.
- [7] Z.Guo, L.Chang, Y.Xue : “Cogging torque of permanent magnet electric machines : an overview”, Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE'09, pp. 1172 - 1177, 2009.
- [8] T. Kenjo, S. Nagamori : “Brushless motors : advanced theory and modern applications”, Sogo Electronics Press, 2003.
- [9] J. Jung, J. Hong, Y. Kim, “Characteristic Analysis and Comparison of IPMSM for HEV According to Pole and Slot Combination”, IEEE, 2007.
- [10] JFE Steel Corp.  
<http://www.jfe-steel.co.jp/>
- [11] 日立電線株式会社  
<http://www.hitachi-cable.co.jp/>
- [12] Jacek F. Gieras, Zbigniew J. Piech : “Linear synchronous motors: transportation and automation systems”, CRC Press, 1999.
- [13] Krishnan Ramu : “Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors”, CRC Press/Taylor & Francis, 2009.
- [14] Zou. J. B, Wang. Q : “Fundamental Study on a Novel Transverse Flux Permanent Magnet Linear Machine”, Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, pp. 2894-2898, 2008.
- [15] W.J. Kim, M.T. Berhan, D.L. Trumper and J.H. Lang : “Analysis and Implementation of a Tubular Motor with Halbach Magnet Array”, 1996 IEEE-IAS Annual Meeting, SanDiego, CA, October 5-10, pp. 471 - 478 1996.
- [16] S.Tahara, Y.Ishida, K.Ogawa : “Application of flux concentrated permanent magnet arrangement with halbach array for 2-pole PMLSM”, Linear Drives for Industry Applications, Inchon, Korea, Sep. 20-23, pp.39-42, 2009.
- [17] 福正博之, 古関隆章 : “生体の拮抗二関節筋を模擬する電磁駆動系の開発と制御”, 東京大学修士論文, pp. 22-29, 2007.

- [18] 佐藤 功一, 古関 隆章 (東京大学), 青山 康明 (日立研究所):“低速・大トルク永久磁石形同期電動機  
の設計と評価”, 平成 22 年電気学会研究会 回転機研究会, RM-10-147, pp.79-84, 北見, 2010.
- [19] 産業用リニアモータの特性測定法と評価方法調査専門委員会編 :“産業用リニアモータの特性測定法と  
評価方法”,電気学会技術報告第 1024 号, 2005.
- [20] 産業用リニア電磁駆動システムにおける要素技術調査専門委員会編 :“産業用リニア電磁駆動システム  
における要素技術とその応用”,電気学会技術報告第 1154 号, 2009.
- [21] Yaskawa Electric Corp.  
<http://www.yaskawa.co.jp/>.
- [22] GMC Hillstone Co., Ltd.  
<http://www.ghc.co.jp/product/shaft.html>.
- [23] 日立金属  
<http://www.hitachi-metals.co.jp/index.html>

## 発表文献

### 査読付き論文

- [1] K. Sato, J.S. Shin, T. Koseki and Y. Aoyama : “Design and Verification of Permanent Magnet Synchronous Motor for Direct Drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, “Future Trends in Electrical Machines Technology”(査読中).

### 国際学会

- [1] Jung-Seob Shin, Genevieve Patterson, Koichi Sato, Kentaro Sako, Takafumi Koseki and Yasuaki Aoyama : “Modeling and Prototype Experiments for a New High-Thrust, Low-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor”, The 10th University of Tokyo - SNU Joint Seminar on Electrical Engineering, 2010.
- [2] 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.
- [3] Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, Geuk-Sub An, Kim Hounng-Joong : “重力駆動形都市交通軌道交通の車両上昇駆動への円筒形永久磁石式リニア同期モータ応用--低速、大推力直接駆動のための円筒形リニアモータの提案--”, 第4回 LRT 国際ワークショップ 2010, 沖縄, 2010.
- [4] Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, Kim Hounng-Joong : “Proposal of a novel flux-concentrated type transverse flux cylindrical linear synchronous motor for high thrust”, The 6th IEEE International Magnetics Conference (Intermag 2011), AF-11, Taiwan, 2011.
- [5] Takafumi Koseki, Shin Jung-Seob, Kim Hounng-Joong : “Proposal of a Tubular Transverse Flux Type Linear Synchronous Motor”, The 6th IEEE International Magnetics Conference, HG-08, Taiwan, 2011.
- [6] Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, Kim Hounng-Joong : “The design of flux concentrated type transverse flux cylindrical PMLSM for high thrust”, The International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2011), Netherlands, 2011.
- [7] Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, Kim Hounng-Joong : “A Proposal of T-Shaped Transverse Flux PM-Type Linear Synchronous Motor”, Maglev 2011, Korea, 2011 (発表予定).
- [8] Shin Jung-Seob, Takafumi Koseki, Kim Hounng-Joong : “A Proposal of double-sided Transverse Flux Linear Synchronous Motor”, MAGDA 2011, Taiwan, 2011 (発表予定).

### 国内学会・シンポジウム・研究会

- [1] 申 重燮, 古関隆章, 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.
- [2] 中村太一, 申 重燮, 古関隆章 : “永久磁石形リニア同期モータにおける 8 磁石 9 極配置のギャップ磁束密度の空間高調波分”, 電気学会全国大会, 2011.

- [3] 中村太一, 申重燮, 古関隆章 : “横方向磁束形永久磁石形リニア同期モータにおける磁石と電機子極の組み合わせによるコギング力”, 平成 23 年電気学会交通・電気鉄道リニアドライブ合同研究会 2011, LD-10-060, 青森, 2011.
- [4] 申重燮, 古関隆章, 金 弘中: “両面式横方向磁束リニア同期モータの提案”, 平成 23 年電気学会交通・電気鉄道リニアドライブ合同研究会 2011, LD-10-060, 青森, 2011.

## 謝辞

本研究を進めるに当たり、多くの方々から多大なる御支援・御指導をいただきました。この場を借りて、感謝を申し上げます。

指導教員の古関隆章准教授は、修士課程として古関研究室に入った時からわがままで馬鹿な私にも関わらず丁寧に御指導を頂きました。打ち合わせの場では多くの指導を頂きまして、その度研究への意欲と自分のやるべきことを導いてくださいました。さらには、学会で発表する機会を設けてくださるなど、多くの貴重な経験をさせて頂きました。さらに、1人の人間として優しく気を遣って頂いたこと、これが私が古関研究室にいる理由です。誠にありがとうございました。また3年間御指導をいただくことになるかもしれませんが、全力を尽くしますのでよろしくお願い致します。

韓国 Royal Motion の金弘中様には、古関研究室の一人ということだけで、モータに関するノーハウやエンジニアとしての姿勢を常に教えて頂きました。私の研究は金弘中様からの影響を強く受けた後の結果であり、金弘中様と共同研究させていただいたのは、私の人生で最も貴重な経験でした。誠にありがとうございました。

大崎研究室の大崎博之教授には、私自身が他の研究室の人間であることにも関わらず、2年間電磁界解析ソフトを使わせてくださいました。また、トラブルが起こった時にもお忙しいのにもかかわらず、研究室にまでお越し下さり親切に解決してくださいました。誠にありがとうございました。

千葉大学の近藤圭一郎准教授は、日本の研究事情に疎かった私に古関研究室を紹介してくださり、大学院入試に関する情報や研究者としての姿勢などの御指導を頂きました。私がよりスムーズに古関研究室に来て、2年間研究をすることができたのは、すべて近藤圭一郎准教授に出会ったことから始まったと言っても過言ではありません。これからもその恩を忘れることなく、いい研究ができるように頑張りますので、よろしくお願い申し上げます。誠にありがとうございました。

技術職員の高田様には、日頃の電力実験システムの整備及び実験技術の御指導をいただきました。私が機械系出身なので電機のことには疎いことにもかかわらず、基礎的な知識から様々な応用分野まで御指導して頂き、復習且つ良い勉強になりました。また、常に私の母国である韓国に興味をお持ちくださり、様々なお話ができて本当に楽しかったです。また3年間、よろしくお願い致します。

秘書の松崎様には、事務手続きで大変お世話になりました。その人柄で研究室に常に明るい雰囲気をもたらし、親身になって相談に乗って頂いたこともありました。お陰さまで、楽しい研究室生活を送ることができました。誠にありがとうございました。

古関研究室でともに学んだ先輩・後輩の方々にも、大変お世話になりました。

福正博之さんには研究の先輩としてだけでなく、その豊富な人生経験から多くのことを学ばせていただきました。一緒に韓国で研究発表できたことは、良い思い出となりました。

Genevieve Marie Patterson さんとは、アメリカや韓国の文化等について大変楽しくディスカッションをさせてい

いただきました。アメリカで研究頑張ってください。

チューターの田中俊一さんは、日本の文化や日本語などについていつも親切に教えてくださいました。私が早くに研究室になじむことが出来たのは、田中さんに気を遣って頂いたおかげであり感謝申し上げます。

槻木澤佑公さんには、私に不足していた電気系としての基礎知識を度々ご指導いただきました。誠にありがとうございました。

早山和弥さんとは、研究室に入った時期から頻繁にお話させていただきました。ご自身の研究で忙しいにもかかわらず、親切に入試のことについて教えてくれました。お陰さまで、合格できたと思っております。さらに、仲良く接していただきました。時には、二人で飲んで遊びに行ったり、人生の先輩として檄を飛ばしていただいたりしました。大変感謝いたします。

佐藤浩一さんには、モータ研究グループの先輩としてご指導いただきました。また、映画や野球の話でとても楽しい時間を過ごすことができました。本当にありがとうございました。

杉本貴大さんには、私の知らない世界の話を色々聞かせていただき、大変勉強になりました。いつも感心させられていました。本当にありがとうございました。

福地正樹さんは、覚えきれないほどの多くの鉄道に関する知識を教えてくださいました。非常に博識で私の本研究においてもたくさんの方のことを教えて頂きました。本当にありがとうございました。

千種健二さんには、私が修士課程の学生として入学した時から大変お世話になりました。卒業後も何度も顔を出して頂き、研究以外のプライベートで親交を深めるだけでなく、様々なアドバイスを頂きました。本当にありがとうございました。

原崇文君は後輩として唯一、2年間一緒に研究生活を共にし、アイドルの話などで盛り上がることができました。本当に感謝しています。今後も研究とサークル頑張ってください。

中村太一君には、唯一の煙草の仲間として研究だけでなく、普段の雑談などで楽しい研究室生活を送ることができました。本当に感謝しています。

迫健太郎君とは、スポーツ大会や深夜の研究室でのくだらない話などを通して、仲良く、愉快的な時間を過ごすことができました。ないものを作ってください。

河邊貴之君は、持ち前の軽いキャラクターでいつも小部屋を盛り上げていただきました。おかげで私も非常に話しやすく、半年間を共に楽しく過ごすことが出来ました。本当に感謝しています。

山本雄太君は、いつも積極的にコミュニケーションをとってくれました。さらに、非常に博識でたくさんの方のことを教えて頂きました。本当に感謝しています。

ヤン君は、いつも研究室を盛り上げるムードメーカーとして共に楽しく過ごすことが出来ました。研究室内でも楽しく過ごすことが出来ました。本当に感謝しています。

渡邊央朗君、角谷太郎君、高橋優斗君、水野陽二郎君と言った学部生の方々にもお世話になりました。

研究生の Cuong Ninh Van 君と橋本研究室から古関研究室のメンバーになったの方々にもお世話になりました。これからもよろしく願いいたします。

暁園大学機械工学科の Kang Min-Sig 教授は、暖かい人間性と熱心な指導・議論および一人の人間として

優しく気を遣って頂いたことなど、感謝に尽きません。暁園大学機械工学科で大学生として生活を送れたことを幸せに思います。どうぞこれからもお体に気をつけて、ご活躍を祈ります。

最後に、東京で一人暮らしをしながら研究を進めるにあたり、生活支援および精神的に支えて頂いた韓国にいる家族と友人・先輩・後輩の方々に心から感謝いたします。

平成 23 年 8 月 17 日

申 重燮