

磁石使用量を削減した長ストローク用
リニア同期モータに関する研究

2017年12月

長崎大学大学院工学研究科

牧野 省吾

目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の目的	10
1.3 本論文の概要	14
第2章 高速駆動が可能なインダクタ形リニア同期モータ	17
2.1 MGLM の構造と原理	17
2.1.1 MGLM の構造	17
2.1.2 MGLM の推力発生原理	19
2.1.3 MGLM のコンビネーション	21
2.1.4 MGLM の駆動原理	21
2.2 高速 MGLM の設計検討	22
2.2.1 コンビネーションの検討	22
2.2.2 高推力化	23
2.2.3 低コギング化	25
2.3 高速 MGLM 試作機による特性評価	26
2.3.1 試作機	26
2.3.2 推力特性	28
2.3.3 推力ー速度特性	29
2.3.4 コギング力特性	31
2.3.5 コア付き LSM との特性比較	32
2.4 まとめ	33
第3章 固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータ	34
3.1 センサレス制御に適した構造	34
3.1.1 センサレス制御	34
3.1.2 固定子磁石レス構造	38
3.1.3 高突極比のための設計	40

3.1.4	コギング力低減のための設計	42
3.2	FSLM の設計検討	42
3.2.1	磁界解析モデル	42
3.2.2	高突極比	44
3.2.3	コギング推力の低減	46
3.2.4	誘起電圧波形の向上	47
3.3	試作機による特性評価	49
3.3.1	仕様	49
3.3.2	インダクタンス特性	51
3.3.3	推力特性	55
3.3.4	推力 - 速度特性	56
3.3.5	コギング推力特性	61
3.3.6	センサレス制御特性	62
3.4	まとめ	65
第4章	直曲動リニア同期モータの設計法	66
4.1	LCSM の特長と構造	66
4.1.1	特長	66
4.1.2	基本構造	68
4.2	設計検討	70
4.2.1	曲線部の推力特性比率	70
4.2.2	スキュー係数による計算結果	71
4.3	解析による検証結果	72
4.3.1	解析モデル	72
4.3.2	推力特性の解析結果	73
4.4	試作による検証結果	76
4.4.1	試作機	76
4.4.2	推力特性比率の測定結果	76
4.4.3	適用事例	79
4.5	まとめ	80

第5章 自己始動形リニア同期モータの設計検討	81
5.1 LSLSMの特長と原理.....	81
5.1.1 特長.....	81
5.1.2 動作原理.....	82
5.2 回転形試作機による特性評価.....	84
5.2.1 試作機.....	84
5.2.2 誘起電圧特性.....	86
5.2.3 始動特性.....	88
5.2.4 効率特性.....	92
5.2.5 損失特性.....	94
5.3 磁界解析による設計検討.....	97
5.3.1 解析モデルと仕様.....	97
5.3.2 LIM基礎特性の検討.....	99
5.3.3 磁石高さの検討.....	100
5.3.4 鉄挿入モデルの検討.....	101
5.3.5 磁石挿入モデルの検討.....	105
5.4 まとめ.....	108
第6章 結論	109
6.1 各章のまとめ.....	109
6.2 磁石使用量削減の効果.....	112
6.2.1 比較リニアモータ.....	112
6.2.2 モータ特性の比較.....	113
6.2.3 磁石使用量の比較.....	115
6.3 総括.....	117
謝辞	118
参考文献	119

第1章

序論

本論文は、搬送用途に向けて長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」に関して、設計・磁界解析による検討、および試作機による検証などの研究を行ったものである。

第1章では研究の背景、研究の目的と本論文の概要を述べる。

1.1 研究の背景

産業分野に向けたリニアモータは、搬送システム、輸送システム、工作機械、FA 機器、情報機器、医療機器など幅広い範囲で研究開発・実用されている[1-1]-[1-8]。これらリニアモータを利用したシステムの特長として、高精度、高信頼性、高タクト（高速・高頻度）、小型化、軽量化などがある。

リニアモータとは、回転形モータの固定子を径方向に切断して直線状に展開したイメージのものであり、可動子が直線運動を行う。モータを駆動する電源、推力（トルク）発生原理や電磁部構成は回転形モータと同様であり、リニアモータの主な種類には、リニア誘導モータ（Linear Induction Motor）：LIM、リニア同期モータ（Linear Synchronous Motor）：LSM、リニアステッピングモータ（Linear Stepping Motor）：LSTM、リニア直流モータ（Linear DC Motor）：LDM などがある[1-2]。リニアモータの特長として、直線一回転変換機構を介さずにダイレクトに動作することによる高速・高精度・高信頼性（メンテナンスフリー）、モータ構造の自由度が大きく用途に応じて配置や形状を選択できる点がある。モータ構造の種類として、発生推力方向の軸を中心とした円筒形状のシャフトモータ[1-9]、平面を二次元的に自在に動くことができるサーフェスモータ[1-10]-[1-12]、2軸あるいは3軸の多自由度モータ[1-13][1-14]などが研究開発されてきた。

リニアモータの起源はレシプロエンジンの模倣から始まったとされている。1800年代には、ソレノイドの往復運動をリンクやクランク機構を使って直線動力を回転動力

に変換する方法が研究開発された。1841年には、Charles Wheatstoneにより固定子は12個の電磁石が直線状に配置され可動子は鉄製円筒である、可動子鉄心型のリニアステッピングモータ（LSTM）が世界初のリニアモータとして発明された。また、永久磁石を使用しない構成でリラクタンス力や垂直力を利用する多彩な構成のモータが製作された。1955年頃には、LIMの解析についてE.R.Laithwiateが多くの論文を発表し、それ以降、搬送システム、鉄道などリニアモータの特長を生かした研究開発が行われた[1-1]。1960年頃には、パワーエレクトロニクス技術、リニアモータ独自の支持機構やセンサ技術などの周辺技術の発達により、高性能なリニアモータの研究開発が可能になり、1970年頃には、搬送装置や工作機械への高速・高精度・高信頼性の要求に応じたリニアモータの適用が注目されるようになった。2000年頃には、半導体、液晶パネルの製造装置、および検査装置への高精度・高信頼性・クリーン環境性の要求に応じたリニアモータの適用が注目され、リニアモータの研究開発および実用が盛んになった。

リニアモータと同様の直動機構として、ボールねじと回転形モータを組み合わせた“ボールねじアクチュエータ”がある。ボールねじの加工精度の向上・冷却技術の向上、および回転モータの高分解能化によって、位置決め精度は向上してきたが、ストローク・移動速度には特性上の制限がある。ストロークはボールねじ加工（長さ、精度）、移動速度はボールねじの振れが発生する危険回転速度により制限され、工作機械やレーザ加工機においてストローク3~5m・最高速度2~3m/sであった[1-15]。

図1-1にリニアサーボモータの適用分野を示す。ACサーボモータのうち、直線形直接駆動の対応としてリニアサーボモータが製品化された[1-4]。リニアサーボモータの適用分野はボールねじアクチュエータよりも、高精度および長ストロークである。

リニアモータを適用した搬送システムにおいて、地上（固定）一次方式LIMや地上二次方式LSMを適用した装置が実用された。1970年代には、地上一次方式のLIMが適用され、空港・運送会社・工場などの搬送装置で実用された[1-16]。工場内自動化が進み、搬送物流機構への高速・高加減速性、メンテナンスフリー、低騒音、静粛性、クリーン性などの要求によるためである。可動部には無給電であるため、立体構成を含む高速での搬送を可能にし、組み立てラインなどの生産設備にも採用された。1990年代には、地上二次方式のLSMが適用され、クリーンルーム内の搬送や仕分けなどの半導体製造工程での工程間搬送で実用された[1-17][1-18]。装置の小型化・高効率化

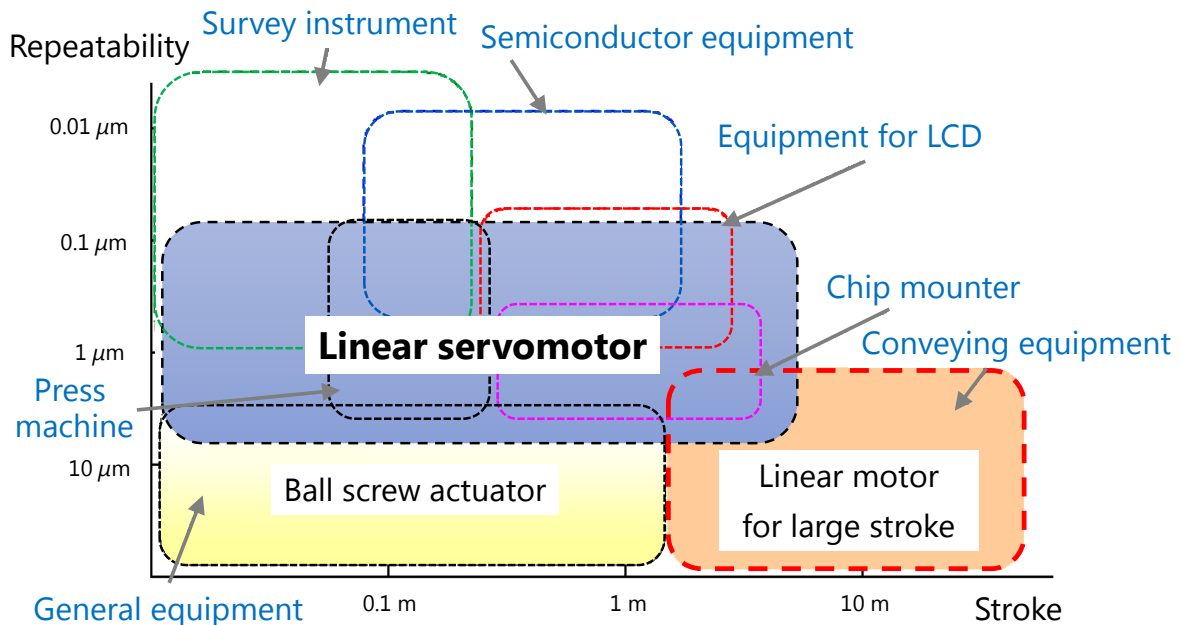


Fig. 1-1. Fields of the linear servomotor application [1-4].

などの要求から、LIM よりも高推力・高効率にできる永久磁石 (PM) 形 LSM が、搬送システムに限らず産業用途全般でも適用された。天井など人との干渉が起きないスペースに界磁軌道が敷設され、搬送車両に電機子コイルを搭載した可動コイル (MC) 形 LSM の構成であった。さらに、1990 年代後半には、誘導方式による非接触給電技術がモータ駆動の無人搬送車両に適用されるようになると、工場内などの長距離の工程間搬送にも適用された[1-6][1-8]。

搬送システムを含む生産自動化システムにおいて、1980 年代には、FMS (Flexible Manufacturing System) や FA (Factory Automation) の導入として現場のネットワーク化とロボット等による自動化機器が適用された。同じ機種を多量に搬送・運搬する搬送装置としてベルトやローラによるコンベア、自動搬送台車 (Automated Guided Vehicle) : AGV に代表される自動化装置が適用された[1-19][1-20]。2010 年代からは、ドイツ政府から提唱されたインダストリ 4.0 [1-21]、アメリカのゼネラル・エレクトリック社 (General Electric Company) 等から提唱されたインダストリアル・インターネット[1-22]を背景に、新たな生産自動化システムの提案が盛んである。IoT (Internet of

Things) や M2M (Machine to Machine) を活用して、変種変量 (多種少量) 生産が従来の少種大量生産とほぼ同等のコストでできるマスカスタマイゼーション (個別大量生産) を実現するスマート工場の構想がある[1-23]。ファナックの「FIELD system」[1-24]、三菱電機の「e-F@ctory」[1-25]、などはコンポーネントなどを含む生産自動化システム全体を提供することで、高度な技術と情報を活用しスマート工場での生産性向上と品質向上を目指している。

変種変量 (多種少量) 生産に対応した搬送工程に向けて、位置決め制御が可能な搬送用途のリニアモータが開発・製品化されている。

例えば、ヤマハ発動機では「Advanced Robotics Automation Platform」として、生産ラインを短期間、効率的かつ低コストで構築可能、かつ IoT との親和性を飛躍的に高めるため、搬送、ハンドリング、組立、画像認識などの自動化工程で使用されるコンポーネントをラインナップしている。工程間搬送を想定した「リニアコンベアモジュール：LCM-X」は MM 形 LSM を適用して、最高速度 3 m/s、繰り返し位置決め精度 $\pm 5 \mu\text{m}$ 、最高加減速度 5 G を実現している[1-26]。

また、ベッコフオートメーションでは産業用オープンネットワーク「EtherCAT」を中心とした FA 制御ソリューションを展開しており、「XTS-eXtended Transport System」は、MM 形リニア同期モータを適用して、最高速度 4 m/s、繰り返し位置決め精度 $\pm 10 \mu\text{m}$ を実現している[1-27]。直線軌道部および曲線軌道部のモータモジュール (ガイドレールおよびモータ固定子) による設置スペースの削減やレイアウトの拡張性が利点であり、直線軌道部と曲線軌道部を駆動するリニアモータおよびリニアモータシステムとして、次世代の生産自動化システムへの適用が期待されている[1-28][1-29]。

安川電機では、従来からのロボットなどによる工場自動化から、デジタルデータのマネジメントを進化・実行する生産自動化システムのコンセプトとして「i³-Mechatronics (アイキューブ メカトロニクス)」を示している。これまでの取り組みを発展させた IoT や M2M でつながったサーボドライブ・インバータ・ロボット等のコンポーネントを提供することで、全体がつながったスマート工場などの次世代の生産自動化システムの実現を目指している[1-30][1-31]。

従来、搬送システムに適用されてきた LIM は、電機子が発生する移動磁界により導電体に発生した誘導電流と磁界の作用で、滑りに応じて直線力を発生して動くリニア

モータである。対して、LSMは、電機子が発生する移動磁界と界磁の磁極が同期して動くリニアモータである。図 1-2 に LSM を利用したリニアドライブシステムの構成要素を示す[1-32]。リニアモータと回転形モータとの大きな違いは移動方向である。回転形モータは無限に回転（駆動）が可能であるのに対し、リニアモータは用途により有限の移動距離（ストローク）がある。特に搬送システムにおいては、可動子の長距離（長ストローク）移動が要求され、固定子が長くなる。ストロークなどに応じて、界磁が動く地上一次方式（PM形では可動磁石：MM形）、電機子が動く地上二次方式（可動コイル：MC形）のリニアモータ構成が選択される。

LSM を利用したシステムでは、電機子と界磁の相対位置を位置検出センサで検出し、ドライバの電子素子を用いて各相コイルに流す電流の向き、大きさを制御するフィードバック制御を行うことで高精度な位置決めが可能となる。長距離の搬送システムにおいては、産業用途全般で位置検出センサとして使用されるリニアスケールでは、固定子に併設するスリット入りのスケールの設置精度の確保や作業性の悪化が課題となる。その方策として長ストロークの固定子においても使用可能な、固定側の構成がシンプルな位置検出センサが研究開発されている。

固定側の構成がシンプルな（位置）検出センサとしてホールセンサや加速度センサ

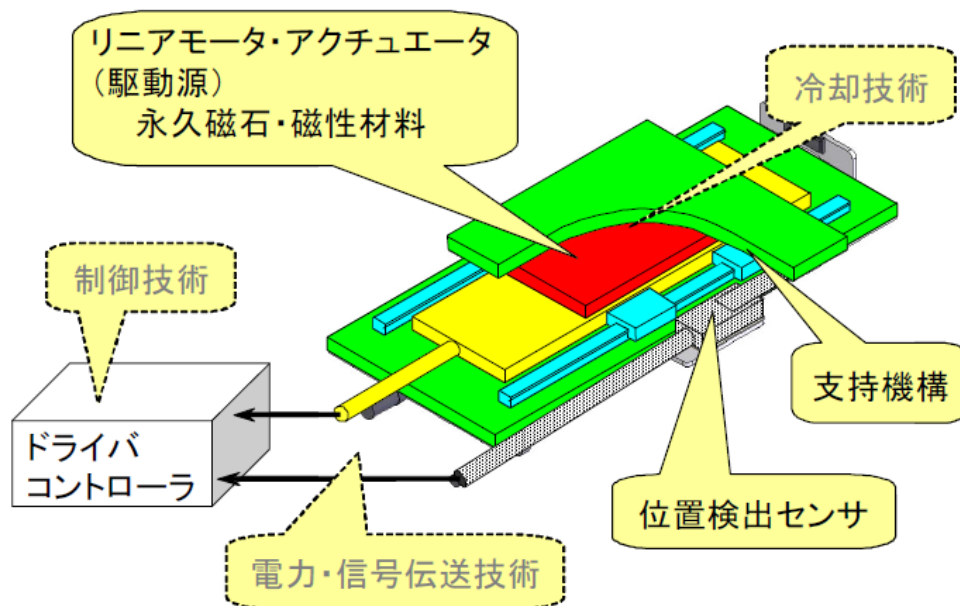


Fig. 1-2. Components of a linear drive system [1-32].

がある。ホールセンサは、ホール素子によって固定子の永久磁石の磁束位置を検出してモータ可動子位置を検出するセンサであり、実用もされている[1-33]。固定子に永久磁石のないインダクタ形リニアモータでは、可動子側の永久磁石の磁束を利用して固定子側の誘導子歯の位置検出も可能である[1-34]。また、位置検出と異なる加速度センサは可動子の加速度を検出して位置を推定するセンサで、直線部および曲線部での使用が確認されている[1-35]。

また、位置検出センサを使用しないで同期モータ制御を行う技術としてセンサレス制御がある。センサレス制御はリニアスケールやエンコーダなどの位置検出センサを使用しないため、コスト削減や駆動システムの小型化などの利点がある[1-36]-[1-38]。さらに以前の研究では、センサレス制御性能の向上のためのモータ構造の設計が行われた[1-39][1-40]。

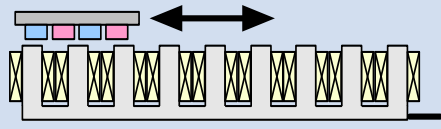
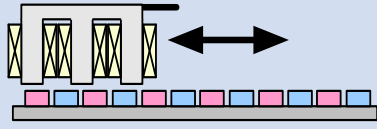
センサレス制御技術は位置検出の手法によって以下のように分類される[1-36]：誘起電圧 (EMF) 検出方式[1-41]-[1-45]と高周波信号重畳方式[1-46]-[1-49]。誘起電圧検出方式では電圧モデル[1-41][1-42]またはオブザーバ[1-43]を使用し、中・高速範囲ではよい結果が得られる。低速に対応する手法が研究されているが、[1-44][1-45][1-50]、誘起電圧が検出されないゼロ速や数 Hz の低速範囲で特性を確保することが困難である。それに対して高周波信号重畳方式は磁氣的突極性を利用することでゼロ速や低速でさえも位置を検出できる。高周波信号を重畳することにより可動子位置を推定するためにモータインダクタンスの突極性を検出する。

さらに、位置検出センサおよび駆動ドライバ（インバータ）を使用しないで、始動時は誘導機として動作し、同期速度では同期機として動作する回転形モータとして、自己始動形同期モータがある[1-51][1-52]。始動や速度制御に必要な位置検出センサを不要にでき、さらに、同期機として誘導機より高効率で動作できる。

表 1-1 に長ストロークを想定した場合の地上（固定）一次方式／地上二次方式のリニアモータ構成の特徴比較を示す。リニアモータ構成は目的・用途に応じて選択されるが、長ストロークにおいて、地上一次方式の適用事例が多い。LIM の適用は概ね 5 m 以上の長距離／工程間搬送、LSM の適用は 5 m 以下の工程内搬送が一般的であった[1-7]。

MM 形 LSM の場合、可動子は界磁側のみであり小型軽量であるが、固定子である

Table 1-1. Characteristics of the linear motor constitution (in long stroke).

項目	地上一次（電機子）方式	地上二次（界磁）方式 =車上一次（電機子）方式
<PM形>	Moving Magnet: MM 形 	Moving Coil: MC 形 
駆動側小形化	○（界磁体積：1 p.u.）	×（電機子体積：3 p.u.）
駆動側ケーブルス	○	×（対策：非/接触給電）
制御容易性	×（通電切替処理・近接制限）	○（マルチ可動子の個別駆動）
効率	×（固定子の銅損）	○（ストロークに無関係）
個別課題	制御（切替）装置 可動子の個別駆動 固定子発熱	給電 制御（通信）信号の伝送 可動子発熱
特長	多数キャリアの高速駆動 可動部の高信頼(メンテナンス)性	独立キャリアの長距離駆動 他装置への電源供給
適用事例	LIM：工場内搬送	LSM：半導体製造

○:Yes/Good ×:No/Bad

電機子長が長くなり、電機子で発生する銅損が増大する。その方策として固定子の間欠配置がある[1-53]。固定子を必要な間隔で配置することで、電機子および電機子で発生する銅損の発生を抑える。しかし、電磁部減少による推力低下は、加減速度の低下につながり高速駆動に達するまでの移動距離、時間が増加する。また、電機子に発生する銅損を抑える対策として、固定子の通電区間を切り替える技術がある[1-54]。必要な区間の固定子のみ通電することで、同様に銅損の発生を抑える。しかし、固定側の巻線はストロークに応じて増加する。

MC形 LSM の場合、固定子に発生する強力な磁気吸引力による組立・運搬・取付・メンテナンス時の作業性が悪化し、長ストロークに対応した長い固定子に配置する永久磁石の使用量、およびコストが増大する。LIM は、固定子を含めモータに永久磁石を配置しないため、作業性を悪化させることなく、また、ストロークに依存したコストの増加はわずかであり、長ストロークの輸送・搬送用途に適用された。

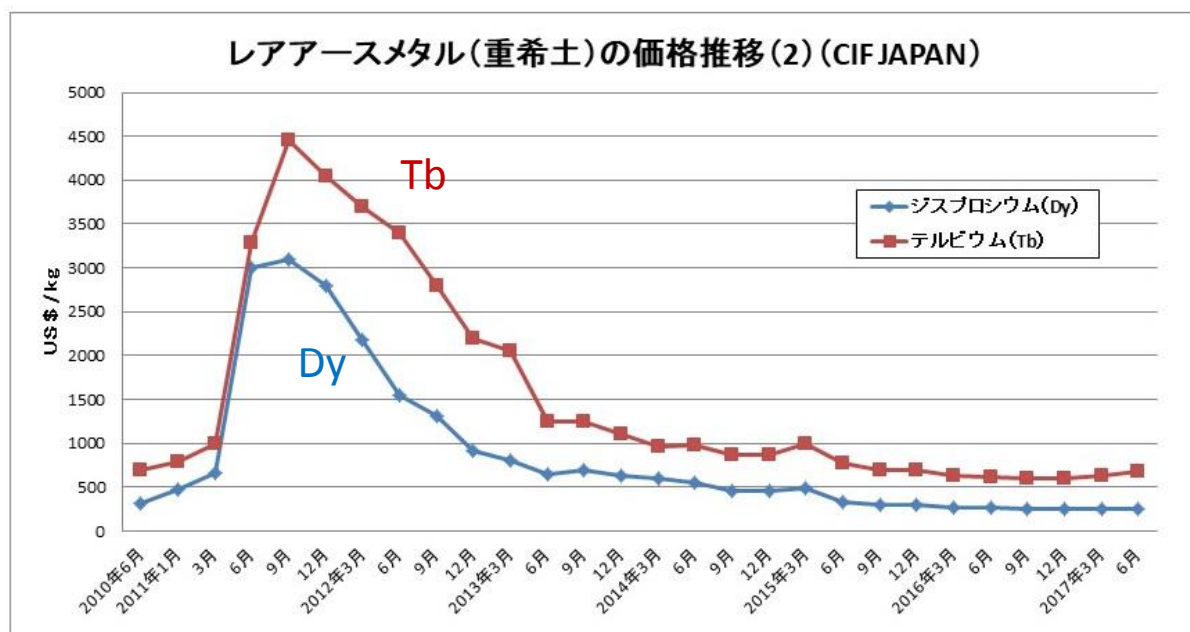


Fig. 1-3. Price trends of heavy rare-earth metal [1-55]

永久磁石の使用量を抑えた省磁石モータや永久磁石を使用しない脱永久磁石モータの研究は、2010年9月の尖閣諸島での漁船衝突事件をきっかけに発生したレアアースの供給不安を背景に一気に広がった。当時レアアース価格は高騰し、Nd・Dyを使用するネオジム磁石の価格も大幅に上昇したいわゆる「レアアース問題（レアアース・ショック）」である。ネオジム磁石に使用されるDyメタルの価格は事件前と比較して、最大で100倍近くに高騰した（図1-3）[1-55][1-56]。またレアアース問題以降、中国以外でのレアアースの生産量は増加しているが、Dyなどのヘビーレアアース（重希土類）は、依然として中国での生産が大部分を占めており、供給不安はすぐには解消されず価格的にも不安定な状態が続くと考えられている[1-57]-[1-59]。

前述のレアアース問題への対策として、磁石代替やレアアース使用量を削減した技術が望まれており、永久磁石を使用しない脱永久磁石・脱レアアース磁石、あるいは永久磁石自体の使用量を低減した省磁石・省レアアースモータが研究開発されている。脱永久磁石モータとして、永久磁石を使用しない構造の誘導モータ：IM，スイッチトリラクタン্সモータ：SRM，シンクロナスリラクタン্সモータ：SynRM，巻線界磁型同期モータなどが研究されている[1-60]。脱レアアースモータとして、フェライト磁石を補助的に用いたシンクロナスリラクタン্সモータ：PMASynRM，フェライト

磁石を用いてリラクタンストルクを高い割合で利用した埋込磁石型同期モータなどが研究されている[1-61]。フェライト磁石の特性は，ネオジム磁石に比べ残留磁束密度 0.3～0.4 倍程度，保磁力 0.2～0.3 倍程度と特性は低下する[1-62]。残留磁束を補うため使用量が増加するが，材料単価が低く使用量の増加によるコストアップを抑制できる。省磁石・省レアアースモータとして，永久磁石と巻線界磁を併用したハイブリット界磁モータが研究されている[1-63]。さらに，回転モータ同様にリニアモータでは，漏れ磁束を低減して磁石使用量を削減した高応答・高加速度駆動を実現するリニア同期モータも研究されている[1-64]。

1.2 研究の目的

搬送用途にリニアモータを適用する場合に要求されるリニアモータおよびドライブシステムの主な特長・特性を以下に示す。

(1) 長ストローク対応

従来の搬送システムと同様に、長距離・長ストロークに対応したリニアモータおよび周辺機器が要求される。リニアモータの固定子が長くなることにより、地上一次方式の場合は電機子（巻線）、地上二次方式の場合は界磁（永久磁石または巻線）の使用量がストロークに応じて増加し、コストも同様に増加する。固定子はシンプルな構造によるコスト低減が望まれ、特にレアアース問題による永久磁石価格変動の影響により、長ストロークにおいて磁石使用量を削減したリニアモータ構造が望まれる。

また、周辺機器のうち、位置検出センサとして使用されるリニアスケールは、長ストロークでは固定子に併設するスケールの設置精度の確保や作業性が悪化する。長ストロークにおいて、固定側の構成がシンプルな（位置）検出器センサ、または検出器センサを使用しないドライブシステムが望まれる。

(2) 同期制御

従来の搬送システムでは、速度制御を使用した LIM の適用事例が多数あるが、LIM よりも高推力・高効率とでき、位置決め制御が可能な LSM は産業用リニアモータとして定着してきている。Iot などの活用による変種変量（多種少量）生産に対応した搬送工程に向けて、位置決め制御が可能な搬送用途のリニアモータが開発・製品化されており、長ストロークにおいて LSM による同期制御およびリニア同期モータによる位置決め制御が望まれる。

(3) 高速駆動

従来の搬送システムと同様に、長ストロークを高速に移動することによりリニアモータの特長である高タクトを実現できる。長距離の搬送では、加減速パターンよりも長ストロークでの一定速の動作パターンが多く見込まれ、短ストロークでの高頻度の加減速パターンと比べ、実効推力が低下し、平均速度が上昇する。一定の駆動電圧において、（実効）推力よりも最高速度（最大出力）を重視したモータ特性が望まれる。

磁石使用量を削減したリニアモータ構造について、電磁部構造に注目したモータ分

類を利用して説明する。

永久磁石を含む電磁部構造に注目したモータ分類の方法として、電磁部の構成要素を電磁石 E、永久磁石 P、誘導子歯 T として表したものがあ。3 種類の要素から 2 個を取り出す組合せとして、少なくとも 1 つは E でなければ電動機にならないので P/P 形を除いた、5 種類の基本構造：E/E、E/P、E/T、P/P、P/T、T/T が存在する（“/” はギャップ面を示す） [1-65]。

表 1-2 に 5 種類の基本構造のうち、リニアモータに適用可能な E・P・T による分類とそのモータ種類を示す。永久磁石を使用する構造と永久磁石を使用しない構造ではモータ（リニアモータでは可動子に対向する部分）の極数を増やすことで高推力密度とできる。一方、極数を増やすことにより、駆動周波数が増加する。駆動周波数の増加は、高速駆動時の電圧飽和や損失増加などを発生させるため、最高速度の低下を引き起こす。SPM および IPM では高磁束密度の永久磁石の磁束を積極的に利用することで極数を少なくした状態でも高推力密度を実現している。

脱永久磁石モータの SRM や SynRM に加えて、特に地上二次（界磁）方式のリニアモータにおいては固定子に永久磁石を配置しないでインダクタのみとする構造は、磁石使用量がストロークに依存しないため、長ストロークでの省磁石リニアモータと言

Table 1-2. List of classifications by E,P, and T.

Schematic views of motor structure	E / P	E / TP	E / T	EPT / T		EP / T		ET / P	ET / TP	PET / T	ET / T
Type of LSM	SPM	IPM	SynRM SRM	Flux-Switching		MAGNA GAP		PM	HB	HB	VR
Number of motor pole	small	small	small	small	many	small	many	small	many	many	many
High speed	○	○	○	△	×	△	×	△	×	×	×
High thrust density	○	○	×	△	○	△	○	△	○	○	△
Complete magnetless	×	×	○	×		×		×	×	×	○
Stator - magnetless	×	×	○	○		○		×	×	○	○

E: Electric magnet P: Permanent magnet T: Inductor tooth

○: Yes ×: No △: Depending on the design

える。固定子に永久磁石を配置しないインダクタ形構造のうち、脱永久磁石モータ (SRM, SynRM) よりも高推力化を実現できるモータ構成として、可動子側にのみ磁石を配置するマグナギャップモータ : MAGNAGAP Motor [1-65]-[1-70] や、フラックススイッチングモータ : Flux-Switching Motor [1-71]-[1-73] が研究開発されている。

長坂らは、可動子に電機子巻線と永久磁石、固定子に鉄心 (誘導子) のみを配置したインダクタ形構造のマグナギャップリニアモータ : (MAGNAGAP Linear Motor) MGLM を提案した[1-65]-[1-68]。固定子に永久磁石を配置しない、かつシンプルな構造であるため、長ストロークに適した省磁石リニアモータと言える。

鹿山らは、誘導子歯ピッチを永久磁石の2極分の幅に設定した状態で最大推力とモータ定数を最大化するための設計法を提案し、設計法による高推力化の効果を明らかにした[1-69][1-70]。試作検証した MGLM は誘導子歯ピッチ、磁極ピッチが小さい。移動速度は励磁周波数と誘導子歯ピッチの積で表されるため、誘導子歯ピッチを小さくするほど、駆動時の励磁周波数は高くなり、逆起電力が大きくなる。高速駆動によって、逆起電力を含む駆動電圧が大きくなり電源の出力可能電圧に到達すると、駆動ドライバの出力が上げられなくなる (電圧飽和)。そのため、一定の電源電圧において、試作検証した MGLM では高速時の出力可能電流 (推力) の低下により駆動が困難であった。

上記の背景を受けて、本論文では搬送用途に向けて長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」に関して設計・磁界解析による検討、および試作機による検証などの研究を行う。研究では、地上二次 (界磁) 方式の MC 形リニア同期モータを基本構成として、長ストローク (長距離) の用途での磁石使用量の削減を目標とする。

高速駆動と同期制御を実現できる長ストロークに適した構造として、高速駆動が可能な固定子に磁石を配置しない固定子磁石レス構造のリニア同期モータを提案する。固定子に永久磁石を配置していないインダクタのみの構造で、長ストロークでの磁石使用量の低減ができる。さらに、固定子磁石レス構造かつリニアスケールレス構造として、センサレス制御を適用した固定子磁石レス構造のリニア同期モータを提案する。LSM でのセンサレス制御の適用は位置検出センサを省くことができ、省配線とリニアドライブシステムの簡素化ができる。

磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータの展開事例として、搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」[4-2][4-3]と固定子磁石とセンサを削減するリニア同期モータに関する検討を紹介する。

前記固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータを搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」に搭載するため、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータの設計法を提案する。曲線軌道部を有することでトラック形状の循環ラインが可能になり、シームレスな駆動により常時方向転換することで方向転換時の待ち時間を短縮できる。また、リニアドライブシステムの簡素化を実現するリニア同期モータとして、始動時は誘導機（LIM）として動作し同期速度では同期機（LSM）として動作する自己始動形リニア同期モータ[5-5]-[5-7]を提案する。誘導機として駆動ドライバ（インバータ）を用いず始動できるため、始動・速度制御時のセンサを省くことができ、省配線とリニアドライブシステムの簡素化ができる。また、同期機として誘導機より高効率で動作できる。二次側の導体の間に永久磁石を間欠配置することで磁石使用量を削減できる。

1.3 本論文の概要

本論文は以上のような背景に従って、6つの章で構成される。各章の概要は以下のとおりである。

第1章 序論

産業分野のリニアモータの特徴と適用分野を示し、リニアモータを適用した搬送システム、および生産自動化システムの研究開発動向について述べる。リニアドライブシステムの構成を示し、その中の位置検出センサを使用しないセンサレス制御の研究開発動向について述べる。電磁部構造に注目したモータ分類から、固定子に永久磁石を配置しない省磁石リニアモータとしてマグナギャップモータとフラックススイッチングモータを抽出する。

搬送用途に向けて長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の提案を本研究の目的と位置づけ、本論文の概要をまとめる。

第2章 高速駆動が可能なインダクタ形リニア同期モータ

高速駆動が可能な固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、インダクタ形リニア同期モータの構造と原理を示し、設計検討および試作検証を行う。以前の研究であるマグナギャップリニアモータ：MGLM [1-65]-[1-70]から高速駆動が可能となるモータ構造を検討する[2-1][2-2]。

はじめに、MGLMの構造と推力発生原理を示す。誘導子の歯数と巻線起磁力の極対数の比を電磁ギヤの減速比と定義して、電磁ギヤを低減速比とすることで高速駆動を実現できることを確認する。さらに、高速駆動と高推力化を両立できる誘導子歯、巻線、そして永久磁石の最適なコンビネーションを電磁ギヤの減速比を用いて検討する。そして、試作機で推力発生と高速駆動を検証する。高速移動時にはコギング力が振動などの問題要因となるため、低コギング化の方策を検討し試作機により効果を検証する。

第3章 固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータ

センサレス制御を適用した固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータの構造と原理を示し、設計検討および試作検証を行う。回転形での研究を基としたセンサレス制御を適用可能な高突極比となるモータ構造を検討する[3-1]-[3-3]。

はじめに、高周波重畳方式のセンサレス制御[1-46]-[1-48]を適用可能な高突極比となる固定子磁石レス構造を確認する。その結果から選定したフラックススイッチングリニアモータ(Flux-Switching Linear Motor) : FSLMにおいて、磁界解析を使用して高突極比とコギング推力を低減する可動子の構造を検討する。さらに、インダクタンス、突極比、推力、推力-速度特性、コギング推力、センサレス制御駆動の各特性を試作機により検証する。

第4章 直曲動リニア同期モータの設計法

前記、固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータの搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」への搭載を目指して、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータの基本構造と設計法を示し、設計検討および試作検証を行う。曲線軌道部での推力減少と曲率の相関を考慮した設計法を検討する[4-1]。

はじめに、前記の固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータを適用例として、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータ (Linear and Curvilinear Synchronous Motor) : LCSM の特長と基本構造を示す。そして、曲線軌道部での推力減少と曲率の相関を考慮した設計法を検討し、磁界解析および試作機により推力減少を検証する。また、適用事例として固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータを搭載した、次世代搬送装置のコンセプトモデル「マルチキャリアモジュール」を紹介する[4-2][4-3]。

第5章 自己始動形リニア同期モータの設計検討

始動時は誘導機 (LIM) として動作し同期速度では同期機 (LSM) として動作する自己始動形リニア同期モータ (Line-Start Linear Synchronous Motor) : LLSLM の構造と原理を示し、磁界解析による設計検討を行う。回転形での試作検証を行い、産業用

リニア同期モータのモータ仕様を検討する[5-1]-[5-4]。

はじめに、自己始動形モータの特長と原理を示し、以前に設計検証を行った回転形[5-5]-[5-7]での試作機による始動・効率・損失特性を検証する。そして、大容量の都市交通システム用 LSLSM を参考に、産業用リニア同期モータと同等仕様となる入力電圧（200V 級）・モータ外形・同期速度・推力を検討する。さらに、二次側の磁束の集中のため、鉄・永久磁石を挿入したモデルのすべりー推力特性および効率を磁界解析により比較検討する。

第6章 結論

各章のまとめを示し、提案した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の磁石使用量の削減効果を確認して、本論文の結論を総括している。

第2章

高速駆動が可能なインダクタ形リニア同期モータ

第2章では、高速駆動が可能な固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、インダクタ形リニア同期モータの構造と原理を示し、設計検討および試作検証を行う。以前の研究であるマグナギャップリニアモータ：MGLM [1-65]-[1-70]から高速駆動が可能となるモータ構造を検討する[2-1][2-2]。

はじめに、MGLMの構造と推力発生原理を示す。誘導子の歯数と巻線起磁力の極対数の比を電磁ギャの減速比と定義して、電磁ギャを低減速比とすることで高速駆動を実現できることを確認する。さらに、高速駆動と高推力化を両立できる誘導子歯、巻線、そして永久磁石の最適なコンビネーションを電磁ギャの減速比を用いて検討する。そして、試作機で推力発生と高速駆動を検証する。高速移動時にはコギング力が振動などの問題要因となるため、低コギング化の方策を検討し試作機により効果を検証する。

2.1 MGLMの構造と原理

2.1.1 MGLMの構造

MGLMは、誘導子 (Inductor) の歯が電機子 (Armature) の巻線の磁束分布を変調して、等価的に電機子の極対数を増やす作用をもつ。いいかえれば、誘導子の歯数と巻線起磁力の極対数の比を減速比とする電磁ギャを内蔵していると考えられてきた。

図2-1に過去に試作検証した電磁ギャを高減速比としたMGLM (以下、低速MGLMと呼ぶ) [1-70]と、今回開発した低減速比としたMGLM (以下、高速MGLMと呼ぶ) の各1ティース分の構造を示す。電磁ギャの減速比 v は、巻線起磁力の移動磁界の速

度が実際の同期速度の何倍であることを示すものであり、次式で定義する。

$$v = \frac{p_t}{p_a} = \frac{2\tau_a}{\lambda} \quad (2-1)$$

p_t : 誘導子の歯数, p_a : 巻線起磁力の極対数, τ_a : 巻線起磁力の磁極ピッチ,
 λ : 誘導子歯ピッチ

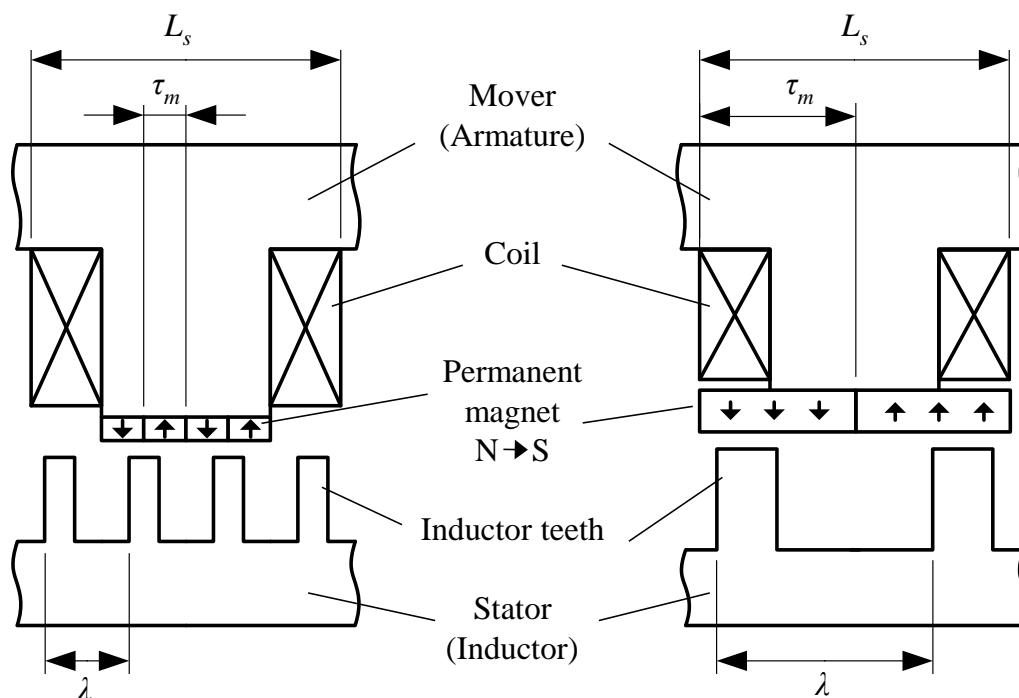
p_a は, スロットピッチ L_s とコイル相順のコンビネーションにより設定される。

過去に試作検証した低速 MGLM[1-70]では, 永久磁石はギャップと対向するティース表面にのみ配置される。 λ は, 永久磁石の磁極ピッチ τ_m の2極分であり L_s に対して小さい。

今回開発した高速 MGLM では, ティース表面に限らずギャップと対向する電機子表面に永久磁石を配置した。全電機子長 L との関係を示す。

$$L = p_t \lambda = 3N_s L_s = 2p_m \tau_m = 2p_a \tau_a \quad (2-2)$$

N_s : スロット数/相, p_m : 永久磁石の極対数



(a) High reduction ratio (low speed) (b) Low reduction ratio (high speed)

Fig. 2-1. Structures of MGLM.

2.1.2 MGLM の推力発生原理

可動子 (Mover) の移動磁界と磁石起磁力が同期することで推力が発生する。よって、同期するための τ_a , τ_m , λ のコンビネーションと推力を検討する。なお、磁石起磁力分布には多くの高調波成分が含まれるが、推力発生原理の定量的な把握を目的として、すべて基本波成分のみを考慮した。

三相電機子巻線による巻線起磁力分布 f_a は一般に次式で表される。

$$f_a = \frac{3}{2} f_{a0} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_a}(x - \gamma) - \omega t\right) \quad (2-3)$$

$$\text{ここで, } f_{a0} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{k_w N}{2p_a} I \quad (2-4)$$

γ : 可動子基準位置, x : 基準からの移動方向距離, ω : 電気角速度,
 t : 時間, k_w : 巻線係数, N : ターン数/相, I : 電流実効値

パーミアンス分布 P は固定子 (Stator) に施した誘導子歯が存在する位置を山, 歯間を谷として次式で表される。

$$P = P_0 \left\{ 1 + \alpha \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} x\right) \right\} \quad (2-5)$$

$$\text{ここで, } P_0 = \frac{\mu_0}{\delta(1 + \alpha)} \quad (2-6)$$

$$\alpha = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{B_{\max} + B_{\min}} \quad (2-7)$$

α : 磁界変調率[1-65], μ_0 : 真空の透磁率, δ : 磁氣的ギャップ長,
 B_{\max} : ギャップ磁束密度最大値, B_{\min} : ギャップ磁束密度最小値,

M_a と P の積は誘導子歯によって変調されたギャップの磁束密度分布 B_a を意味し、次式で表される。

$$B_a = f_a P \quad (2-8)$$

上式は可動子の移動磁界と考えることができる。

磁石起磁力分布 f_m は次式で表される。

$$f_m = f_{m0} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_m}(x - \gamma)\right) \quad (2-9)$$

$$\text{ここで, } f_{m0} = \frac{B_r}{\mu_0} h_m \quad (2-10)$$

B_r : 永久磁石の残留磁束密度, h_m : 永久磁石厚さ

以上の式から, ギャップに蓄えられる磁気エネルギー W は次式により算出できる。

$$\begin{aligned} W &= W_m \int_0^L B_a f_m dx \\ &= \frac{3}{2} f_{a0} f_{m0} P_0 W_m \int_0^L g(x) dx \end{aligned} \quad (2-11)$$

W_m : 永久磁石幅 (= 電機子コア幅)

上式の $g(x)$ は周期関数 $\cos(A(x))$ の和である。 $A(x) \neq 0$ の場合, n 周期長 (n は自然数) である L で積分すると周期関数 $\cos(A(x))$ は 0 となる。よって $A(x)=0$ となり式(2-11)が正値となる τ_a, τ_m, λ のコンビネーションは, 次式が成り立つ場合である。

$$\frac{1}{\tau_m} \pm \frac{1}{\tau_a} - \frac{2}{\lambda} = 0 \quad (2-12)$$

ただし, $\tau_a, \tau_m, \lambda > 0, \tau_a \neq \tau_m \neq \lambda$ の場合。

式(2-12)を満たすコンビネーションにおいて, W を γ で微分すれば推力 F が算出でき, 電磁ギヤの減速比 ν を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} F &= \frac{dW}{d\gamma} = \frac{3}{2} f_{a0} f_{m0} P_0 W_m \frac{\alpha}{4} L \frac{2\pi}{\lambda} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \gamma - \omega t\right) \\ &= 3\sqrt{2} k_w N I W_m B_r \left(\frac{1}{4} \frac{h_m}{\delta} k \nu\right) \end{aligned} \quad (2-13)$$

$$\text{ここで, } \omega t = \frac{2\pi}{\lambda} \gamma - \frac{\pi}{2} \quad (2-14)$$

$$k = \frac{2\alpha}{1+\alpha} \quad (2-15)$$

k : 磁界利用率

式(2-13)は低速 MGLM の推力式[1-67]とほぼ同じであり, MGLM 特有の k と ν を含んでいる。よって, 低減速比とした高速 MGLM は低速 MGLM と同じような性質を持ち, ν を大きくすることで高推力化できる。

2.1.3 MGLM のコンビネーション

式(2-12)は、式(2-2)の関係式を用いて以下のように表せる。

$$P_t = P_m \pm P_a \quad (2-16)$$

これらのコンビネーションは、いわゆる「磁気ギア効果」を有したバーニアモータ [2-3][2-4]と同様の特性がある。上式より電磁ギアの減速比 ν は以下のように表せる。

$$\nu = \frac{P_t}{P_a} = \frac{P_m \pm P_a}{P_a} \quad (2-17)$$

式(2-13)より、 ν を大きくすることで高推力化できる。よって、誘導子歯，巻線起磁力，永久磁石は式(2-16)のうち次式を満たすコンビネーションとする。

$$P_t = P_m + P_a \quad (2-18)$$

2.1.4 MGLM の駆動原理

式(2-14)は可動子位置の位相に合わせた電流を通電することを意味する。式(2-14)の左辺と右辺第一項のみ考慮して、速度 ν は励磁周波数 f と λ から次式で表される。

$$\nu = \frac{\gamma}{t} = f\lambda \quad (2-19)$$

電源電圧を一定として、 ν を大きくして高速駆動するためには、 f を高くするか λ を大きくする必要がある。 f を高くすると電圧飽和しやすくなり、高速にするほど出力可能電流（推力）が低下してしまう。一方、 λ を大きくすることで電圧飽和による推力低下を抑え、高速駆動を可能にできる。

2.2 高速 MGLM の設計検討

2.2.1 コンビネーションの検討

表 2-1 に $L = 180$ mm の時の τ_a , τ_m , λ , ν を示す。表中の $3N_s$ は全スロット数, $2p_a$ は巻線起磁力の極数, $2p_m$ は永久磁石の極数を表す。電機子に配置する全スロット数とコイル相順より p_a を設定する。ティースは N 極・S 極に励磁されることから, 1 ティースに N 極・S 極の永久磁石の隣接する構造により誘起電圧の高調波成分が小さくなる。そこで今回は, $2p_m$ は $3N_s$ の 2 倍に設定した。

Type A~D では $3N_s$ を 9, 6, 3 と変化させたときに設定可能な $2p_a$ を設定した。式 (2-18) を満たす p_t と式 (2-1), (2-2) より λ と ν を算出し比較検討した。なお, Type E は過去に試作検証した低速 MGLM[1-70] のコンビネーションであり, 全長は Type A~D と異なる。

Table 2-1. Combination and reduction ratio.

Item	Type A	Type B	Type C	Type D	Type E
$3N_s$	9	6	6	3	-
$2p_a$	8	4	2	2	-
$2p_m$	18	12	12	6	-
p_t	13	8	7	4	-
τ_a [mm]	22.5	45	90	90	104.1
τ_m [mm]	10	15	15	30	4
λ [mm]	13.8	22.5	25.7	45.0	8
ν	3.3	4.0	7.0	4.0	26.0

Total armature length = 180 mm (type E is excluded.)

式(2-19)より、高速駆動には λ の大きいものがよい。Type B, Cのように N_s が同じ場合や、Type B, Dのように v が同じ場合には、 τ_a の大きいものが λ も大きくなる。さらに、式(2-13)より高推力化には v の大きいものがよい。よって、高速駆動のため λ , τ_a が大きく、高推力化のため v が大きいコンビネーションが最適である。以上より、今回はType Cのコンビネーションを選定した。

2.2.2 高推力化

図 2-2 に高速 MGLM の二次元磁界解析モデルを示す。電機子コア幅は永久磁石幅と同じ 48 mm に設定した。ギャップ構造の設計法[1-67]により最大推力とモータ定数の両立を目指して $t/\lambda = 0.4$, $\delta/\lambda = 0.2$ とした。

表 2-1 の低速 MGLM (Type E) と比較すると、選定した Type C は λ が大きい分 v が小さい。式(2-13)の N , Br などが同じ場合、低減速比とすることで推力は低下する。より高推力化するため、ハルバッハ磁石配列と誘導子歯テーパ形状[1-70]に加えて、ティース先端部のツバ形状を適用した。また、可動子の電機子コアには方向性電磁鋼板を適用した[2-5]。ティースとバックヨークを分割構造として、磁化容易方向を主な磁束の流れに合わせるため、図 2-2 に示す方向とした。

永久磁石は、最大電流、磁石形状によるパーミアンス係数と設定温度において熱減磁をしない材質を選定した。また、永久磁石の接着作業時の位置決め基準を確保しやすくするため、可動子コア表面の凹凸に合わせた永久磁石の形状とした。

2.2.3 低コギング化

電機子に発生するコギング力を低減するため、主に推力発生に寄与する主磁石に対して電機子の前後移動方向に補助磁石を設けた。補助磁石は、ハルバッハ配列での磁化左右方向の永久磁石と同じ形状とした。

図 2-3 に補助磁石無し、および補助磁石有りで主磁石との距離 L_{sub} 、誘導子歯（ギャップ）との距離 h_{sub} を変化させたときの可動子位置 - コギング力特性の解析値を示す。補助磁石なしと比較して、 $L_{sub} = 1.5$ 、 $h_{sub} = 1.2$ の補助磁石位置の場合に振幅を最も抑えることができ、コギング力を低減できる。

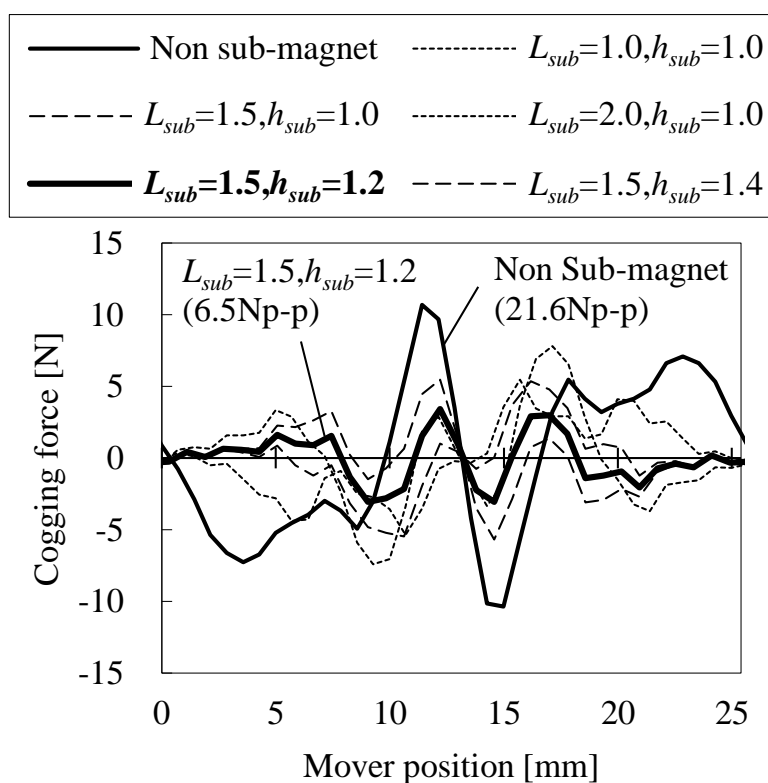


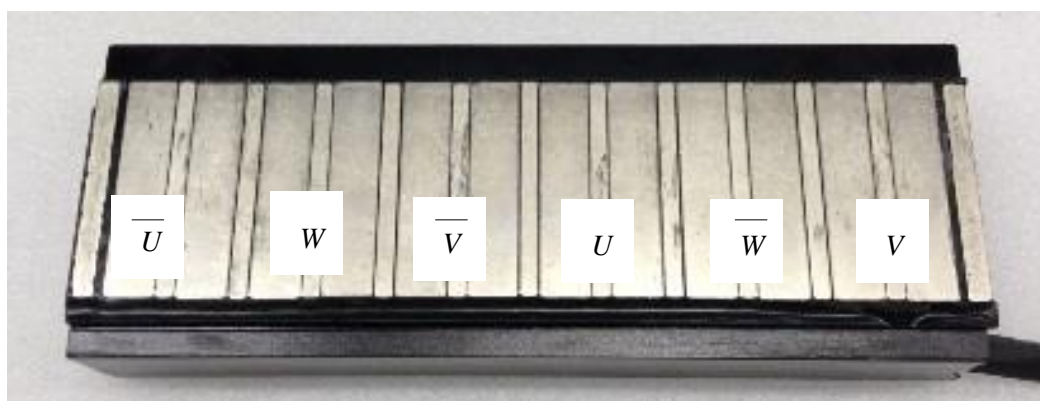
Fig. 2-3. Mover position vs. cogging force characteristics (calculated values).

2.3 高速 MGLM 試作機による特性評価

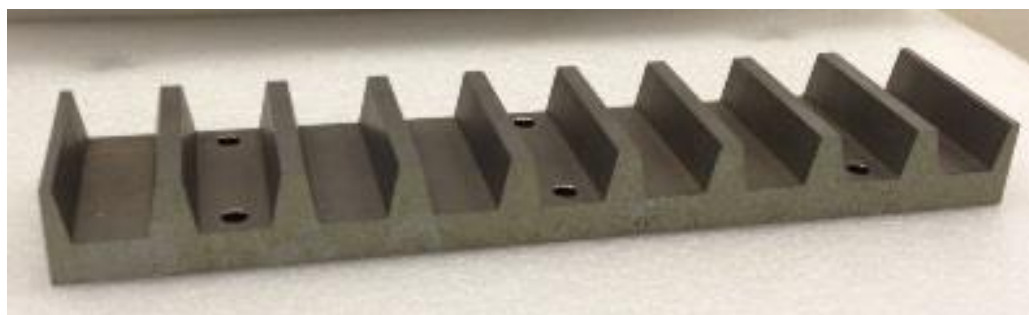
2.3.1 試作機

図 2-4 に試作機の可動子と固定子の外観を示す。可動子は電機子コアのギャップ面に永久磁石を接着している。永久磁石に対向するティース（コイル）は図中に示す相順で通電される。固定子は誘導子歯を設けた電磁鋼板を積層している。

表 2-2 に試作機の実験結果を示す。最大速度はコア付き LSM と同じ 5 m/s に設定した。駆動ドライバは安川電機製サーボパック（SGDV 形）を使用した。



(a) Mover (Armature)



(b) Stator (Inductor)

Fig. 2-4. Prototype of high speed MGLM.

Table 2-2. Specifications of high speed MGLM.

Item	Value (unit)
Maximum current	14.7 A
Maximum speed	5.0 m/s
Resistance / phase	0.80 Ω
Inductance / phase (1kHz)	10.3 mH
Induced voltage constant / phase	10.7 V/(m/s)
Mover weight (with slider table)	2.5 (6.5) kg
Motor volume	753 cm ³

2.3.2 推力特性

図 2-5 に静止状態での電流 - 推力特性の評価結果と磁界解析結果を示す。可動子を U 相の q 軸（最大誘起電圧）位置で固定し，U-VW 間に直流通電したときの動力計での測定値，発生推力の解析値である。参考として，同形状の可動子コアに分割構造なしの無方向性鋼板を適用した試作機の測定結果を示す。なお，横軸は直流での電流値を $\sqrt{2}$ で割って実効値換算している。

コアの分割構造では，接合部のわずかな隙間が磁気抵抗となり，磁束密度が低下する。分割構造なしの無方向性鋼板と比較して，方向性鋼板を適用した試作機は最大電流付近で推力直線性が 5% 向上した。よって，分割構造による磁束密度低下を方向性鋼板適用による効果で補っている。また，測定値より最大電流での推力 370 N を確認できた。

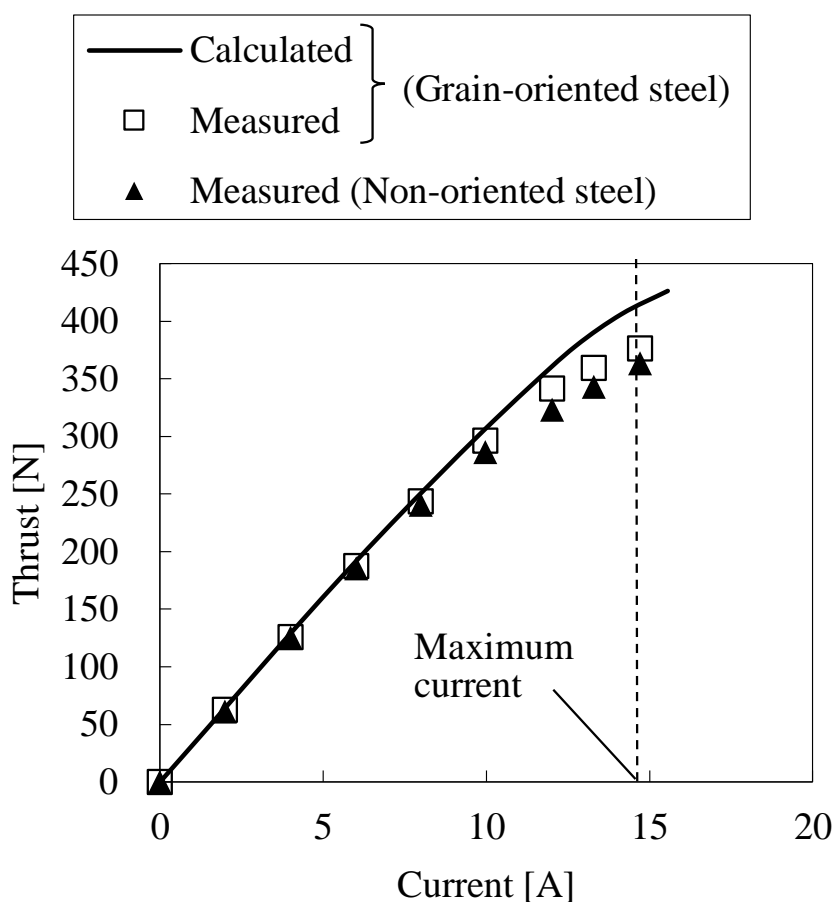


Fig. 2-5. Current vs. thrust characteristics (in static state).

2.3.3 推力－速度特性

図 2-6 に推力－速度特性の計算結果と評価結果を示す。計算結果のうち、速度 v [m/s] は式(2-19)より、三相交流電源 AC200 V で発生可能な推力 F [N] は電圧関係式[2-6]を参考とした式(2-20)を満たす電流 I [A] を用いて式(2-21)より算出した。

$$V_{line} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{(RaI_a + Kev)^2 + (2\pi fL_aI_a)^2} \quad (2-20)$$

$$F = 3KeI_a \leq F_{max} \quad (2-21)$$

V_{line} : 電源電圧 (= 200 V), Ra : 巻線抵抗 [Ω],

Ke : 誘起電圧定数/相 [V/(m/s)], L_a : 電機子インダクタンス/相 [H],

F_{max} : 最大電流時の推力 (= 370 N)

実線は試作機 ($v = 7.0$) の特性、破線は励磁周波数を高減速比とした低速 MGLM 相当 ($v = 26.0$) の特性である。

評価結果は直動案内軸受と位置検出用スケールを搭載したスライダに試作機を組み込み、最大加減速指令で駆動したときの v を測定した。推力の測定値は v より次式で算出した。

$$F = m\alpha_m + \mu \quad (2-22)$$

$$\text{ここで, } \alpha_m = \frac{\partial v}{\partial t} \quad (2-23)$$

m : 移動質量 [kg], α_m : 加速度 [m/s^2], t : 時間 [s],

μ : 直動案内軸受の摩擦力 [N] ($\mu \propto v$)

なお、案内軸受の摩擦力の測定値は試作機を取り外してスライダ単体での摩擦力 - 速度を測定した特性である。

低減速比とした高速 MGLM 試作機では、最高速度 5.0 m/s と速度 3.0 m/s での最大推力 350 N の発生を確認できた。式(2-20)は鉄損による推力低下を考慮していないため、測定値は計算値と比較して鉄損による負荷抵抗分だけ推力が減少している。また、励磁周波数が高くなる低速 MGLM では、速度が 1.0 m/s 以上で電圧飽和して発生可能な最大推力が低下する。実際の駆動では、直動案内軸受の摩擦力と鉄損による負荷抵抗分により、最大推力がさらに低下する。高速 MGLM では、低減速比として λ を大

きくすることで電圧飽和による推力低下を抑え、高速駆動を可能とした。

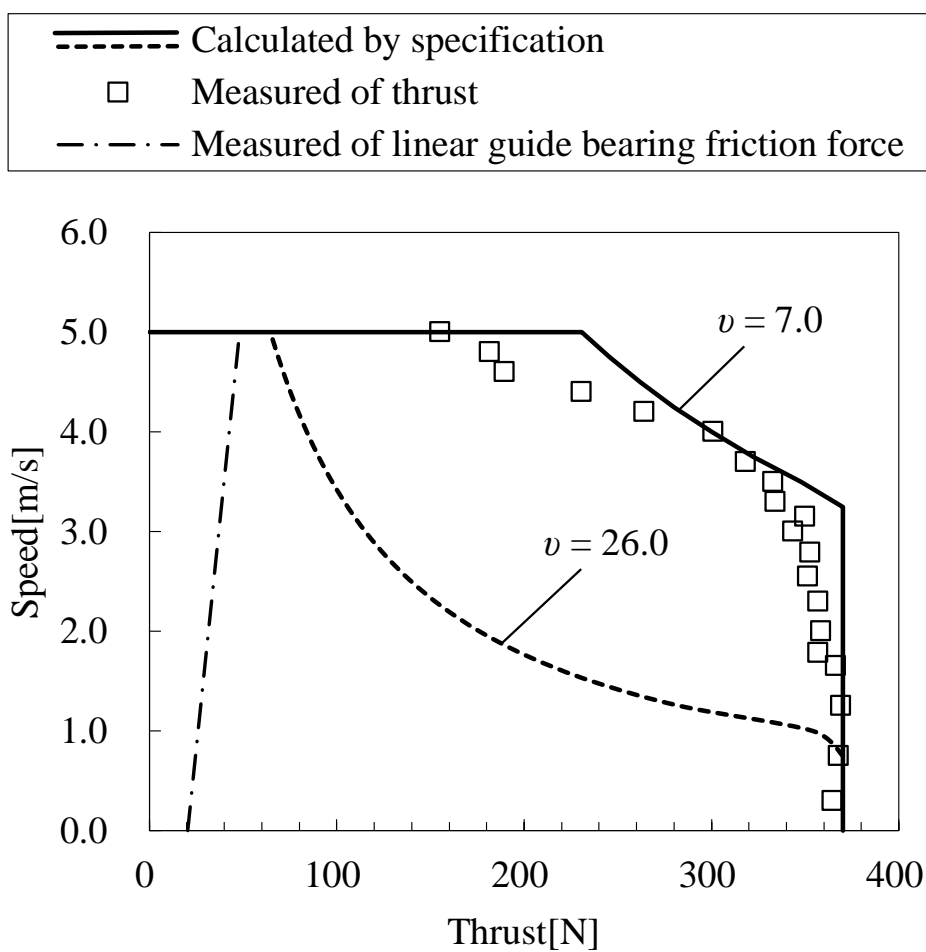


Fig. 2-6. Thrust vs. speed characteristics.

2.3.4 コギング力特性

図 2-7 に可動子位置 - コギング力特性の評価結果と磁界解析結果を示す。コギング力は最大振幅 12.6 Np-p, 最大推力比 3.4% であり実使用に問題ないレベルである。コギング力の測定結果が解析値に比べ大きい原因として磁石の形状, 位置の誤差が考えられる。図 2-3 の補助磁石なしの解析値と比較して, 補助磁石の設置によりコギング力を低減できた。

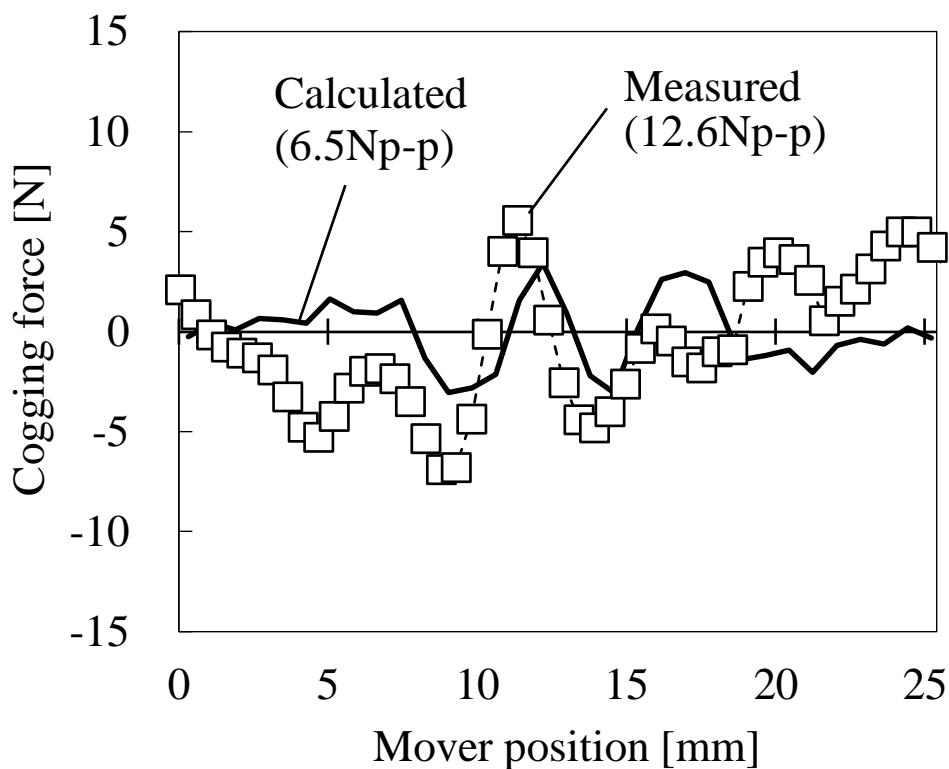


Fig. 2-7. Mover position vs. cogging force characteristics.

2.3.5 コア付き LSM との特性比較

図 2-8 にストローク - 磁石使用量のコア付き LSM との特性比較を示す。実線は試作した高速 MGLM の特性，破線はコア付き LSM（新 F 形リニアモータ：SGLFW2 [2-7]）のうち，同等モータ体積の特性から同等最大推力（350 N）となるように磁石使用量を換算した特性を示す。

コア付き LSM は固定子に永久磁石を配置しているため，ストロークの増加に比例して磁石使用量が増加する。一方，MGLM では可動子にのみ永久磁石を配置しているため，ストロークが増加しても磁石使用量は一定である。ストローク 2 m のコア付き LSM の磁石使用量を 100% とした場合，高速 MGLM の磁石使用量は 27% であり，長ストロークでの磁石使用量を大幅に削減できた。

なお，仮に可動子長 = 固定子長（ストローク 0）のモータ単体の状態で磁石使用量当たりの最大推力を比較すると，高速 MGLM はコア付き LSM の約 0.3 倍となる。また，同等モータ体積当たりの最大推力を比較すると，コア付き LSM（45A200A）：1.09 N/cm³（840 N / 769 cm³）に対して，試作機（高速 MGLM）：0.46 N/cm³（350 N / 712 cm³）となり 0.42 倍となる。

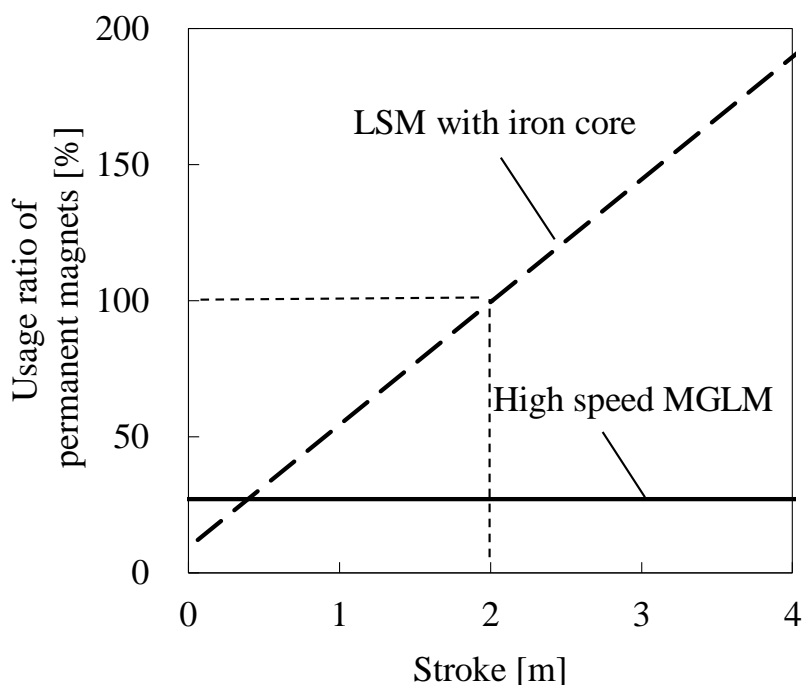


Fig. 2-8. Stroke vs. usage amount of permanent magnets characteristics (equal maximum thrust conversion).

2.4 まとめ

第2章では、高速駆動が可能な固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、インダクタ形リニアモータの構造と原理、設計検討と試作検証の結果を報告した。

マグナギャップリニアモータ：MGLMにおいて、誘導子の歯数 p_t と巻線起磁力の極対数 p_a の比を電磁ギヤの減速比 v と定義して、推力発生原理により推力と電磁ギヤの減速比 v が比例することを明らかにした。高速駆動のため誘導子歯ピッチ λ 、巻線起磁力の磁極ピッチ τ_a が大きく、高推力化のため電磁ギヤの減速比 v が大きいコンビネーションにより、高速駆動と高推力化を両立できた。低減速比として λ を大きくすることで電圧飽和による推力低下を抑え、コア付き LSM と同等の高速駆動（最高速度 5.0 m/s）を実現できた。さらに、試作機により推力、推力-速度特性、コギング推力の各特性を検証して、インダクタ形リニア同期モータの駆動を実証した。

ストローク 2 m のコア付き LSM の磁石使用量を 100 % とした場合、高速 MGLM の磁石使用量は 27 % である。より長ストロークの場合、コア付き LSM の磁石使用量はストロークの増加に比例して増加するのに対して、MGLM の磁石使用量は一定である。よって、長ストロークでの磁石使用量を大幅に削減できた。

第3章

固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータ

第3章では、センサレス制御を適用した固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータの構造と原理を示し、設計検討および試作検証を行う。回転形での研究を基としたセンサレス制御を適用可能な高突極比となるモータ構造を検討する[3-1]-[3-3]。

はじめに、高周波重畳方式のセンサレス制御[1-46]-[1-48]を適用可能な突極比となる固定子磁石レス構造を検討する。その結果から選定したフラックススイッチングリニアモータ：FSLMにおいて、磁界解析を使用して高突極比とコギング推力を低減する可動子の構造を検討する。さらに、インダクタンス、突極比、推力、推力-速度特性、コギング推力、センサレス制御駆動の各特性を試作機により検証する。

3.1 センサレス制御に適した構造

3.1.1 センサレス制御

本節では本リニアモータに使用したセンサレス制御技術 [1-46]-[1-48]について簡単に紹介する。

図 3-1 にセンサレス制御のブロック図を示す。ロータ（すなわち可動子）位置を検出するために矩形波電圧発生器から矩形波パルス電圧を d 軸位相に重畳する。

図 3-2 に入力する駆動用 PWM 電圧と重畳電圧の波形を示す。サンプリング時間 ΔT_s は PWM 周期の 2 倍として、重畳電圧は、PWM 周期に振幅 V_h で正方向及び負方向にパルス状に変化する電圧指令 ΔV_h と、 d 軸の方向を示す位相指令 $\Delta \theta_h$ により与え、PWM 電圧に印加する。

図 3-3 に出力された高周波電流波形を示す。電流センサによって検出した図 3-3(a) の応答電流 i_U の波形には、駆動用の基本波成分に加え重畳した矩形波パルス周期 T_h の高周波成分を含んでいる。座標変換器により、応答電流は静止座標系の 3 相-2 相変換され、図 3-3(b) の 2 相電流成分 i_{sah} , i_{sbh} が得られる。磁気突極性を有する電動機の場合、この 2 相電流の振幅には磁極位置の情報を含んでいる。包絡線抽出器により、三角波の頂点を結んで得られるそれぞれの包絡線から 2 相の電流値 I_{cos} , I_{sin} を抽出する。したがって、位置演算器により、逆正接演算を用いて磁極位置 θ を次式により演算できる。

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{I_{\sin}}{I_{\cos}} \right) \quad (3-1)$$

なお、本方式は位相検出のための重畳電圧を印加するのに十分な電圧の余裕があることを前提としている。速度上昇に伴う誘起電圧の上昇により電圧の余裕がなくなる場合は、高周波重畳方式から誘起電圧検出方式へと切り替えることにより、位相を推定することができる[3-4]。

センサレス制御性を向上するためには、推定した磁極位置と実際の位置との間の位相誤差を減少させることが重要となる。位相誤差 $\Delta\theta$ には以下のような関係があることがわかっている[1-47]。

$$\Delta\theta \propto -\frac{V_h |L_d - L_q|}{2\omega_h L_d L_q} \quad (3-2)$$

ここで ω_h と V_h はそれぞれ重畳信号の周波数と電圧振幅であり、 L_d と L_q はそれぞれ d 軸と q 軸のインダクタンスである。推定誤差を減少させるための制御特性は、重畳信号を低周波または高電圧に設定すればよい。対してモータ特性は、d 軸と q 軸のインダクタンスが小さく、d 軸と q 軸のインダクタンス間の差が大きい、すなわち高突極比とできればよい。今回は、主にモータ特性に対して、インダクタンスを抑えるためコイルの巻線ターン数を抑えた状態として、より高突極比とできる構造を検討する。

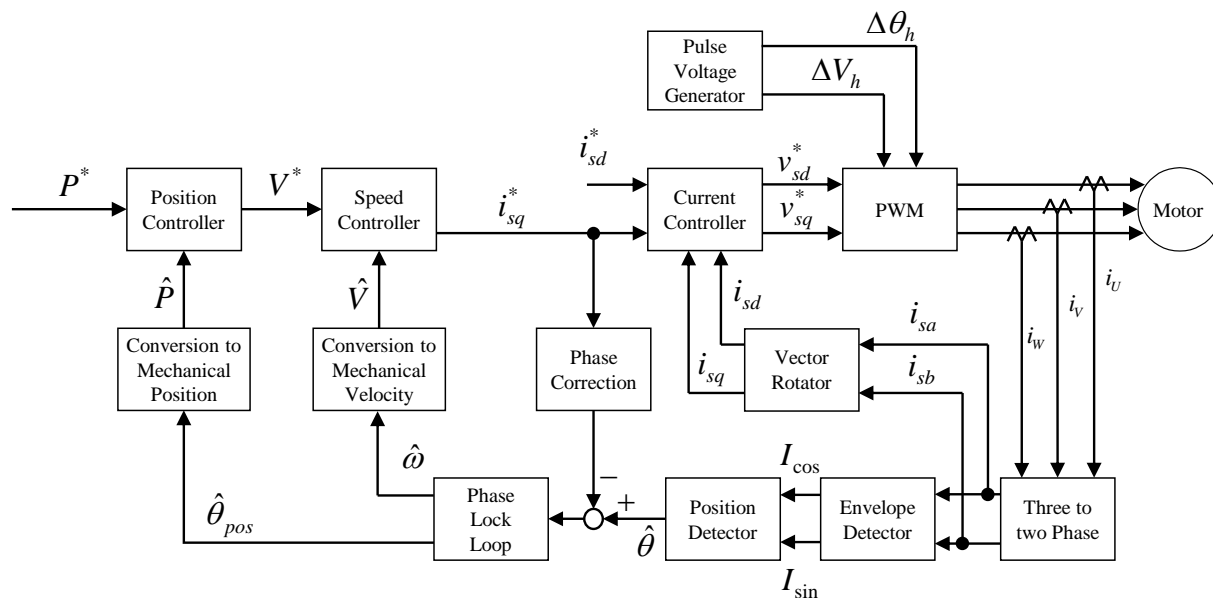


Fig. 3-1. Block diagram of the sensorless control.

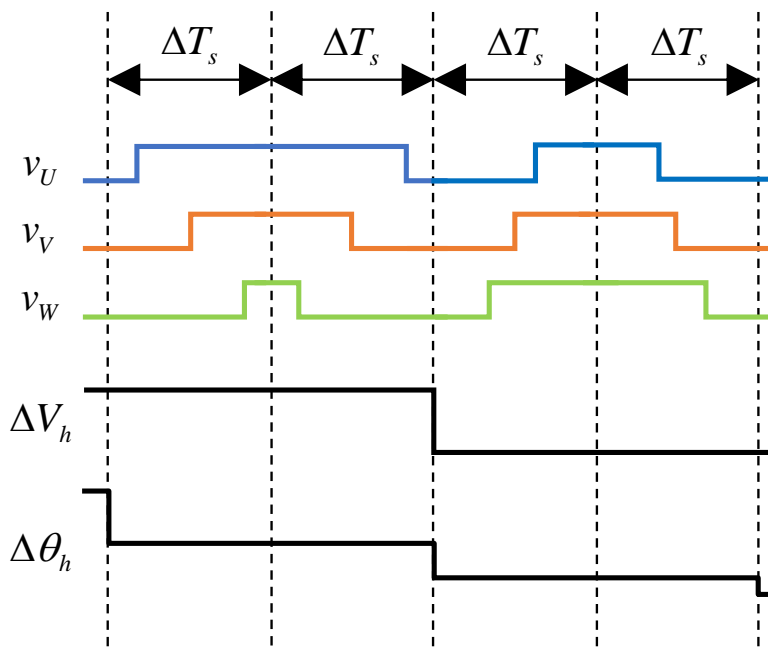
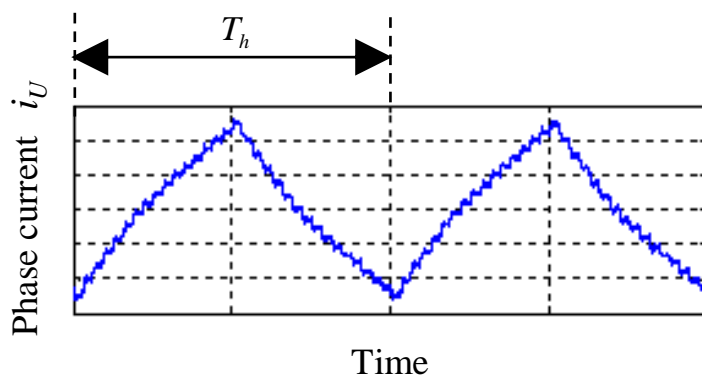
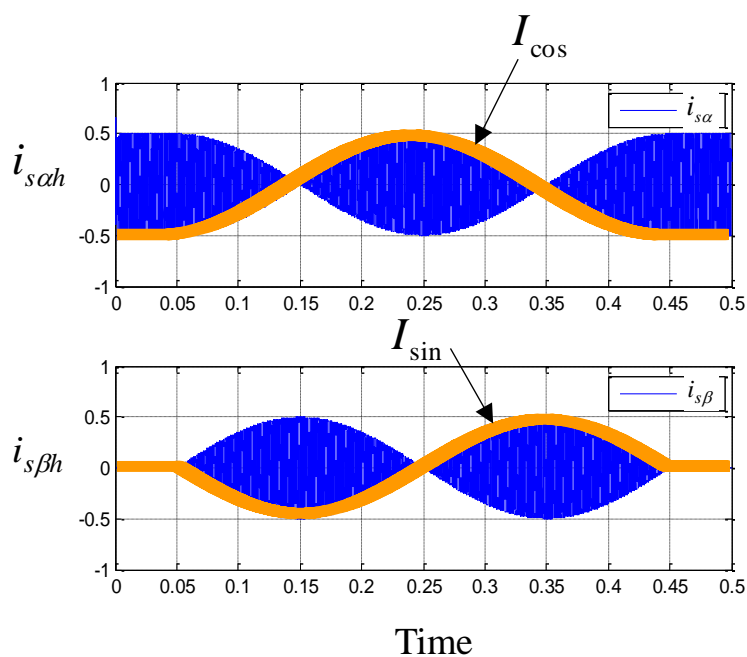


Fig. 3-2. Waveforms of the PWM voltage and injected voltage.



(a) Magnified waveform of the U-phase current.



(b) Overall waveform in the two-phase stationary reference frame

Fig. 3-3. Generated high-frequency current waveform.

3.1.2 固定子磁石レス構造

図 3-4 に 2 種類の固定子磁石レスのリニア同期モータの構造を示す。“固定子磁石レス”とは固定子に永久磁石を配置しないでインダクタ (Inductor) のみとする構造であり、磁石使用量がストロークに依存しないため、長ストロークでの省磁石リニアモータと言える。図 3-4(a) は 2015 年に発表したマグナギャップリニアモータ: MGLM である[2-1][2-2]。可動子は電機子コアとコイルと永久磁石で構成される。図 3-4(b) はフラックススイッチング構造を適用したフラックススイッチングリニアモータ: FSLM である[1-71]-[1-73]。同じく、可動子は電機子コアとコイルと永久磁石で構成される。さらに、2つのモータの駆動原理はほぼ同じである。可動子の永久磁石の磁束はインダクタのティースによって変調され、鎖交磁束を各相コイルに発生して誘起電圧を誘導する。そして、誘起電圧に同期した相電流をモータに供給することによって力を発生する。磁極数とインダクタティース数の可能なコンビネーションはそれぞれ以前の研究で示されている。[2-2][1-72]。

MGLM と FSLM では永久磁石の配置が異なり、MGLM の永久磁石は可動子コアの表面に配置され、一方、FSLM の永久磁石は可動子コア内部に挿入される。高突極比とするために、磁氣的ギャップを小さく、磁気抵抗の振幅を大きくできればよい。MGLM では可動子の電機子コアとインダクタのティースの間に永久磁石を配置しているため、磁氣的ギャップは比較的大きい。したがって、可動子位置の変化による磁気抵抗の変化は小さく、突極比も低くなる。一方、FSLM では永久磁石を挿入した電機子コアはインダクタティースに対向しているため、磁氣的ギャップは小さい。したがって、可動子位置の変化による磁気抵抗の変化は大きく、突極比は MGLM よりも高くなる。

今回はより高突極比とできる FSLM を基本構成とする。さらに、磁気飽和を利用して高突極比とするため、電機子コアの永久磁石の周辺に切り欠きを設ける。

3.1.3 高突極比のための設計

図 3-5 に磁束密度分布と磁束密度線図を示す。これは、図 3-4(b)に示したものに類似した、補助ティース（後述）を除いた基本モデルの2次元の有限要素法（FEM）の結果である。磁束密度が最大である電気角 0 度の可動子位置を d 軸として定義しており、d 軸インダクタンスは最小となる。そして、d 軸から電気角 90 度ずらした位置を q 軸と定義しており、q 軸インダクタンスは最大となる。

切り欠きは、バックヨークにある永久磁石付近とスロット側のティースに設けている。d 軸位置では、ティースの切り欠き周辺の電機子コアに磁気飽和が見られる。磁気飽和はティースを通る巻線の磁束を遮る。巻線のインダクタンスは可動子と固定子の位置関係の変化による磁気飽和に依存する。したがって、切り欠きを設けたインダクタンスは切り欠きがない場合よりも小さくなる。対して、q 軸位置では電機子コアの磁気飽和は解消される。切り欠きによる磁気飽和の影響は小さい。したがって、切り欠きを設けたインダクタンスは切り欠きがない場合とほぼ同じになる。以上より、切り欠きによって d 軸のインダクタンスが低下するため、d 軸と q 軸のインダクタンスの変化が大きい、すなわち、高突極比とできる。

図 3-6 に3つのインダクタンス特性の2次元磁界解析結果を示す。無負荷状態の1相のみを表示している。同じく、図 3-4(b)に示したものに類似した、補助ティース（後述）を除いた基本モデルの2次元の有限要素法（FEM）の結果である。

MGLM は磁気抵抗の変化が小さいため、インダクタンス波形はほぼ一定である。FSLM の突極比 : 1.10 は MGLM の突極比 : 1.01 よりも大きい。また、d 軸位置では、切り欠きを設けた FSLM は切り欠きがない場合よりも低インダクタンスである。q 軸位置では切り欠きを設けた場合もない場合もインダクタンスはほぼ等しい。したがって切り欠きを設けた FSLM は高突極比となり、その結果、突極比は切り欠きがない場合よりも大きい 1.40 となった。

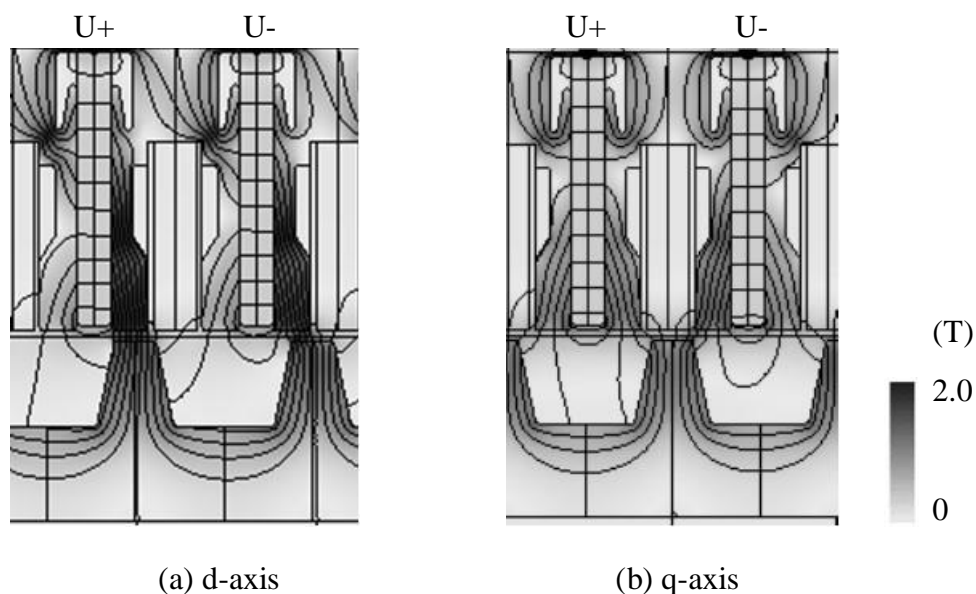


Fig. 3-5. Magnetic flux density distribution and line.

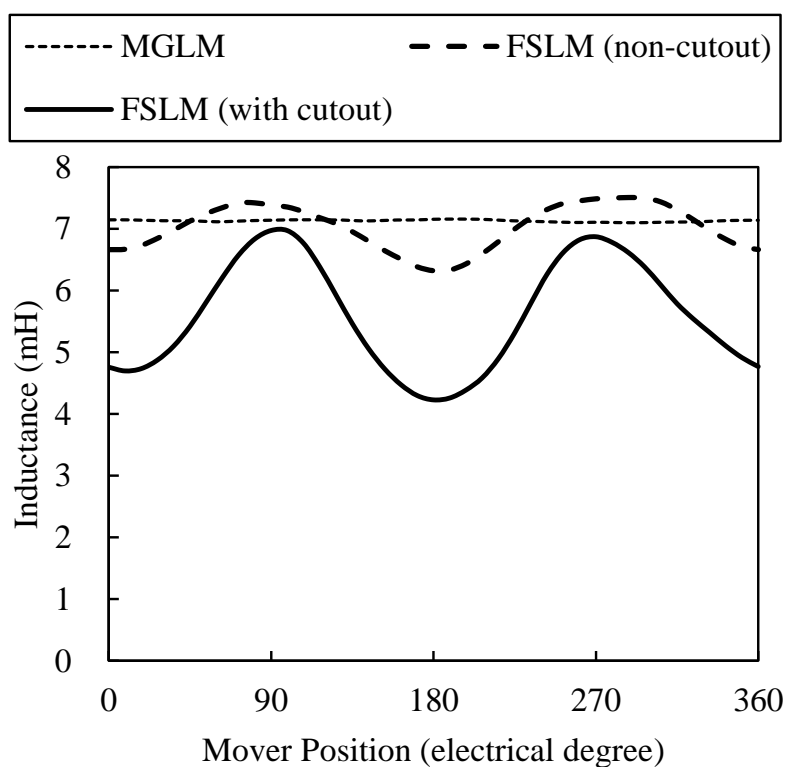



Fig. 3-6. Analysis of inductance characteristics (L_u , 100 coil turns).

3.1.4 コギング力低減のための設計

永久磁石型リニア同期モータでは可動子端の不均衡な磁気回路いわゆる端効果によってコギング力が発生する。コギング力は推力リップルの原因となり、振動や騒音を発生させる。以前の研究では、コギング力を相殺するための可動子長さ追加したティースの最適化手法が示された[3-5]-[3-8]。固定子磁石レス構造では、固定子に永久磁石がないため、特に追加したティースに永久磁石を設置して磁気回路の影響を大きくする。

可動子の両端に追加するティースと永久磁石は補助ティースと呼ぶこととし、 図 3-7 の破線範囲に示す。コギング力を低減する形状、大きさ、エアギャップを磁界解析によって設計した。

3.2 FSLM の設計検討

3.2.1 磁界解析モデル

図 3-7 に FSLM の解析モデルの概要図を示す。図中の数字の単位は mm であり、コアの切り欠き（空隙）をハッチングで示す。電機子コアの積層方向の寸法は 50 mm である。電機子コアの内部に永久磁石が挿入されており、ティースの周りにはコイルが巻かれている。

バックヨークにある永久磁石付近の切り欠きを“切り欠き A”とする。切り欠き A は、漏れ磁束を防ぐフラックスバリアの役割を果たすため、高推力となる形状に設計した。スロット側のティースにある切り欠きを“切り欠き B”とする。切り欠き B は、高突極比とする磁気飽和を発生させる。高突極比かつ高推力となる切り欠き B の形状を、電機子のティース幅 W と切り欠き長さ L を設計パラメータとして最適化する。

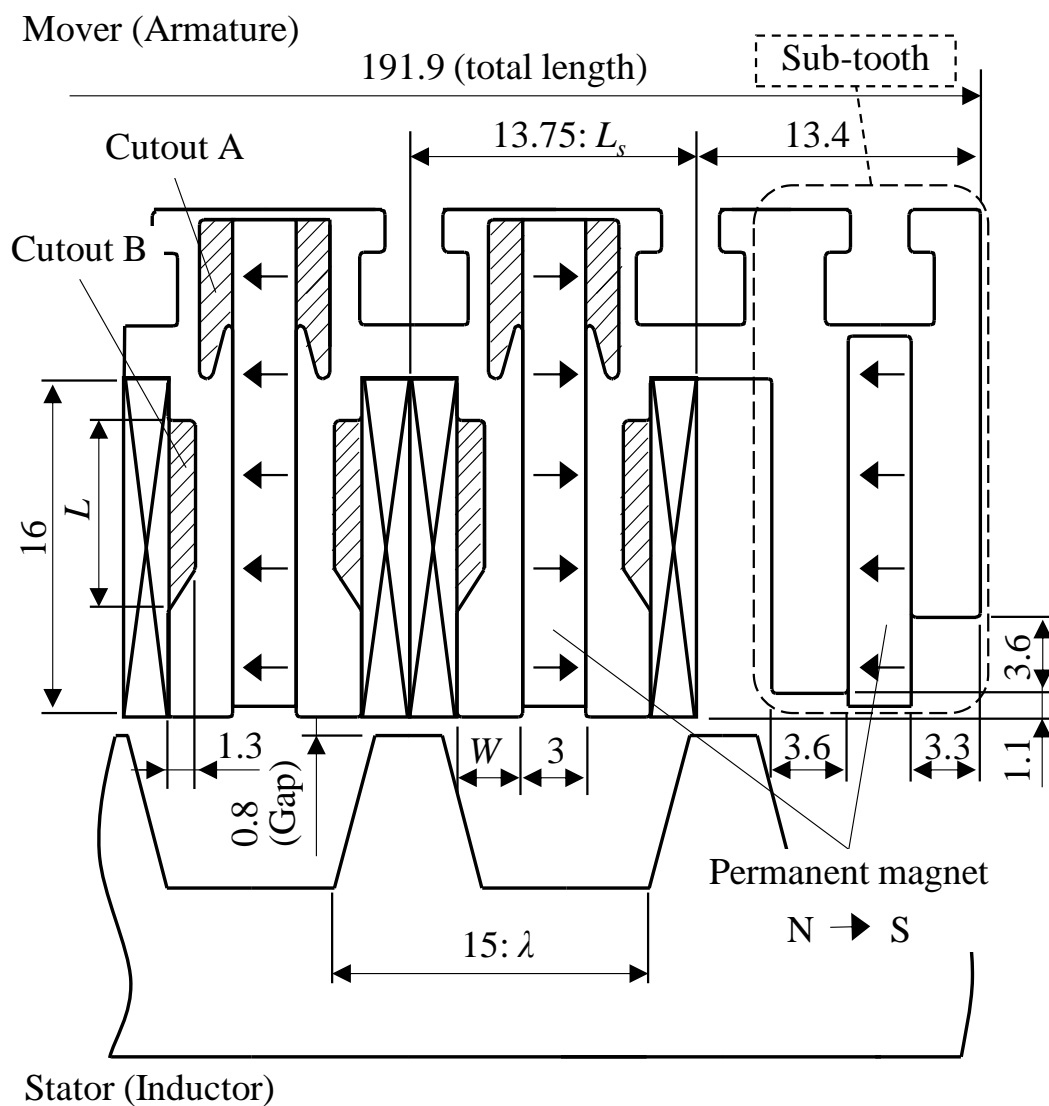


Fig. 3-7. Proposed schematic diagram of a FSLM.

3.2.2 高突極比

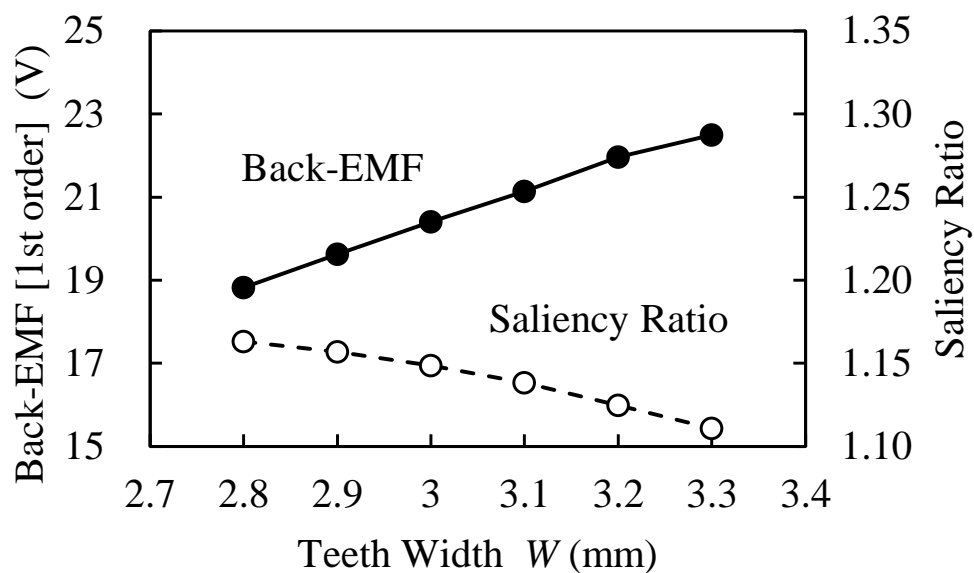
図 3-8 に FEM 解析による突極比と誘起電圧の計算結果を示す。誘起電圧は外部駆動速度 1 m/s 時の 1 次成分波形の振幅から算出した。

図 3-8(a)に電機子コアに切り欠きがない場合、すなわち $L = 0$ の結果を示す。電機子コアのティース幅 W が小さいときティース全体に磁気飽和が発生する。磁気飽和によって、全体の磁束密度は低下するが、前述のとおり高突極比となる。したがって、 W が小さいほど誘起電圧が低下して、高突極比となる。例えば $W = 2.8 \text{ mm}$ のとき、突極比 1.16・誘起電圧 18.8 V であった。コイル／ティース形状のバランスを考慮して、 W を 3.1 mm に設定した。

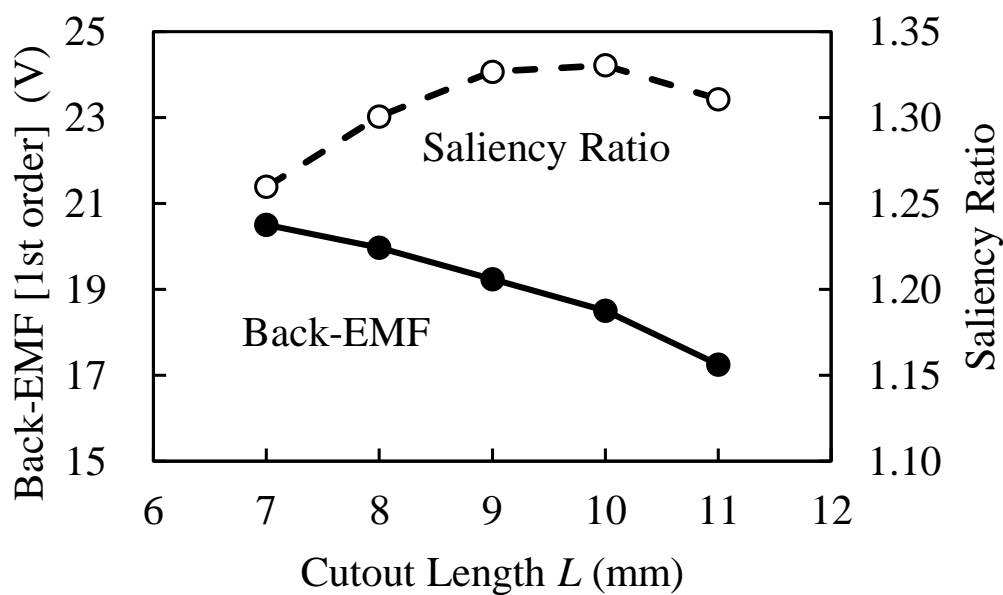
切り欠きの深さは、ティース幅 W と同じように誘起電圧と突極比に影響する。 W が一定のとき、深い切り欠きは磁束密度の経路が浅くなり、電機子コアに磁気飽和が発生しやすくなる。したがって、切り欠き深さが大きくなるほど誘起電圧が低下して、高突極比となる。これは図 3-8(a)に示した逆の傾向となる。切り欠きの深さは、 W の約 40% の 1.3 mm に設定した。

図 3-8(b)に W が 3.1 mm に設定した場合の結果を示す。切り欠き長さ L が大きいときティースの先端に磁気飽和が発生する。切り欠きなし ($L=0$) よりも全体的に高突極比となり、 L が 9 mm から 10 mm の間で突極比は最大値 1.33 となり、誘起電圧 19.2 ~ 18.5 V であった。したがって、 L は最大値範囲内の 9.1 mm に設定した。

これらの結果から、切り欠きの効果として誘起電圧が同等でも高突極比とできることを確認した。



(a) Results for W when L is zero.



(b) Results for L when W is 3.1 mm.

Fig. 3-8. Analysis of results for the saliency ratio and back-EMF.

3.2.3 コギング推力の低減

図 3-9 に FEM 解析によるコギング推力特性の結果を示す。補助ティース無しモデルのコギング推力は大きな 2 次成分で構成されている。補助ティース形状を FEM 解析によって設計することで、2 次成分を相殺して高次成分で構成することでコギング推力値を低減した。その結果、補助ティースのある場合のコギング推力は 25.2 Np-p から 2.0 Np-p に著しく低減した。

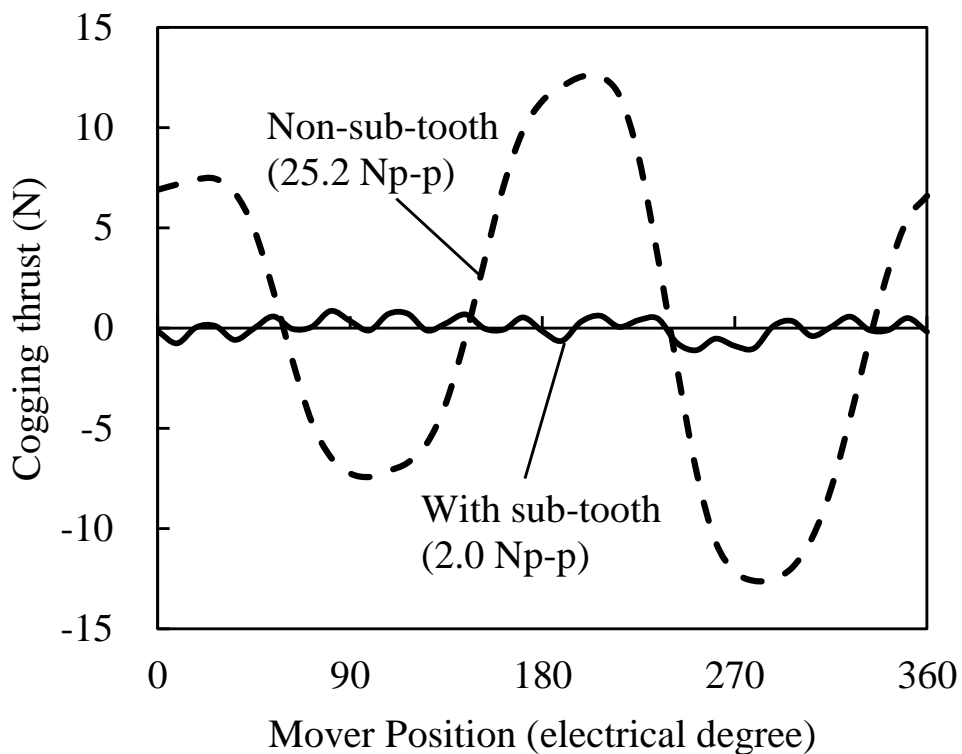
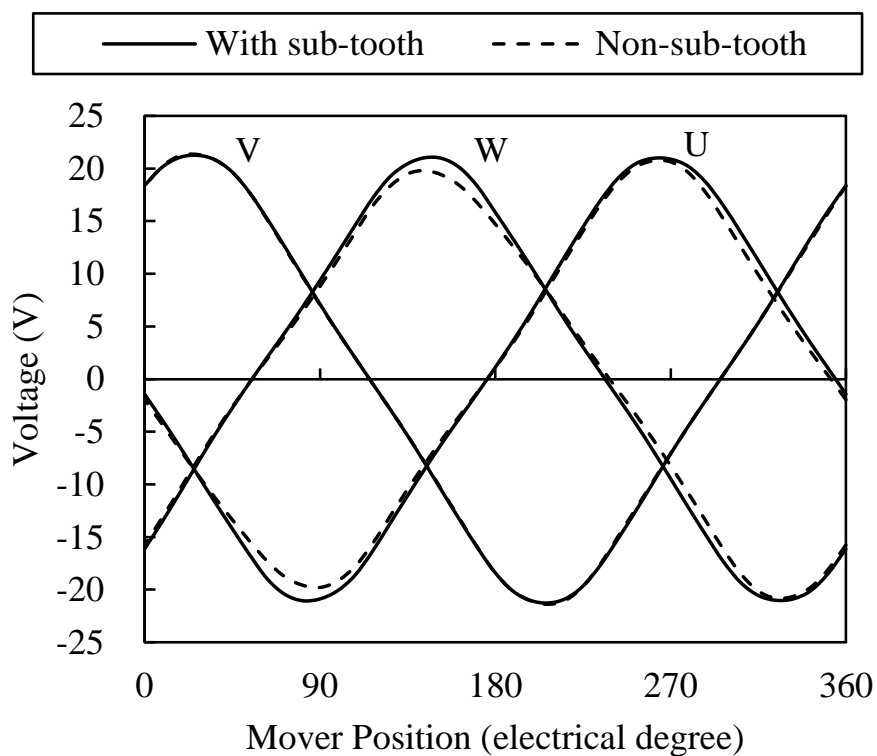


Fig. 3-9. Analysis of cogging thrust characteristics.

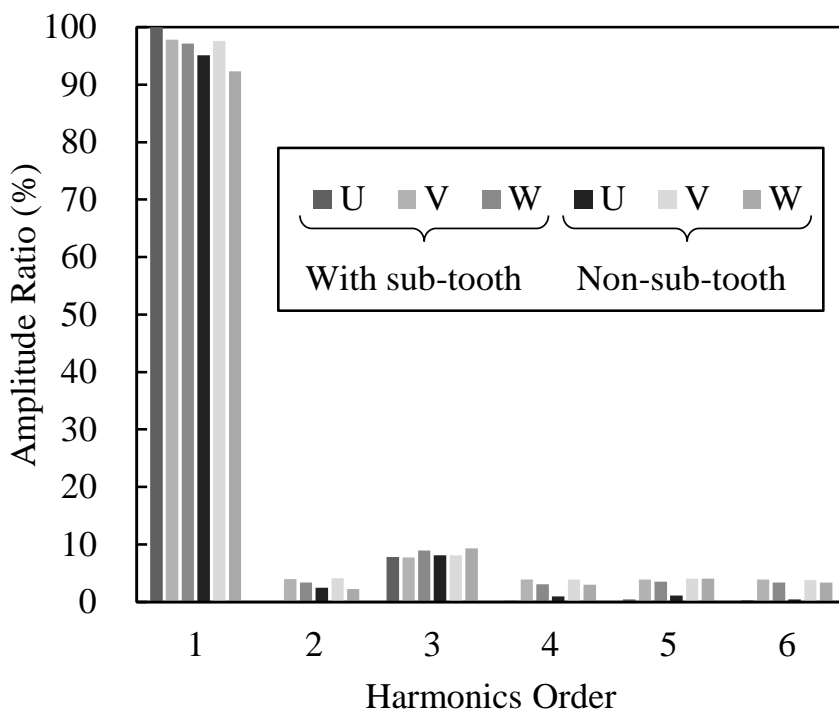
3.2.4 誘起電圧波形の向上

図 3-10 に FEM 解析による外部駆動速度 1 m/s 時の誘起電圧と調波解析の計算結果を示す。図 3-7 に示した解析モデルにおいて、補助ティース付のモデルと補助ティース無しのモデルでの解析結果である。図 3-10(b)では補助ティース付の U 相振幅を基準 (100%) とした。

誘起電圧波形の高次成分や相間アンバランスは推力リップルの原因となる。特に LSM では端効果によって不均一な磁束密度経路が発生する。コギング推力低減のために設置した補助ティースによって端効果の影響は軽減され、補助ティース付モデルでの波形は可動子端に配置される U 相と W 相にて振幅が向上し、正弦波形状に近くなった。相間による 1 次成分の振幅差も小さくなり、補助ティースなしの波形の半分の 3% 以下となった。さらに、補助ティース付の 1 次成分の振幅は補助ティースなしよりも大きい。したがって、補助ティースによる端効果の低減効果を確認した。



(a) Back-EMF waveform.



(b) Amplitude ratio in the overall waveform.

Fig. 3-10. Analysis of back-EMF characteristics.

3.3 試作機による特性評価

3.3.1 仕様

図 3-11 に FSLM の試作機を示す。可動子において、電機子コアの内側に永久磁石が挿入されている。電機子コアのバックヨーク側プレートは構造の補強のため配置している。可動子は機械的、電気的な信頼性の向上のため、樹脂モールドされる。固定子は電磁鋼板のみ、すなわちインダクタのみで構成される。



(a) Mover (before molding).



(b) Stator (Inductor).

Fig. 3-11. FSLM prototype.

表 3-1 に FSLM の試作機の特性を示す。FSLM のコンビネーションは可動子に 12 極，固定子に 11 歯の構成であり，高巻線係数としている[1-71]。センサレス制御のため，コイルの巻線ターン数を必要十分として，インダクタンス値を一定値以下に抑えた。駆動周波数は 3 m/s 時に 200 Hz である。3 相平均の誘起電圧定数は解析結果の 98 %であった。

Table 3-1. Specifications of the FSLM prototype.

Item	Value (unit)
Maximum thrust	150 (N)
Maximum speed	3.0 (m/s)
Resistance / phase	2.67 (Ω)
Inductance / phase (1 kHz)	Lq:7.9 (mH)
	Ld:6.1 (mH)
Induced voltage constant	12.9 (V/m/s)
Number of slots in the mover	12
Number of teeth in the stator	11
Number of turns per coil	59 (turns)
Magnetic flux density	1.27 (T)

3.3.2 インダクタンス特性

図 3-12 に測定したインダクタンスの結果を示す。 L_{u-v} , L_{v-w} , L_{w-u} は各線間のインダクタンスであり、LCR メータ：励磁周波数 1 kHz, 励磁電流 10 mA にて測定した。

U相, W相のインダクタンスは端効果による漏れ磁束の影響を受ける。図 3-7 に示すように補助ティースの追加の設計により, インダクタンス測定結果はサイン波に近い形状となった。また, 突極比は各線平均 1.30 であった。

図 3-13 に各負荷率状態で測定したインダクタンス特性を示す。可動子は電気角 0 度の位置で固定した。定格比電流は図中の下部に示した負荷率の値を与えた。評価条件は重畳周波数 1 kHz, 重畳電圧 60 V である。高周波インダクタンス L_θ はインダクタンスの関係式より以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} |Z| &= V_m / I_m = \sqrt{Ra^2 + (2\pi f_m L_\theta)^2} \\ L_\theta &\approx V_m / 2\pi f_m I_m \end{aligned} \quad (3-3)$$

ここで, V_m と I_m はそれぞれ測定した高周波電圧と高周波電流である。また, f_m は重畳周波数である。抵抗 Ra はインダクタンスより十分小さいため, 無視して検討する。重畳電圧の位相角を電気角 0 度から 180 度まで変化させる。

定格比 300% の高負荷の場合では, インダクタンスの平均値は 1.4 mH 低下するが, 最大値と最小値の差で表す突極比は 1.5 となりセンサレス制御に必要な高突極比のままである。

しかしながら, 高負荷電流がモータに与えられたとき, 磁気飽和によって磁束密度の経路が変わるため, インダクタンスの最小位相角が電気角 0 度からはずれている。この状態はセンサレス制御の位相推定誤差を引き起こす[3-9]。したがって, 駆動安定性を確実にするため, 負荷電流に基づく位相角の補正を実行する。位相補正量は電流指令 i_{sq} と位相補正の近似式を使用して算出する。実際の位相推定誤差は駆動・制御状態によって図 3-13 に示す測定結果と少し異なる。ため, 実際の駆動状態を考慮した定格負荷 300 % につき電気角 24 度の位相補正の近似式を適用した。

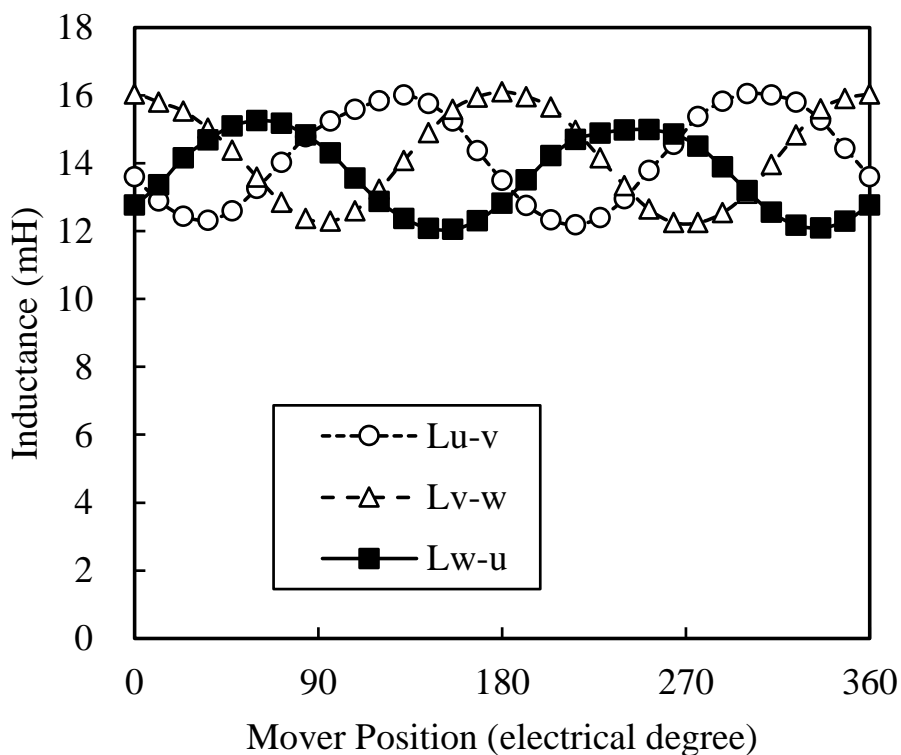


Fig. 3-12. Measured inductance characteristics.

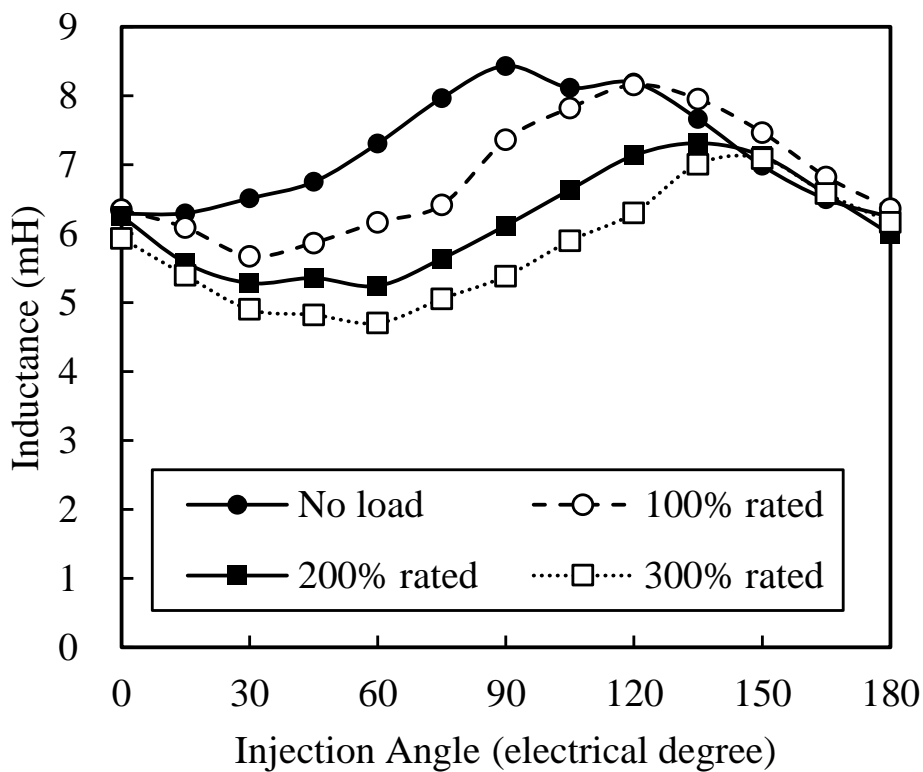
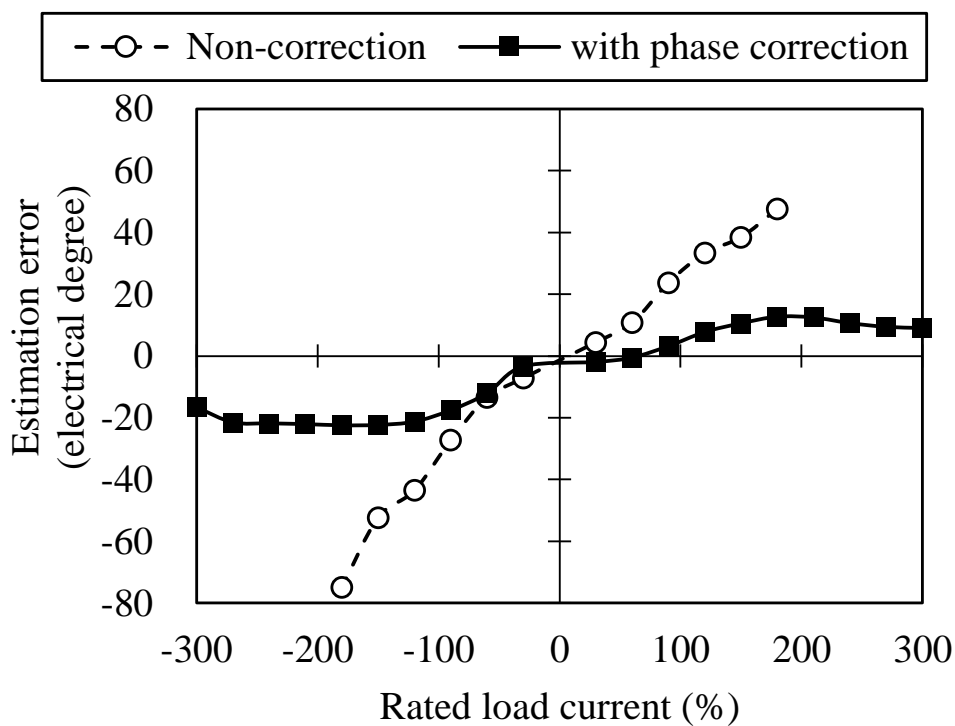


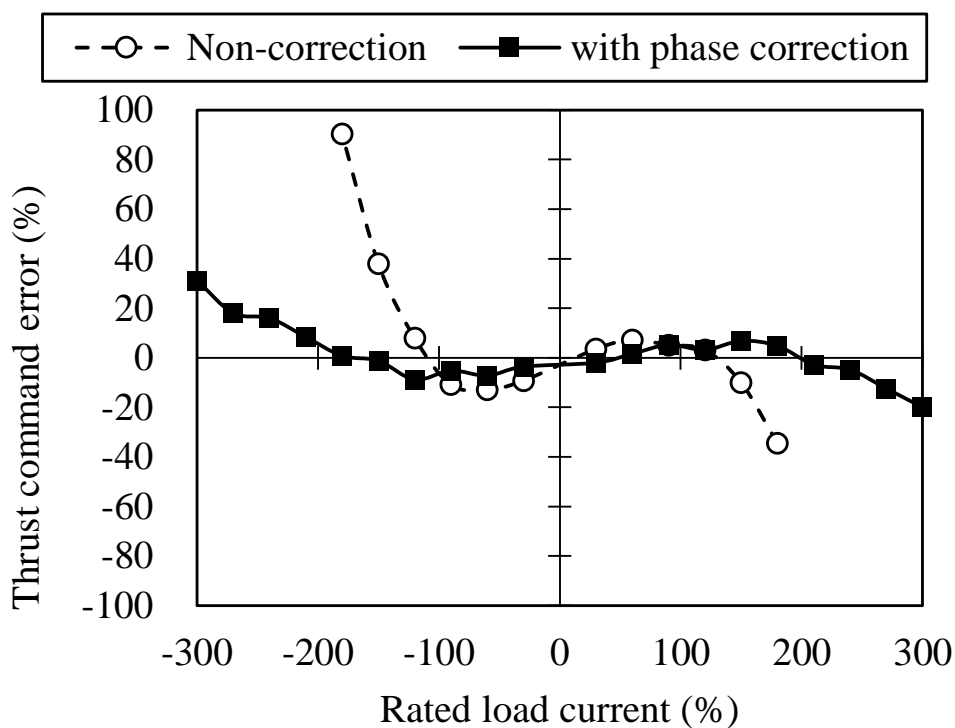
Fig. 3-13. Analysis of back-EMF characteristics.

図 3-14 に各定格負荷電流での位相補正の効果の測定結果を示す。可動子を固定して、図 3-14(a)では推定位置と実位置との差である位相誤差、図 3-14(b)では電流指令から算出した推力指令と実推力との差である推力指令誤差を、それぞれ測定した。

位相誤差を減少することで、推力指令誤差は減少して、安定的な駆動が可能となる。補正無しの状態では、定格比+200%の負荷電流で位相誤差 40%程度・推力指令誤差 40%程度となり、駆動制御不能となった。位相補正の状態では、位相誤差と推力指令誤差は低減され推力は推力指定に近づく。したがって、高負荷時の位相角補正により推定誤差を低減できた。



(a) Estimation error.



(b) Thrust command error.

Fig. 3-14. Measured effect of the phase correction.

3.3.3 推力特性

図 3-15 に推力特性の測定結果と FEM での解析結果を示す。可動子を q 軸位置にて固定した状態で電流を印加して、動力計（型式 9257B キスラー製）で推力を測定した。FEM 解析も同じく q 軸位置での推力である。

測定結果は解析結果よりわずかに小さいが、最大推力 150N を満足した。推力直線性は 155 N のときに 91%であり、大きな低下は見られない。

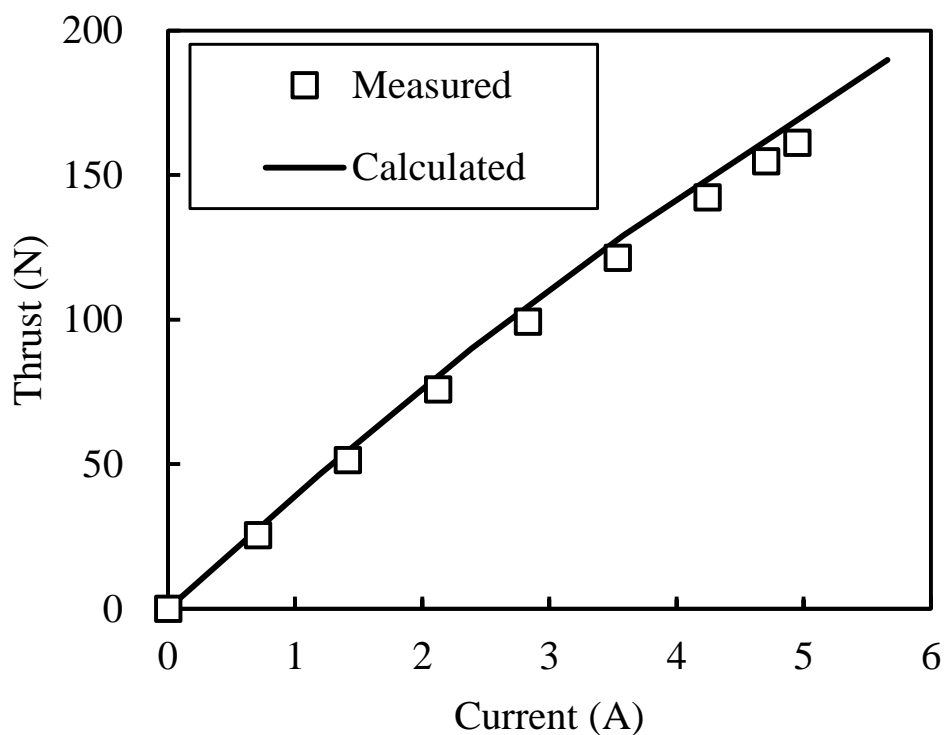
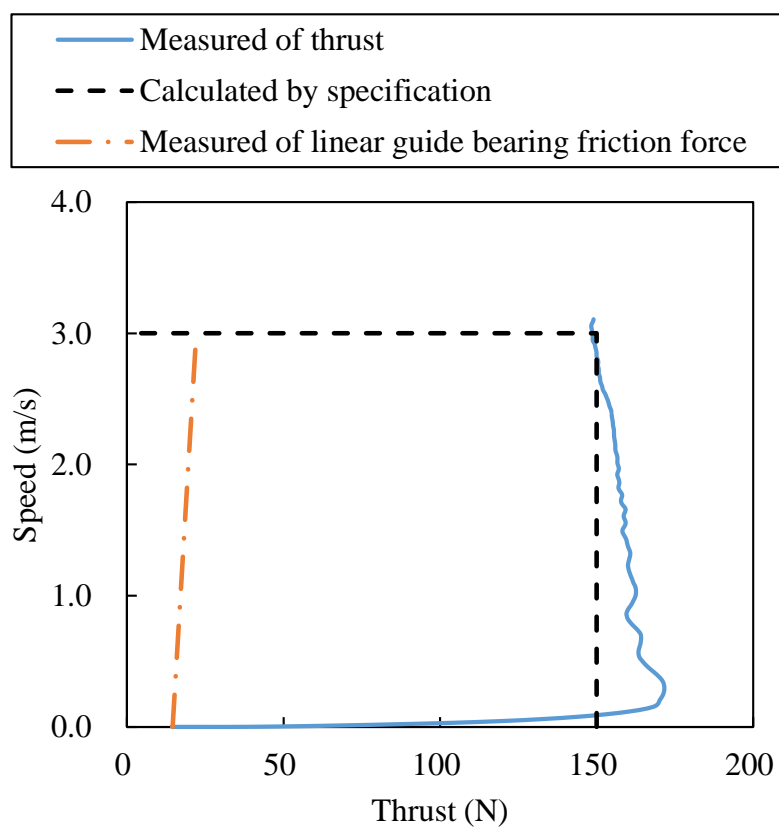


Fig. 3-15. Measured thrust characteristics.

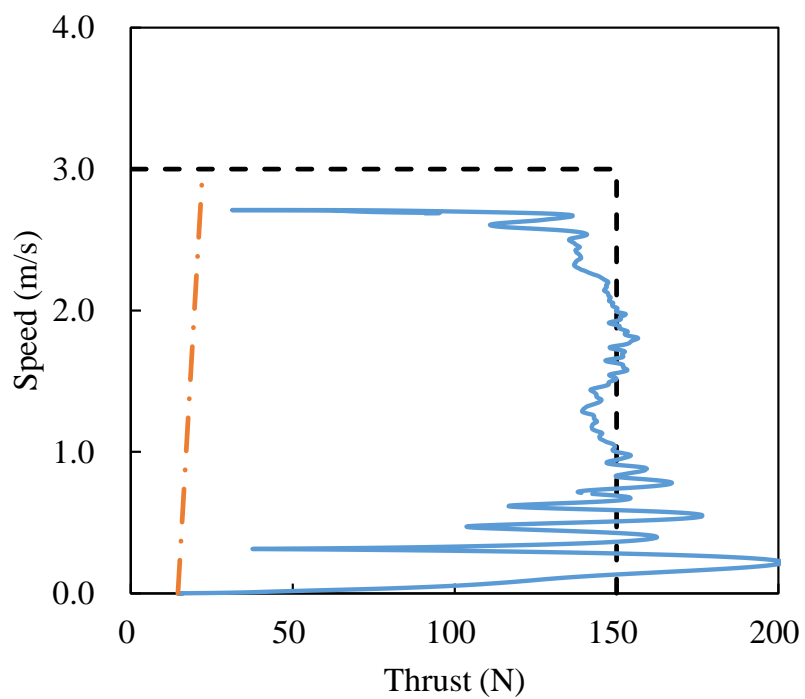
3.3.4 推力 - 速度特性

図 3-16 に推力 - 速度特性の評価結果を示す。測定および算出方法は“2.3.3 推力 - 速度特性”と同じである。図 3-16(a)に評価用リニアスケールを用いた通常制御，図 3-16(b)にセンサレス制御を，それぞれを適用した場合の評価結果を示す。

通常制御では，最高速度：3.0 m/s で最大推力：150 N の発生を確認できた。センサレス制御では，2.7 m/s において 130 N 付近まで発生を確認できた。3.0 m/s・150 N の発生が確認できなかったのは，電源電圧の飽和ではなく，位置誤差や推力誤差の増加によるセンサレス制御性の悪化の影響である。以下，センサレス制御時の電源電圧についてベクトル図を利用して確認にする。



(a) Control using Linear scale.



(b) Sensorless control.

Fig. 3-16. Measured thrust vs. speed characteristics.

図 3-17(a)に IPMSM のベクトル図[3-10]，図 3-17(b)に高周波重畳センサレスモータのベクトル図を示す。高周波重畳方式の場合，以下の点が IPMSM と異なる。

- ・重畳電流 i_d を正方向に印加
- ・重畳電圧 V_{inj} を d 軸電圧に印加

電源電圧ベクトル V_a から電源電圧 V_l は以下で算出される。

$$V_a = \sqrt{(V_d + V_{inj})^2 + V_q^2} \quad (3-4)$$

$$V_l = \sqrt{3} \cdot \sqrt{(Rai_d - \omega L_q i_q + V_{inj})^2 + (Rai_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_a)^2} \quad (3-5)$$

Ra : 巻線抵抗 [Ω],

i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分 [A]

L_d, L_q : d, q 軸のインダクタンス [H]

$$\omega = 2\pi f \quad (3-6)$$

f : 励磁周波数 [Hz]

$$\omega \psi_a = \sqrt{3} K_e v \quad (3-7)$$

Ke : 誘起電圧定数/相 [V/(m/s)], v : 移動速度 [m/s]

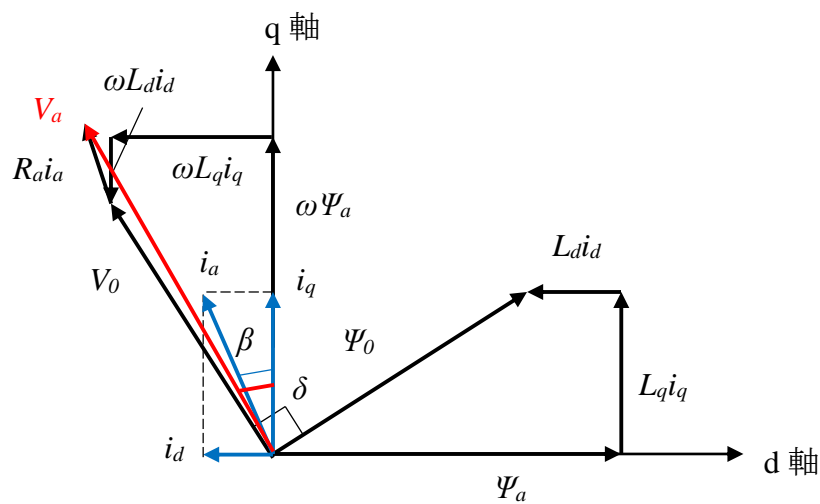
また，力率 $\cos \phi$ は以下で示される。

$$\cos \phi = \cos(\delta - \beta) \quad (3-8)$$

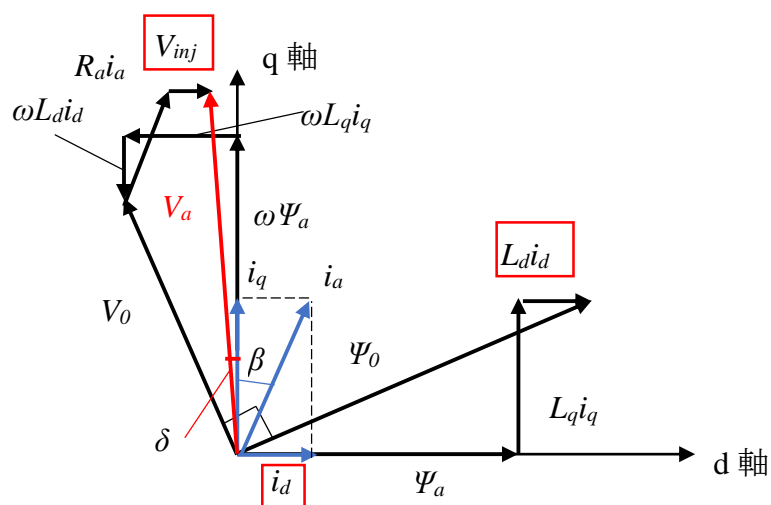
$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{I_d}{I_a} \right)$$

$$I_d = -I_a \sin \beta, I_q = I_a \cos \beta, I_a = \sqrt{3} I_e$$

センサレス制御では，インダクタスの大きさにも関係するが i_d を弱め界磁などによる負方向ではなく，正方向に印加するため，特に高負荷時の力率低下に影響する。



(a) IPMSM [3-10].



(b) Sensorless control using the high-frequency signal injection method.

Fig. 3-17. Vector diagram.

図 3-18 に重畳電圧 $V_{inj} = 80 \text{ V}$ での推力-速度特性の計算結果を示す。式(3-5)を用いて、各速度において電機子電源ベクトル V_a とその d, q 軸成分 V_d, V_q を算出して電源電圧を超えないことを確認する。計算結果より、電源電圧は仕様 200 V を超えることなく、最大速度 3 m/s において最大推力 150 N を発生可能となった。電源電圧 V_a は、低速時には重畳電圧により $V_d > V_q$ となる。高速時には誘起電圧成分により $V_d < V_q$ となる。

したがって、図 3-16(b)にセンサレス制御における最高速度： 3.0 m/s で最大推力： 150 N の発生が確認できなかったのは、電源電圧の飽和ではなく、位置誤差や推力誤差の増加によるセンサレス制御性の悪化の影響であり、制御性の向上には位置誤差や推力誤差の低減が考えられる。

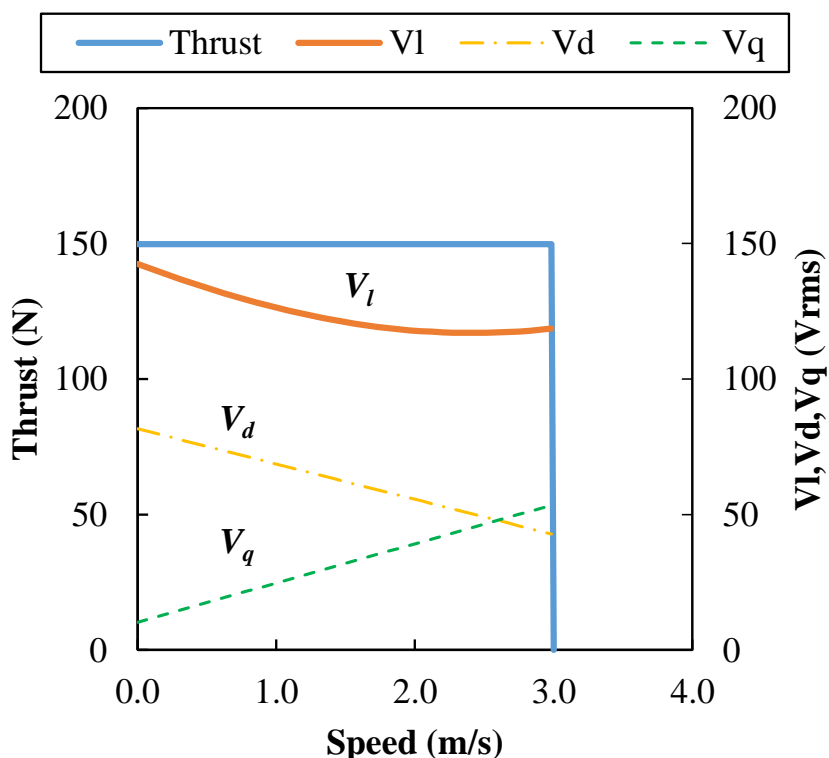


Fig. 3-18. Calculated thrust vs. speed characteristics.

3.3.5 コギング推力特性

図 3-19 にコギング推力の測定結果と FEM での解析結果を示す。コギング推力の測定結果は解析結果より大きくなったが、最大振幅 5.3 Np-p, 最大推力比 3.5% であり実用的な使用は可能である。図 3-9 に示した解析値と比較して、補助ティースの設置によりコギング力を低減できた。

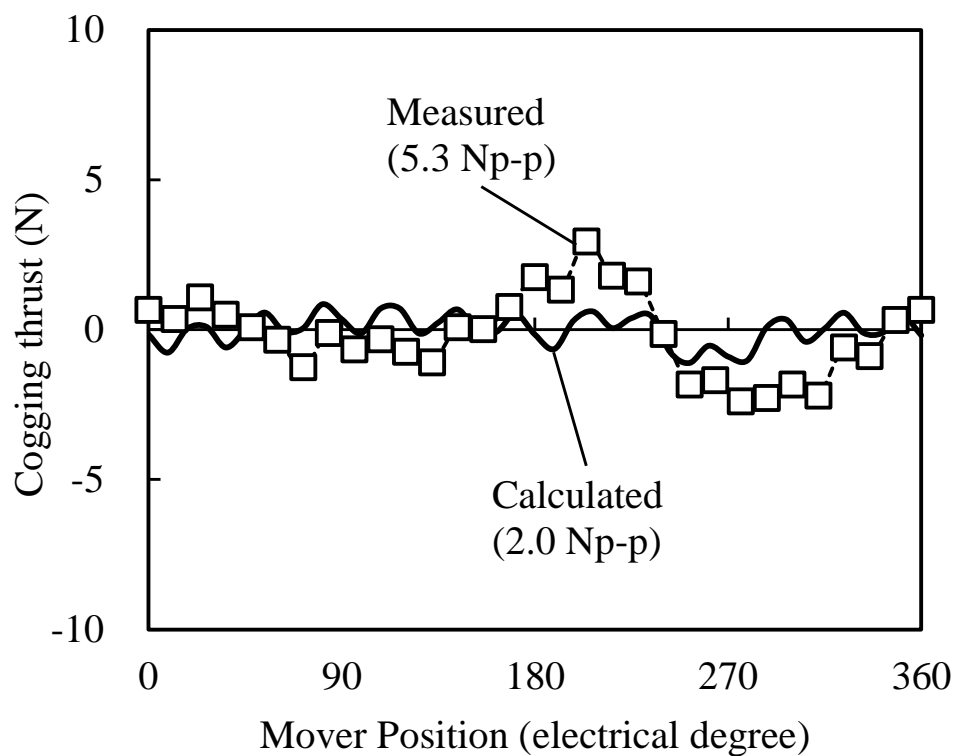


Fig. 3-19. Cogging thrust characteristics.

3.3.6 センサレス制御特性

図 3-20 にセンサレス制御による駆動を行うリニアスライダを示す。リニアスライダは、スライダテーブルを2本の直動軸受で支持しており、可動子はスライドテーブルの下に、固定子は直動軸受に沿ってベースに取り付けている。駆動ドライバはセンサレス制御用のソフトウェアを適用したサーボパック：SGD7（安川電機製）である。試験条件は重畳周波数およそ 10 kHz，重畳電圧 80 V，可動子とスライダテーブルを含む負荷は 5.7 kg である。

図 3-21 にセンサレス制御を使用した移動速度特性の測定結果を示す。図 3-18(a)は推定速度，図 3-18(b)は速度指令とリニアスケールによる測定速度を示す。ストロークは 1.3 m で，最高速度は 3.0 m/s である。

推定速度は少し振動があるものの，測定速度はほぼ速度指令と一致しており，センサレス制御による試作機の世界速度制御を実証した。推定速度の振動は式(3-2)に示した位相誤差や，図 3-14 に示した推力指令誤差だけでなく，PLL の高ゲイン設定にも原因がある。PLL 内のローパスフィルタを調整することで，推定速度の振動を減らせる可能性はある。

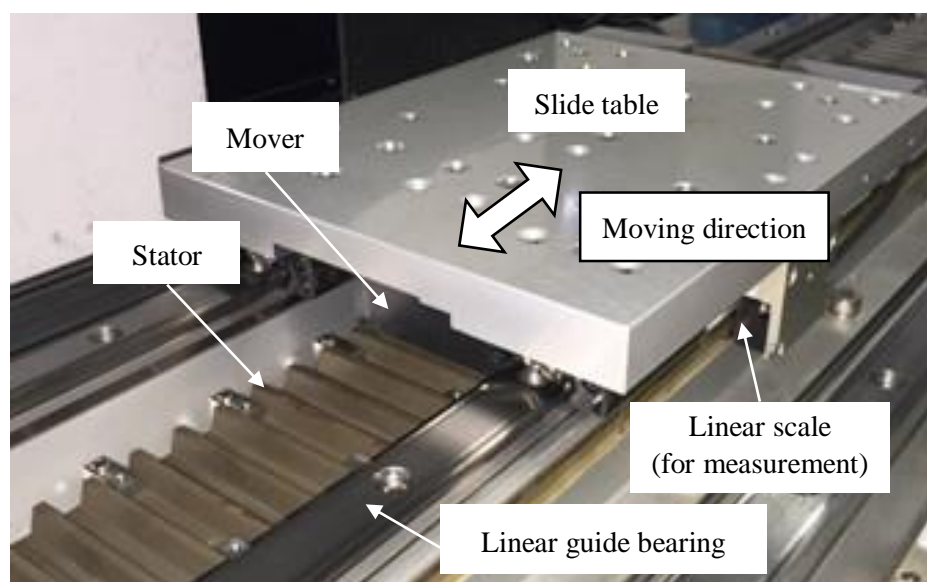
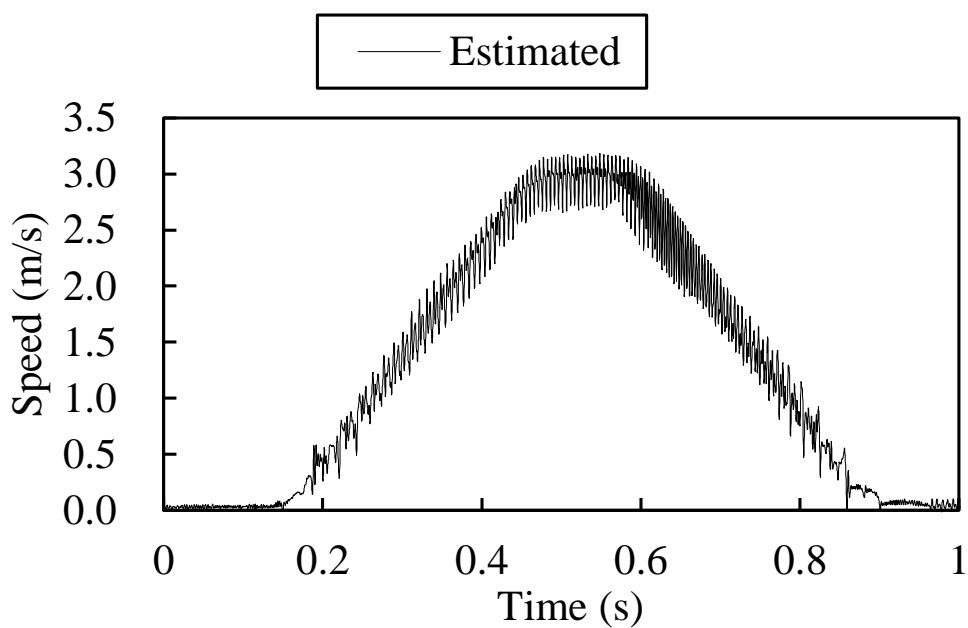
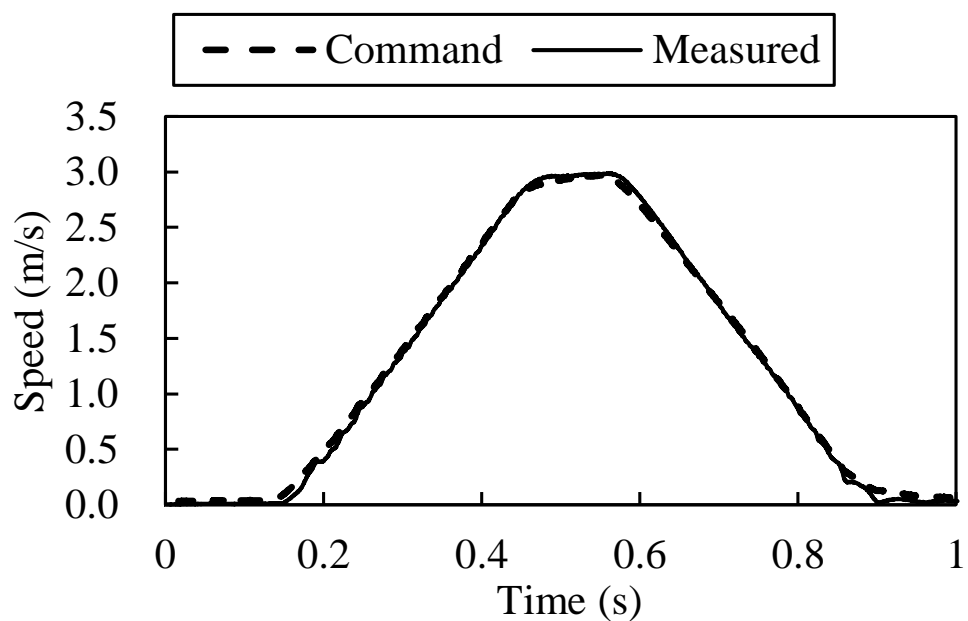


Fig. 3-20. Linear slider used for driving motion.



(a) Estimated speed.



(b) Speed command and measured speed.

Fig. 3-21. Moving speed characteristics achieved by sensorless control.

図 3-22 に速度応答の評価結果を示す。到達時間 t_{set} は、実際の速度が増えてはじめてから速度指令値の 95 % に到達するまでの時間間隔である。速度指令が 0 から 0.3 m/s に増加したときの到達時間 t_{set} はおよそ 19 ms であった。1 次成分の制御系が占めている場合の代表的な速度制御帯域幅 f_{typ} は次式で定義される [1-48]。

$$f_{typ} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{t_{set}/3} = \frac{3}{2\pi t_{set}} \quad (3-9)$$

定義式を使用して計算した結果、試作機はセンサレス制御によって速度制御帯域幅 f_{typ} 25 Hz の速度応答を実現できた。センサレス制御による、さらなる高応答サーボドライブの実現には、推力-速度特性の制御性の向上と同様に、位置誤差や推力誤差の低減が考えられる。

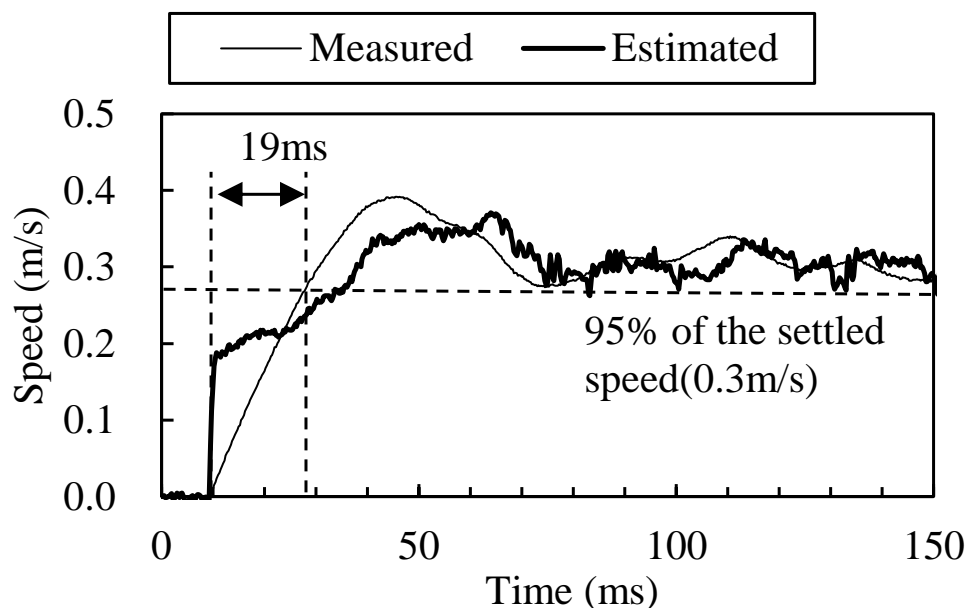


Fig. 3-22. Speed control dynamics characteristics.

3.4 まとめ

第3章では、センサレス制御を適用した固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータの構造と原理、設計検討と試作検証の結果を報告した。

高周波重畳方式のセンサレス制御に適した固定子磁石レスとしてフラックススイッチングの新構造を提案した。磁界解析を使用して高突極比できる切り欠きとコギング推力を低減する補助ティースを設計した。さらに、試作機によりインダクタンス、突極比、推力、推力-速度特性、コギング推力、センサレス制御駆動の各特性を検証して、センサ機能内蔵リニア同期モータの駆動を実証した。

図 3-23 に類似解析モデルにて、電機子コアに切り欠きがある場合とない場合の推力特性の解析結果を示す。切り欠きにより磁気飽和が発生し、その影響で推力定数および最大推力が低下している。今回は、インダクタンスを抑えるためのコイルの巻線ターン数の抑制、高突極比とする切り欠きなどのセンサレス制御のためのモータ設計を行っており、高推力密度の設計とは異なる。推力特性は低下したが、センサレス制御を適用したセンサ機能内蔵リニア同期モータにより、位置検出センサを省くことができ、省配線とリニアドライブシステムの簡素化が実現できる。

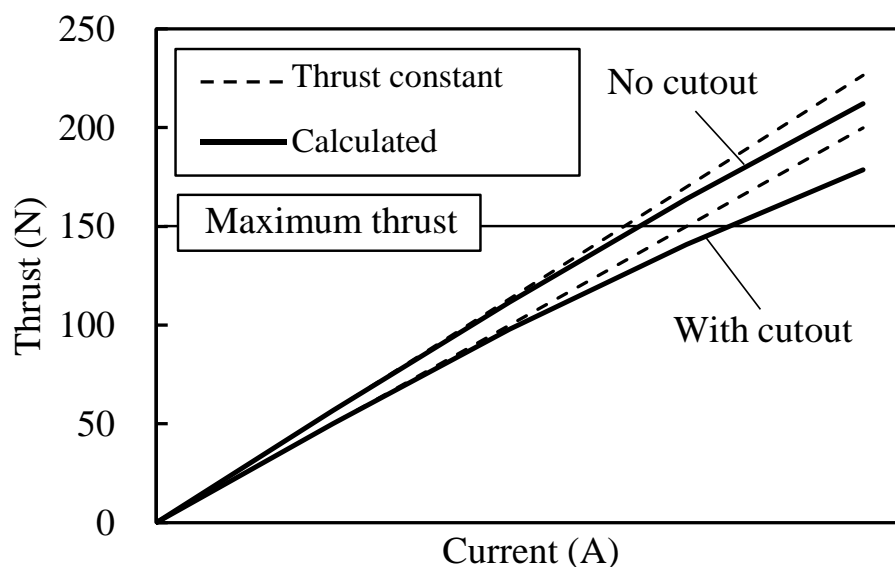


Fig. 3-23. Calculated thrust characteristics.

第4章

直曲動リニア同期モータの設計法

第4章では、前記固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータの搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」への搭載を目指して、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータの基本構造と設計法を示し、設計検討および試作検証を行う。曲線軌道部での推力減少と曲率の相関を考慮した設計法を検討する[4-1]。

はじめに、前章の固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータを適用例として、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータ（Linear and Curvilinear Synchronous Motor）：LCSMの特長と基本構造を示す。そして、曲線軌道部での推力減少と曲率の相関を考慮した設計法を検討し、磁界解析および試作機により推力減少を検証する。また、適用事例として固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータを搭載した、次世代搬送装置のコンセプトモデル「マルチキャリアモジュール」を紹介する[4-2][4-3]。

4.1 LCSMの特長と構造

4.1.1 特長

製造業の分野では多品種少量生産がいろいろな顧客ニーズを満たすために必要であることがしばしば述べられており、生産性の向上が期待される多様なレイアウト軌道も提案されてきた。たとえば、ロボットまたは労働者の能力を最大限に発揮するためのセル生産方式のU字製造ラインがある。さらには、搬送物（可動子）の戻り・休止などの無駄時間の短縮できる循環方式のトラック状製造ラインがある[1-28]。

図4-1に2種類の循環方式の製造ラインのレイアウトを示す。リニアモータ可動子を含むキャリアがリニアモータ固定子を含むモジュールの上を駆動して、キャリア上

の部品などを搬送する。直線軌道のリニアモータ固定子を含む直線モジュールのみで構成した場合、循環ラインは四角形となる。方向転換の際に付加アクチュエータが必要になり、キャリアはアクチュエータ往復動作の待ち時間が発生する。対して、曲線軌道のリニアモータ固定子を含む曲線モジュールも利用した場合、循環ラインはトラック形状が可能になる。シームレスな駆動により常時方向転換でき、方向転換時の待ち時間を短縮できる。

したがって、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータ：Linear and Curvilinear Synchronous Motor (LCSM) [4-4]を利用することで、待ち時間の短縮できる循環方式のトラック状製造ラインが可能となる。

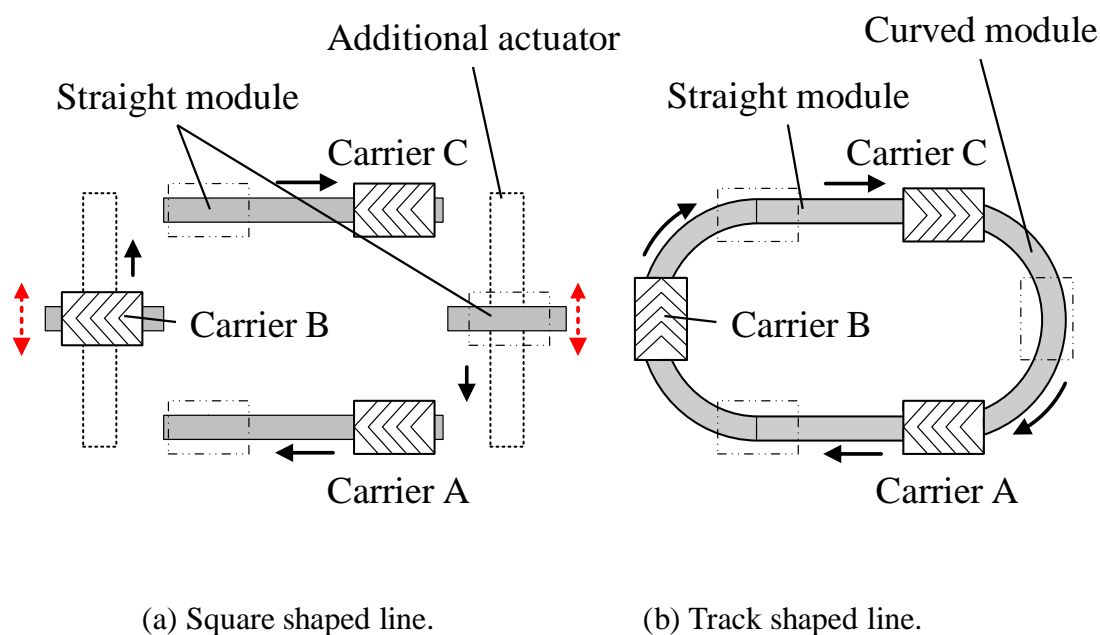


Fig. 4-1. Production line layout of circular conveying system.

4.1.2 基本構造

図4-2にLCSMの基本構造を示す。第3章の固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニアモータを適用例としており、可動子コイル(MC)型のリニアモータで直線部と曲線部の固定子がある構成である。可動子の中心が、固定子のうち直線部では中心線上かつ、曲線部では中心円弧上を通過する。固定子ティースは直線部ではピッチ λ_p で等間隔に配置される。特に曲線部ではLCSMの中心線上においてピッチ λ_c で等間隔に配置される。直線部と曲線部のピッチが異なると、可動子が直線軌道から円弧軌道に入った直後に駆動制御が困難となる。直線軌道と円弧軌道をシームレスにサーボドライブするには、可動子の移動量と位置センサ読み取りの移動量を同じにすること、直線部と曲線部の磁極ピッチを同じにすることが条件となる[4-4]。センサレス制御を適用する場合は、後者のみが条件となる。

したがって、曲線部のモータピッチがほぼ同じになるように固定子の歯数(ピッチ角)、曲率を設定する。誘起電圧の位相が電気角360度となる可動子の移動量を固定子ピッチ λ_p と定義する。永久磁石型の場合は固定子の同極間のピッチ、そして、インダクタ型の場合はティース間のピッチとなり、次のように表される。

$$\lambda_p = \lambda_s \approx \lambda_c = \frac{2\pi R}{N_c} \quad (4-1)$$

ここで、 N_c は曲線360°分のティース数、 R は曲率半径を示す。 λ_c を λ_s に完全に一致させることは直線と円周状の曲線には形状の違いがあるため困難である。したがって、 λ_c を λ_s にほぼ一致させる R と N_c を設定することが望ましい。

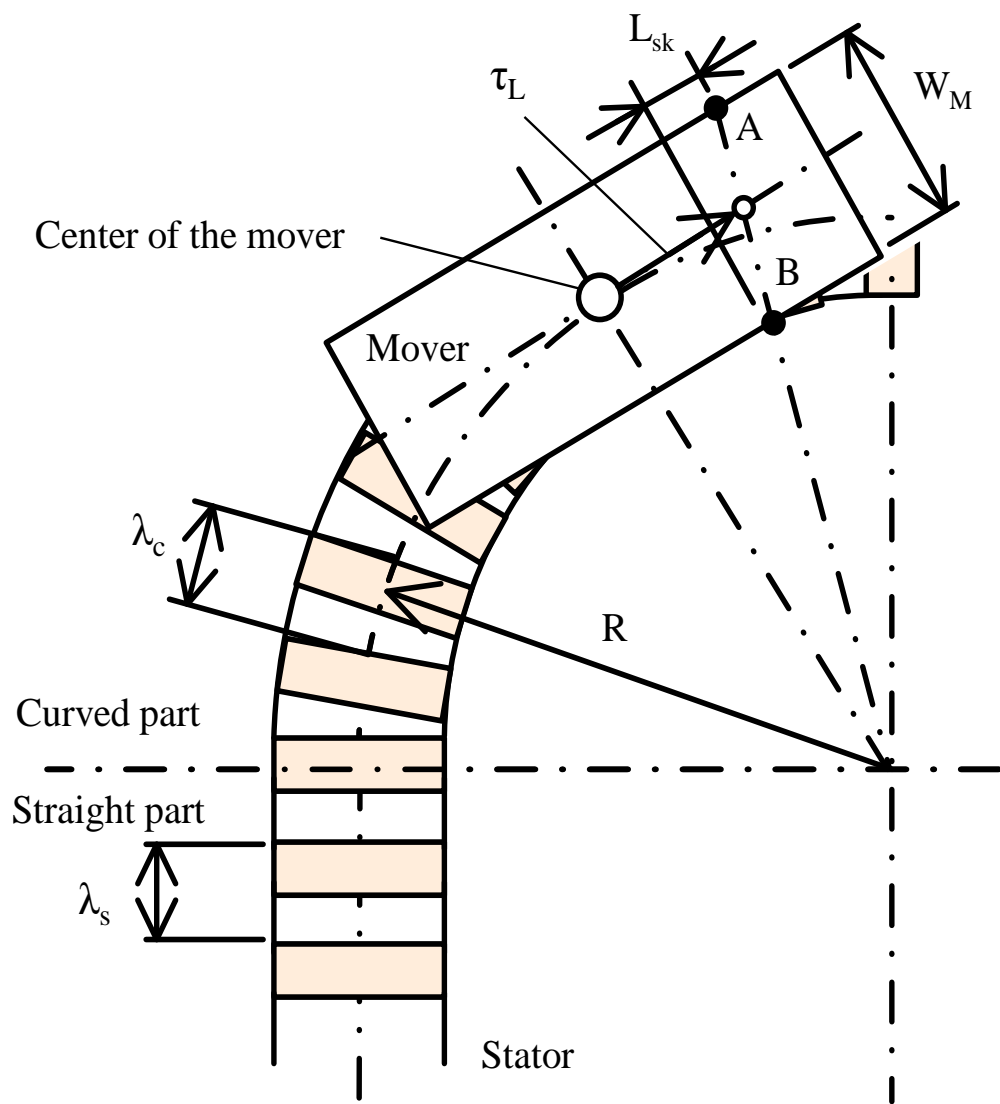


Fig. 4-2. Basic Structure of LCSM

4.2 設計検討

4.2.1 曲線部の推力特性比率

シームレスに駆動するために直線部と曲線部で同じ制御を適用するとして、直線軌道で使用するリニアサーボモータの可動子をそのまま円弧軌道でも使用することとする。直線軌道と円弧軌道で同じ可動子形状の場合、可動子端が円弧軌道から外れ、推力特性の低下が懸念される。直線部に対する曲線部の誘起電圧定数の比率を推力特性比率として曲線部での推力低下の関係を検討する。

固定子のピッチは可動子中心からの距離 T_L のティースに対して図 4-2 の直線 AB のように傾いている。つまりコギングトルクやトルクリップルを抑えるためのスキューと同じく、スキュー角に応じて磁束密度および推力が低下する。曲率半径 R が大きいほど曲線部が直線形状に近づくため、スキュー角は小さくなり、推力低下は抑えられる。しかし、 R が大きいと LCSM の曲線部の円弧軌道が外側に広がり、製造現場に適応した生産ラインを構築できにくくなる。したがって、曲線部の曲率半径 R と推力低下の最適化をスキューの設計に用いるスキュー係数によって検討する。

スキュー係数は、1次調波成分のみ考慮とした場合、起磁力の割合の関係から次の式で示される[4-5]。

$$K_{sk} = \frac{\sin(\theta_{sk}/2)}{\theta_{sk}/2} \quad (4-2)$$

ここで、 θ_{sk} はスキュー角であり、固定子ティースに対するスキュー角による可動子の傾き量（スキュー長さ） L_{sk} によって以下となる。

$$\theta_{sk} = \frac{L_{sk}}{\lambda_p} \times 2\pi [\text{rad}] \quad (4-3)$$

L_{sk} は R , τ_L と、可動子幅 W_M から以下のようなになる。

$$L_{sk} = \frac{\tau_L W_M}{R} [\text{mm}] \quad (4-4)$$

式が示すように、 L_{sk} は τ_L が大きい可動子端になるほど大きくなり、スキュー係数が低下する。したがって、各相の可動子ティースのスキュー係数を平均することで推力特性比率を算出する。

4.2.2 スキュー係数による計算結果

図 4-3 に各曲率半径のスキュー係数 K_{sk} の計算結果を示す。図中の UVW は可動子ティースの各相を示す。

τ_L が大きいとき、または R が大きいときにスキュー角 θ_{sk} が大きくなり、スキュー係数が減少する。スキュー角が電気角 180° 以上になると起磁力の位相が反転するため駆動制御に悪影響が懸念される。したがって、可動子端のティースのスキュー角が電気角 180° 以下となる $R = 500 \text{ mm}$ 以上が最適な曲率半径である。直線部の固定子長との関係を考えて λ_c を λ_s にほぼ一致させる R と N_c を設定した。結果的に、 $R = 540 \text{ mm}$ 、曲線 90° 分の固定子ティース数を 57 歯、すなわち $N_c = 228$ と設定したとき、スキュー係数の平均値は 0.87、 $\lambda_c = 14.88 \text{ mm}$ で $\lambda_c = 15 \text{ mm}$ に対してピッチ誤差は 0.8% とわずかである。

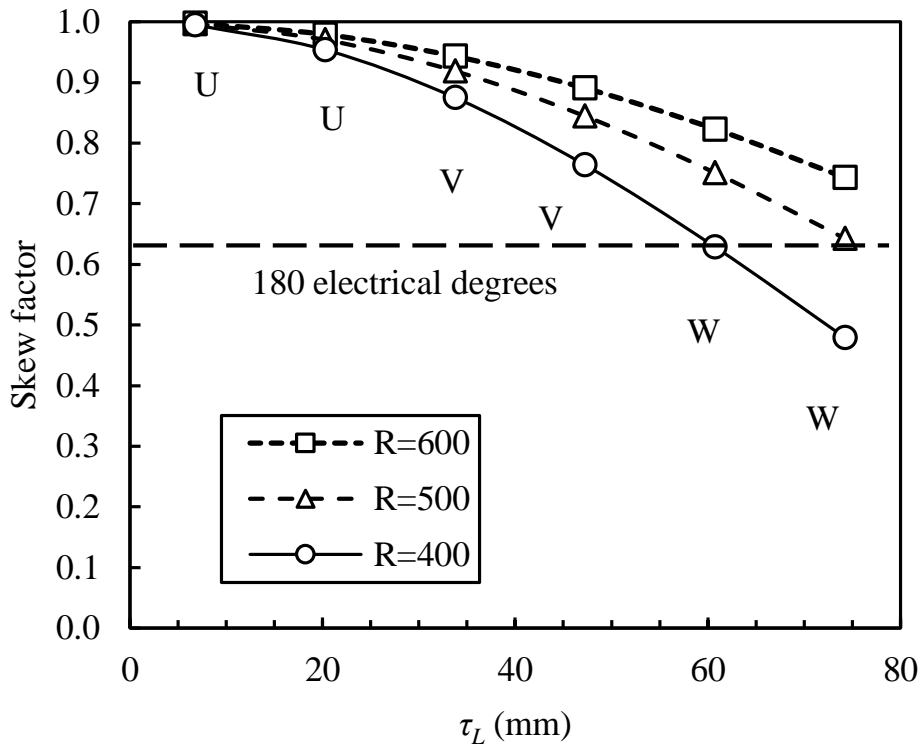


Fig. 4-3. Calculation of skew factor at each Radius of the curved part.

4.3 解析による検証結果

4.3.1 解析モデル

図4-4に曲線部の3次元磁界解析モデルを示す。曲率半径 R と固定子ティース数 N_c は前節で設定したものである。直線固定子のモデルは同一形状の可動子で固定子形状と動作方向が直線となる。直線部と曲線部の推力特性の比較するため、1ピッチ λ_p 移動したときの誘起電圧をそれぞれの固定子で計算した。

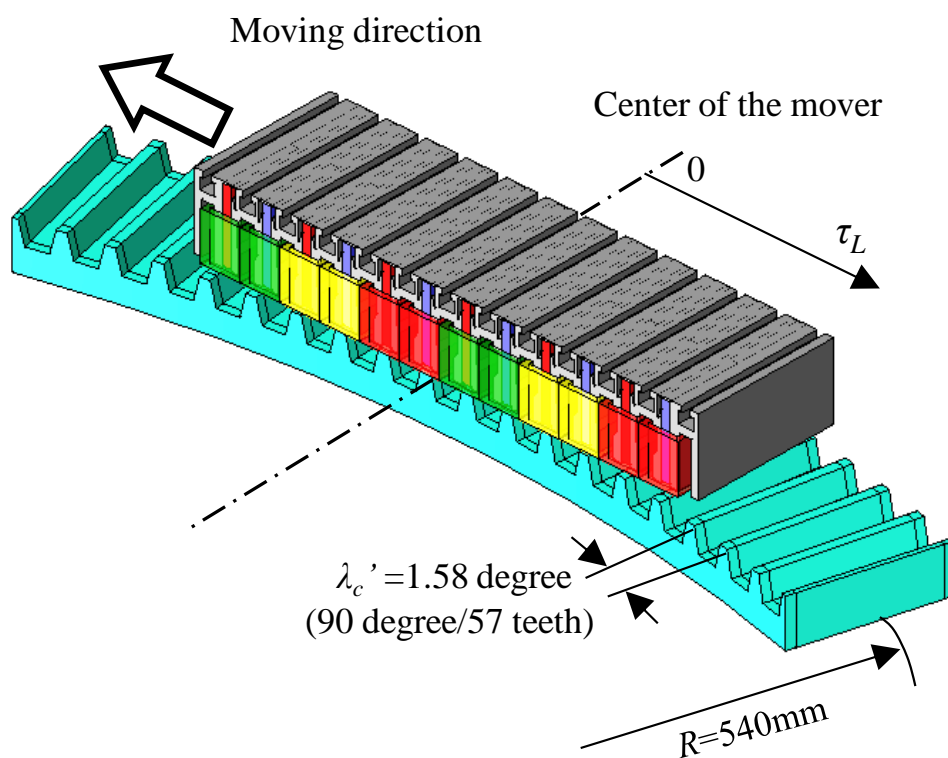


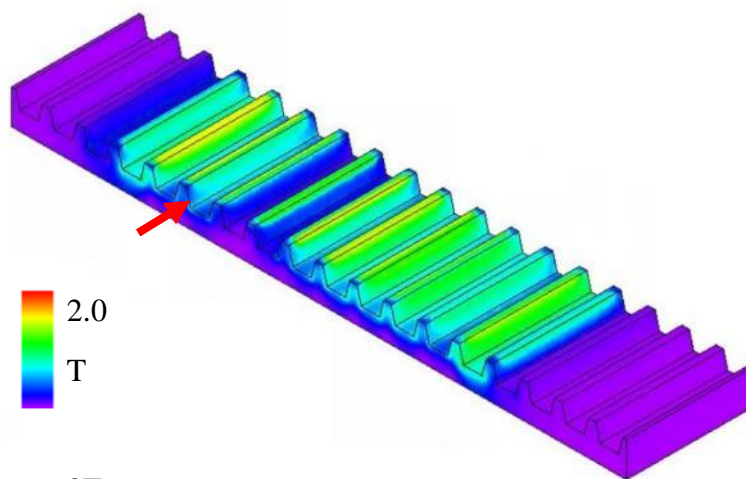
Fig. 4-4. 3D-analysis model in the curved part.

4.3.2 推力特性の解析結果

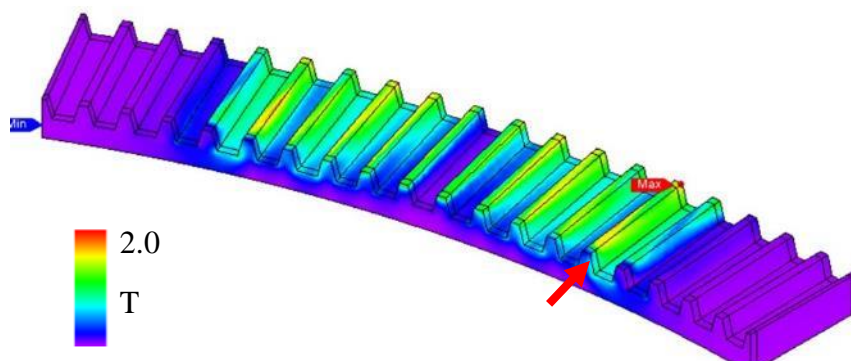
図 4-5 に無負荷時の磁束密度分布の 3D 解析結果を示す。図 4-5(a)と図 4-5(b)はそれぞれ直線部と曲線部の磁束密度分布図を示し、図 4-5(c)は前述の図で示した矢印位置での位置-磁束密度特性を示す。可動子幅はいずれも同じ 50 mm である。

直線部では 0 mm と 50 mm つまり固定子端部で漏れ磁束によって磁束密度が減少しているが、ほぼ一定である。一方、曲線部の磁束密度は 0 mm 付近と 40 mm 付近の 2つのポイントで減少している。0 mm 付近での減少は、曲線形状によって可動子が対向していないのが原因である。40 mm 付近での減少は、ステータティースに対する可動子の傾きが原因である。したがって、曲線部での磁束密度の合計は直線部より小さくなる。

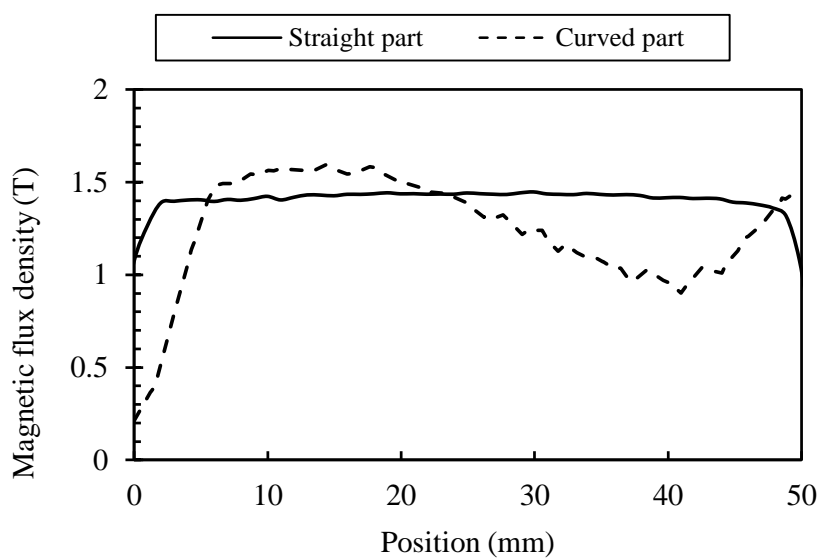
図 4-6 に直線部と曲線部の誘起電圧の計算結果を示す。図中の UVW は各相の波形を示す。どちらの固定子でも U相と W相は端効果の影響により誘起電圧が低下している。3相平均の誘起電圧定数は直線部で 13.5 V/(m/s)、と曲線部で 11.9 V/(m/s)となり、曲線部での推力特性比率は 88 %である。これは、スキュー係数の平均値は 0.87 とほぼ一致する。



(a) The stator in the straight part.

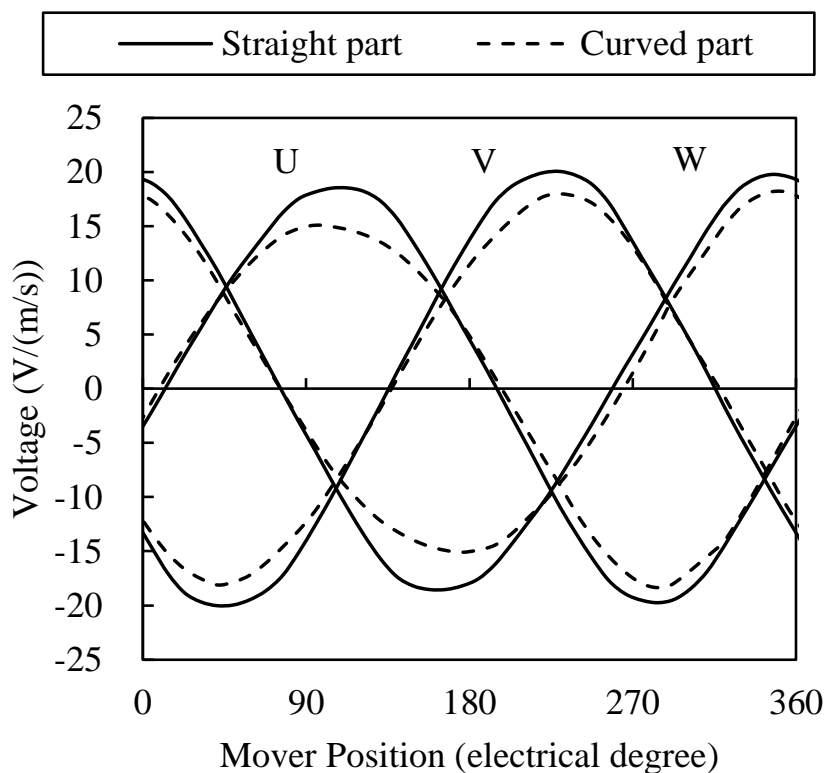


(b) The stator in the curved part.

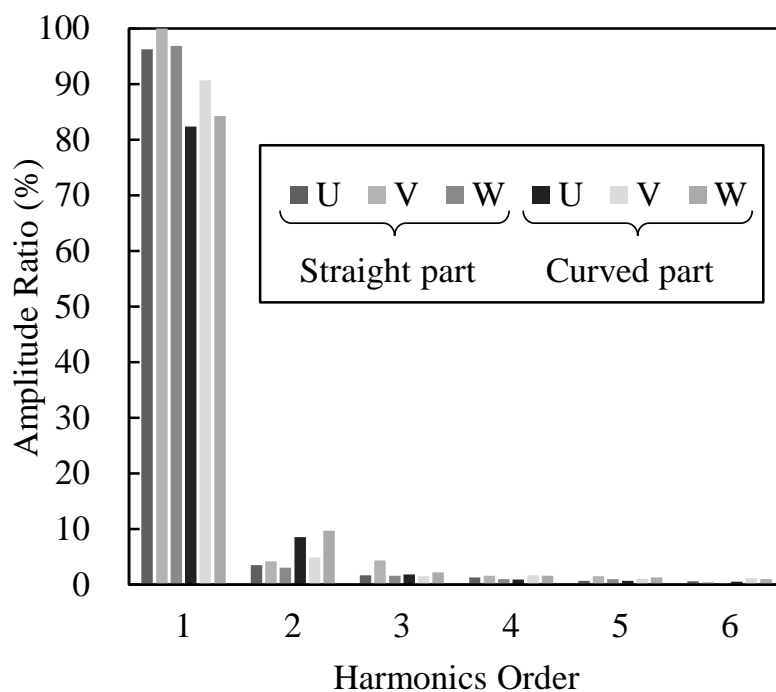


(c) Characteristics of the magnetic flux density.

Fig. 4-5. Analysis of magnetic flux density distribution.



(a) Back-EMF waveform.



(b) Amplitude ratio in the overall waveform.

Fig. 4-6. Analysis of back-EMF characteristics.

4.4 試作による検証結果

4.4.1 試作機

図 4-7 に LCSM の例として検討した FSLM の試作機を示す。可動子において、永久磁石は電機子コア内部に挿入されている。可動子は機械的、電氣的な信頼性の向上のため、樹脂モールドされる。固定子は電磁鋼板のみ、すなわちインダクタのみで構成される。可動子と固定子との間の機械的ギャップは直線部、曲線部ともに 0.8 mm である。

図 4-8 に直線部と曲線部の固定子の試作機を示す。固定子は曲線部も直線部と同様に電磁鋼板のみで構成しており、ワイヤカットで加工されている。特に曲線部では、ワイヤ角度を調整して斜めの状態のワイヤで加工している。その結果、固定子ティースは、中心線上において等間隔に配置される。なお、解析モデルとはティースの配置は同じだが、半径（積層）方向の形状が異なり直線となる。

4.4.2 推力特性比率の測定結果

図 4-9 に試作機の直線部と曲線部の誘起電圧の測定結果を示す。図中の UVW は各相の波形を示す。図 4-9(a)の波形は約 0.4 m/s の手動での速度の測定結果より正規化している。

曲線部では推力低下が発生するが、どちらの誘起電圧波形もほぼ正弦波形状となる。3相平均の誘起電圧定数は直線部で 12.6 V/(m/s)、と曲線部で 10.9 V/(m/s)となり、曲線部での推力特性比率は 87 % である。これは、スキュー係数の平均値は 0.87 とほぼ一致する。また、直線部・曲線部の解析結果との比率はそれぞれ 93 % / 92 % である。



(a) Mover (before molding)



(b) Stator (painted)

Fig. 4-7. FSLM prototype as an example of LCSM.

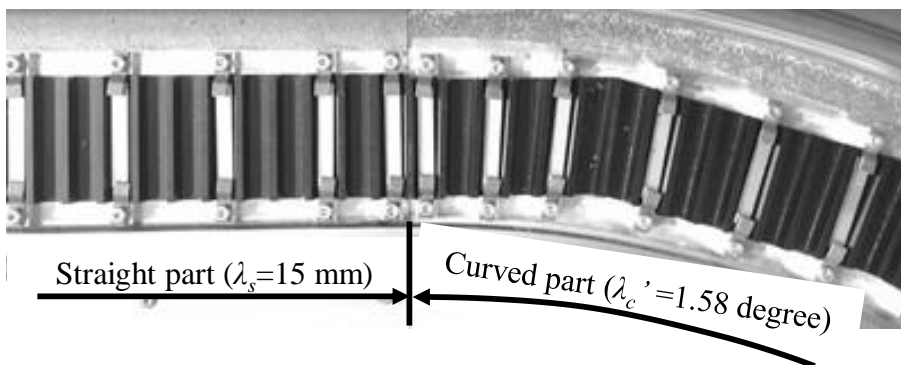
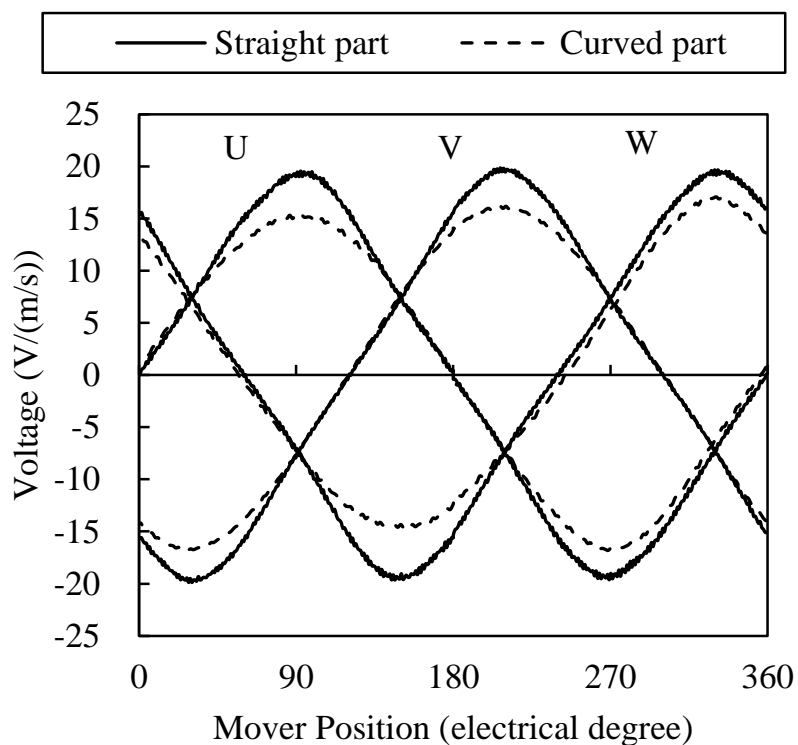
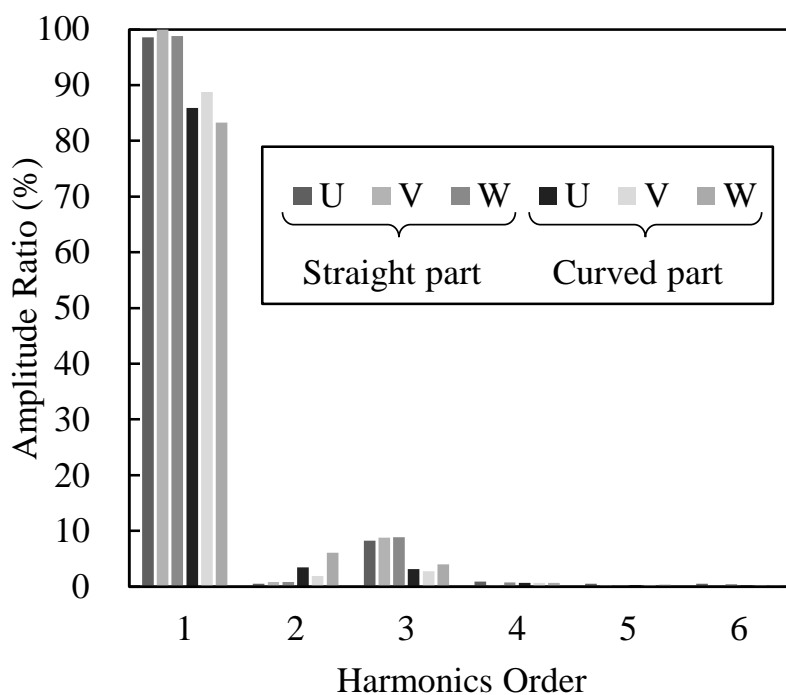


Fig. 4-8. Prototype stator in the straight part and the curved part.



(a) Back-EMF waveform.



(b) Amplitude ratio in the overall waveform.

Fig. 4-9. Measured back-EMF characteristics.

4.4.3 適用事例

LCSM の適用事例とした，**図 4-10** に次世代の搬送位置決め装置であるマルチキャリアモジュール（Multi Carrier Module）：MCM を示す[4-2][4-3]。搬送物を運搬する複数のキャリアの独立制御により，変種変量生産に対応する高速・高精度搬送とタクト最適化を実現する。直線モジュール，曲線モジュール，分岐合流モジュールの各標準モジュールの組み合わせによりフレキシブルな生産ラインを構築する。前述した LCSM はマルチキャリアモジュールに適用して，シームレスな駆動を実証した。

表 4-1 に試作機の仕様を示す。最大速度は 3 m/s で従来のコンベアシステムよりも高速である。

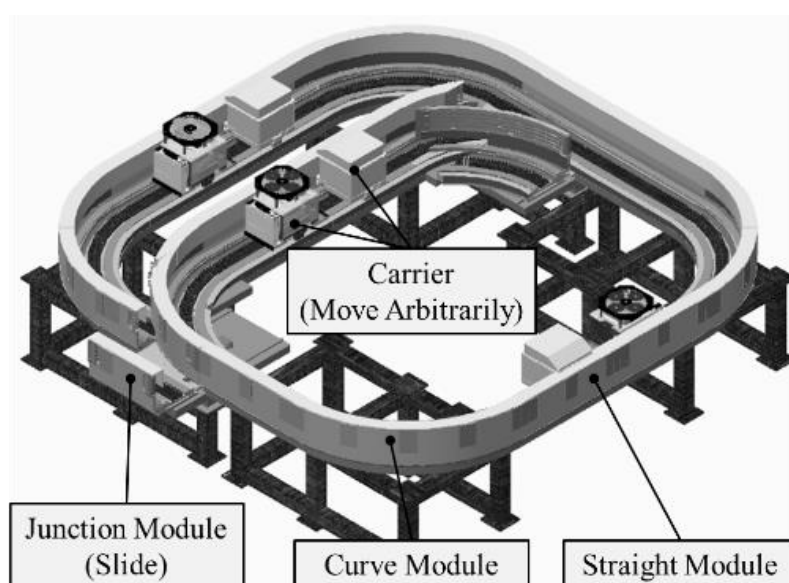


Fig. 4-10. Multi Carrier Module: MCM as an Application Example.

Table 4-1. Specifications.

Item	Value	Unit
Maximum speed (Straight)	3.0	m/s
Maximum weight capacity	5.0	kg
Maximum thrust	150	N
Positioning accuracy	±0.1	mm

4.5 まとめ

第4章では、前記固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータの搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」への搭載を目指して、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータ：LCSMの基本構造と設計法，設計検討と試作検証の結果を報告した。

前章の固定子磁石レスのFSLMをLCSMの例として、直線部と曲線部をシームレスに駆動するために、それぞれのモータピッチがほぼ同じとなる、かつ、可動子端のスキュー角が180度以下となる、曲率半径 R とティース数 N_c を設定した。その結果、磁界解析および試作検証での曲線部の推力特性比率は、スキュー係数による検討結果（曲線部／直線部=0.87）とほぼ一致することを確認した。また、適用事例とした「マルチキャリアモジュール」ではLCSMのシームレスな駆動を実証した。

第5章

自己始動形リニア同期モータの設計検討

第5章では、始動時は誘導機（LIM）として動作し同期速度では同期機（LSM）として動作する自己始動形リニア同期モータ（Line-Start Linear Synchronous Motor）：LSLSM の構造と原理を示し、磁界解析による設計検討を行う。回転形での試作検証を行い、産業用リニア同期モータのモータ仕様を検討する[5-1]-[5-4]。

はじめに、自己始動形モータの特長と原理を示し、以前に設計検証を行った回転形[5-5]-[5-7]での試作機による始動・効率・損失特性を検証する。そして、大容量の都市交通システム用LSLSMを参考に、産業用リニア同期モータと同等仕様となる入力電圧（200V級）・モータ外形・同期速度・推力を検討する。さらに、二次側の磁束の集中のため、鉄・永久磁石を挿入したモデルのすべりー推力特性および効率を磁界解析により比較検討する。

5.1 LSLSMの特長と原理

5.1.1 特長

リニアモータの中でもリニア誘導モータ（Linear Induction Motor：LIM）は、構造が簡単でメンテナンスフリーで、推力を得やすく、位置検出の必要がなく、また故障が少なく維持管理も簡単なものとして用いられている。しかしながら、回転形モータに比べてギャップが広いため力率・効率が悪く、端部において磁束分布に不均一を生じ、高速になるほど推力特性が悪化するなどが問題点としてあげられる。また、リニア同期モータ（Linear Synchronous Motor：LSM）と比べると、高速領域では効率が悪くなる。

一方、LSMはLIMに比べると高効率な動作が可能であり、永久磁石材料の進歩などにより永久磁石形LSMが多く用いられている。しかし、始動や速度制御のために

はインバータなどによる制御や位置検出が必要という特徴がある。

自己始動形リニア同期モータ：LSLSM は、LIM の二次側リアクションプレートの間に永久磁石を間欠配置することで、始動時は誘導機として動作し、同期速度では同期機として動作することができる。始動時には誘導機として動作するためインバータを用いず3相交流（ライン）電源のみで始動することができる。始動や制御に位置検出センサが不要であり、同期速度では永久磁石形の同期機として高効率に動作できる利点がある。

5.1.2 動作原理

LSLSM は、LIM と LSM を一体化させたモータである。動作原理においても LIM と LSM の両方の動作を持つ。

LIM は「回転形誘導モータの固定子と、回転子を中心軸まわりで切り開いて直線状に引き伸ばした直線運動をするモータ」である。その動作原理や特性も基本的に回転形誘導モータと同じである。一次側の多相巻線に多相交流電流を流すことで進行磁界を形成し、その一次側に対向する二次導体に誘導電流が誘起される。そして、この二次電流と磁界との作用により推力が発生し、進行磁界速度、すなわち同期速度よりも滑り(Slip)の分だけ遅れて二次側が並進運動をする。リアクションプレート形の二次導体を用いた場合、二次導体が大きくなるので、一次電圧を一定にした滑り - 推力特性を描くと、**図 5-1** のような垂下特性がみられる。これは LIM が始動推力の大きな領域であり、特に細かく脱調を防止するための制御を行わなくても、簡単な多相交流電源を用意すれば簡単に駆動できることを意味する。

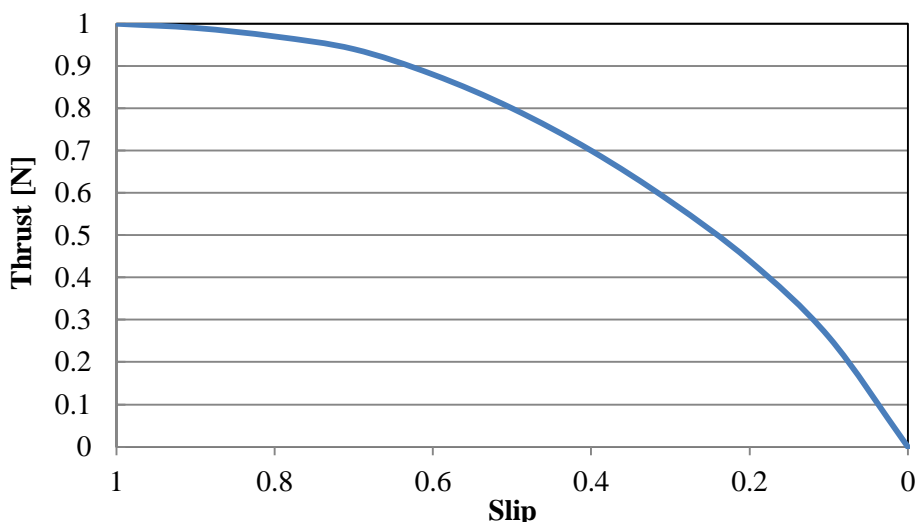


Fig. 5-1. Slip-Thrust characteristics (with reaction plate, constant input voltage).

LSM は、回転形同期電動機を半径方向に切って直線上に引き伸ばしたような構造で、「N 極、S 極の界磁極をもつ界磁」と「電機子鉄心に三相巻線を施し三相交流電流を与えることによって移動磁界を作る電機子」が直線状に対向して構成される。LSM は、この界磁と電機子の相互作用により、界磁極または電機子のある可動子が移動磁界の速度と同じ速度、すなわち同期速度で移動するモータである。

LSLSM は誘導機と同期機の 2 つの特性を併せ持つため、始動時と同期速度時で特性が大きく異なる。始動時（すべり $s < 1$ ）は、誘導機として動作するので、LIM と同様である。誘導機としての推力で同期速度まで移動速度を上げていく。なお、その際にアルミニウムプレート内に永久磁石を配置していることから永久磁石の影響を受けてしまい、誘導機における特性が LIM に比べて悪くなると考えられる。同期速度（すべり $s=0$ ）付近の速度に近づいたとき、永久磁石の磁力により同期速度まで引き上げ、同期機として動作する。ここでは LSM の動作と同様である。同期速度時には誘導機による推力はなく、同期機としての推力のみで動作する。

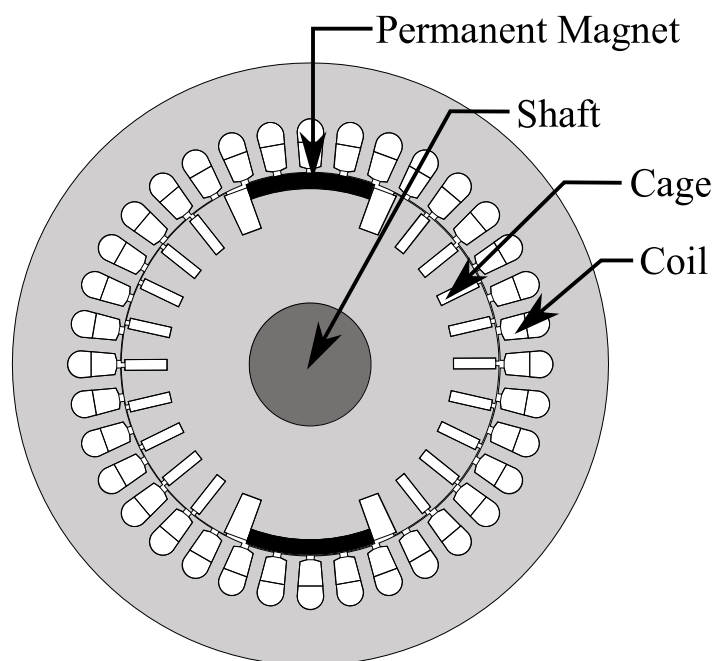
5.2 回転形試作機による特性評価

5.2.1 試作機

表 5-1 に試作機的设计定数, 図 5-2(a), 図 5-2(b)に試作機の断面図と外観を示す。固定子巻線は分布短節巻を施している。永久磁石の両端にある導体バーは漏れ磁束を防ぐために他の導体バーに比べて大きくなっており, 図 5-2(a)に示している2つの永久磁石の磁極を外側にN極となるように配置することにより, 等価的に4極を構成している。その結果, 永久磁石を4つ使用する場合より多くのかご形導体を設けることができる。また, 回転子には深溝かご形導体を埋め込んでいる。

Table 5-1. Design parameters

Item	Value (unit)
Output power	2.2 kW
Number of poles	4
Frequency	60 Hz
Rated speed	1800 min ⁻¹
Stator diameter	157 mm
Rotor diameter	99.4 mm
Shaft diameter	32 mm
Motor length	90 mm
Air gap	0.3 mm
Number of slots/phase/pole	3
Number of slots(Stator)	36
Number of slots(Rotor)	28
Coil pitch	8/9
Connection	Y
Magnet angle	40 deg
Height of magnet	4 mm
Winding resistance	0.65 Ω



(a) Cross section.



(b) Prototype.

Fig. 5-2. Prototype of Test machine.

5.2.2 誘起電圧特性

図 5-3 に回転速度に対する無負荷誘導起電力の実効値を示している。回転速度に比例して無負荷誘導起電力が増加しており、無負荷誘導起電力定数は 58 mV/min である。また、同期速度において無負荷誘導起電力は 105.1 V である。

図 5-4 に同期速度での無負荷誘導起電力波形を示しており、そのときの高調波分布を図 5-5 に示している。基本波に対して第 6 高調波は 2.18% であり、第 7 高調波は 0.87% となっており、基本波に対して高調波が小さいことがわかる。

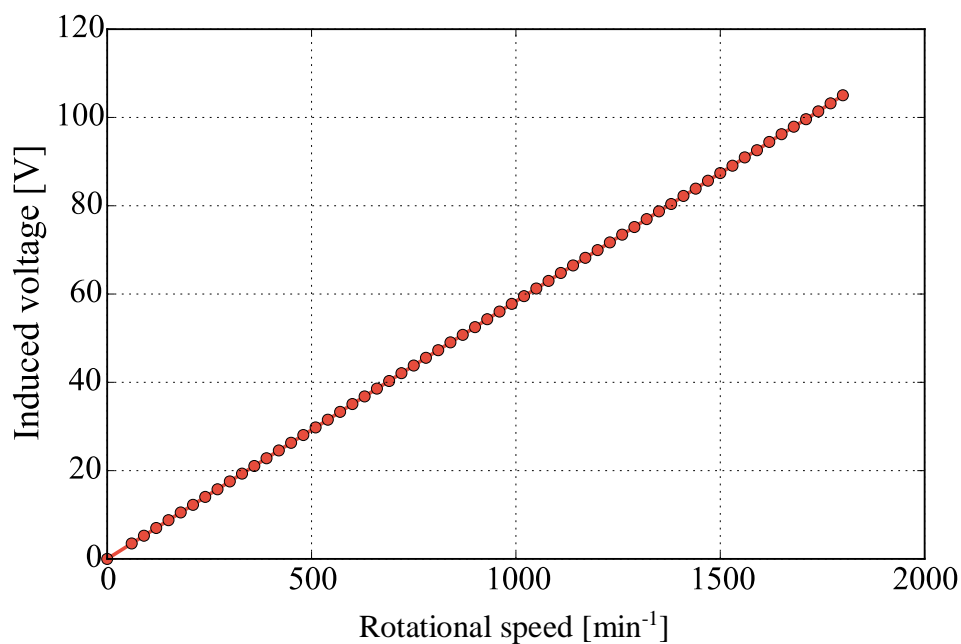


Fig. 5-3. No-load EMF for rotational speed.

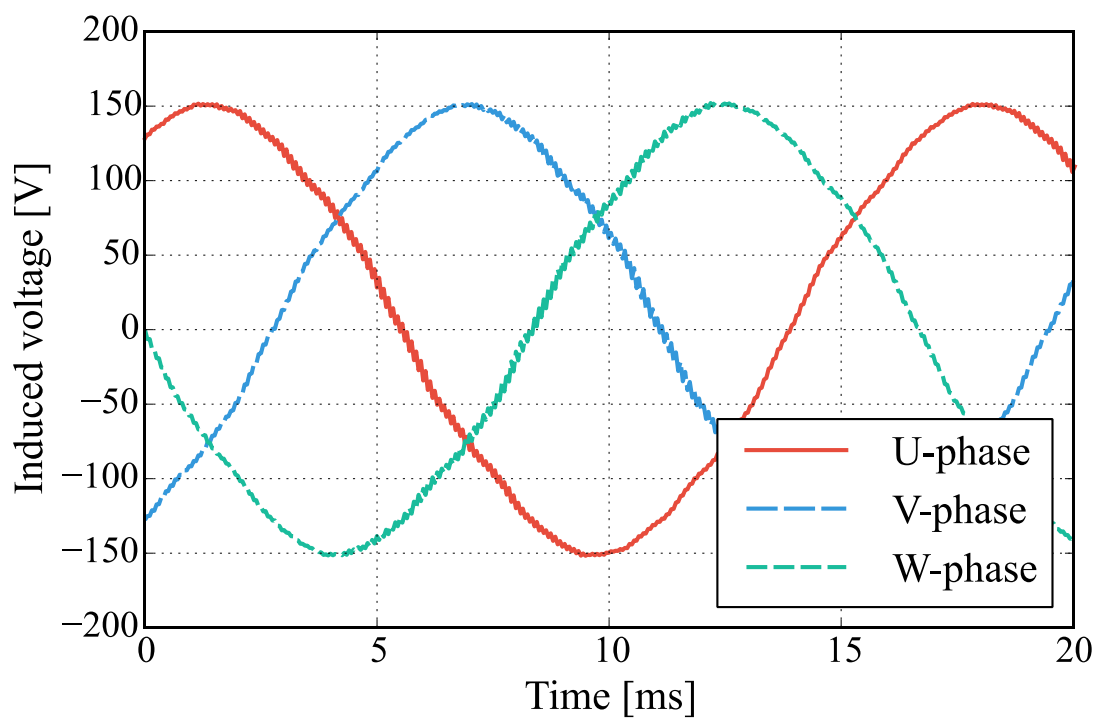


Fig. 5-4. Wave forms of phase EMF at 1800 min⁻¹..

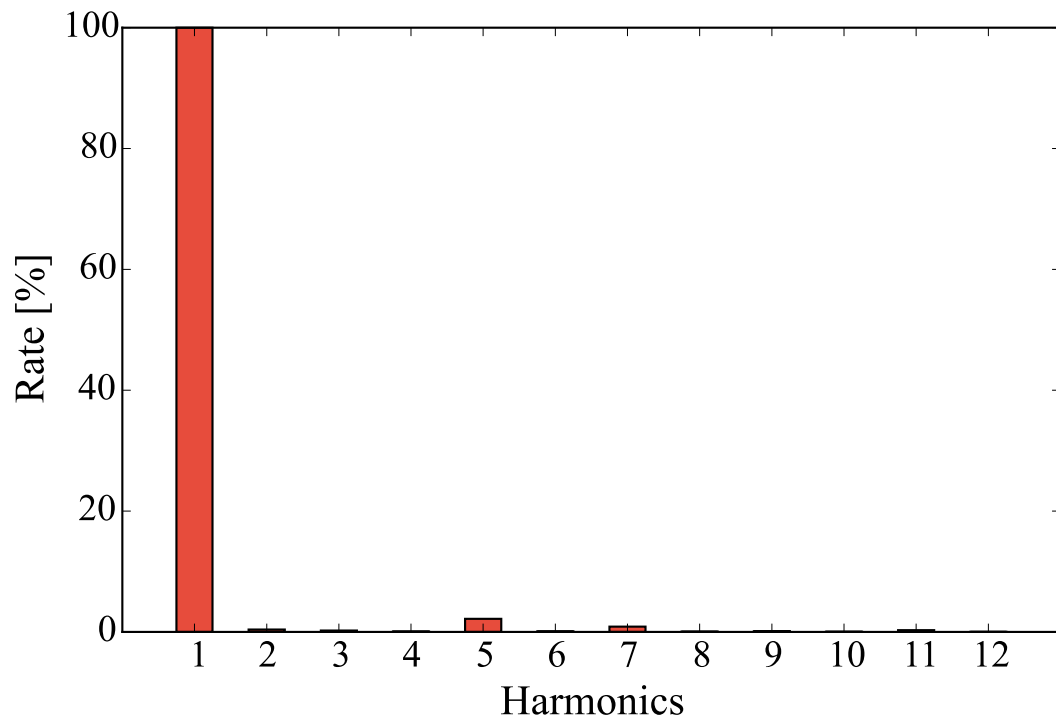


Fig. 5-5. Harmonics of EMF at 1800 min⁻¹.

5.2.3 始動特性

三相交流電圧 200 V，周波数 60 Hz を入力して試作機の始動特性を行った。試作機のモータ軸にブレーキ負荷を結合させ，始動時に 3 N から 17 N・m の負荷を加えて同期速度に達するまでの回転速度の推移を計測した。始動時に負荷を加えたときの回転速度の推移を図 5-6 に示しており，そのときの電流波形を図 5-7 に示している。

図 5-6 より，始動時に加える負荷が大きくなると同期速度に達するまでの時間が長くなることがわかる。定格トルク 12 N・m において，同期速度に達するまでの時間は 0.26 sec であることがわかる。また，始動時の負荷トルクが定格負荷トルクの 145 % である 17 N・m のときの推移は，同期速度に達する直前で減速し，再び加速して同期速度に達したことがわかる。これは，誘導モータとして動作をしているため，同期速度に達さない場合でも再び加速され，同期速度に近づくことで同期モータとして切り替わるからである。なお，始動時の負荷トルクが 17 N・m よりも大きくなると同期速度に達することができなかった。

図 5-7 より，始動時において電機子巻線に流れる電流は非常に大きな値となることがわかり，始動時に流れる電流は約 100 A 程度であることがわかった。誘導モータとして動作しているため，始動トルクによる電流値の最大値は変わらず，同期速度に達するまでの時間によって，電流値が試作機に与える焼損などの影響を考慮しなければならない。

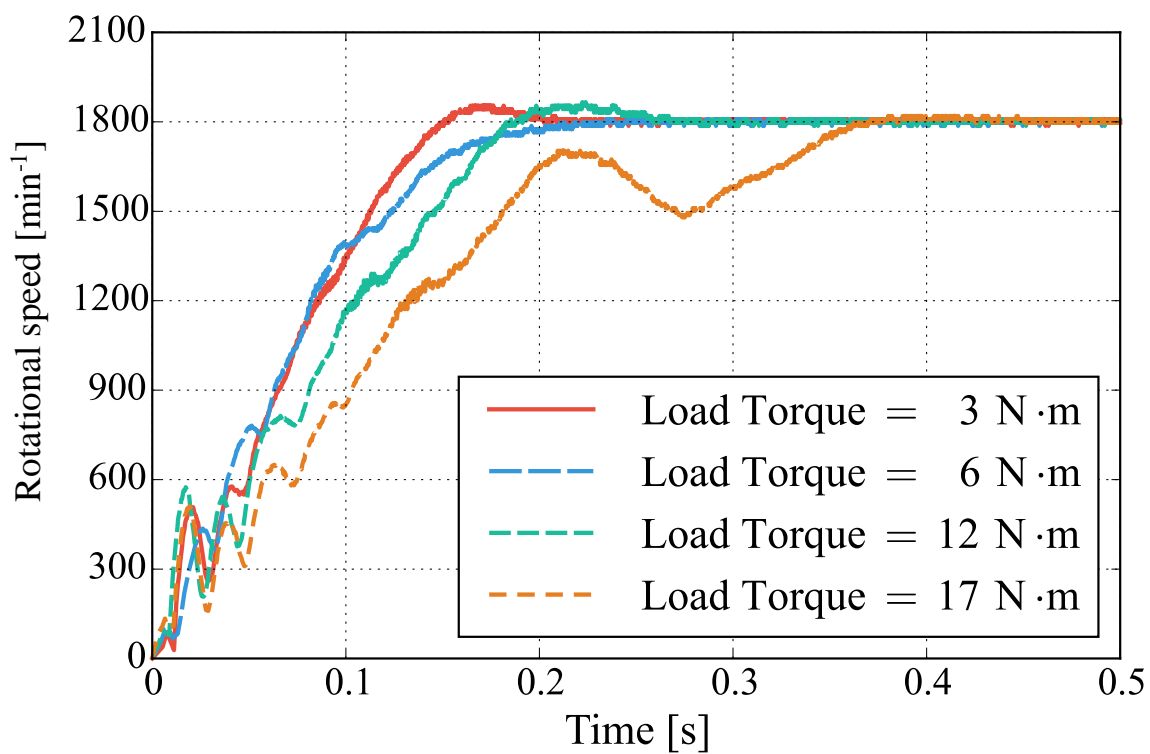
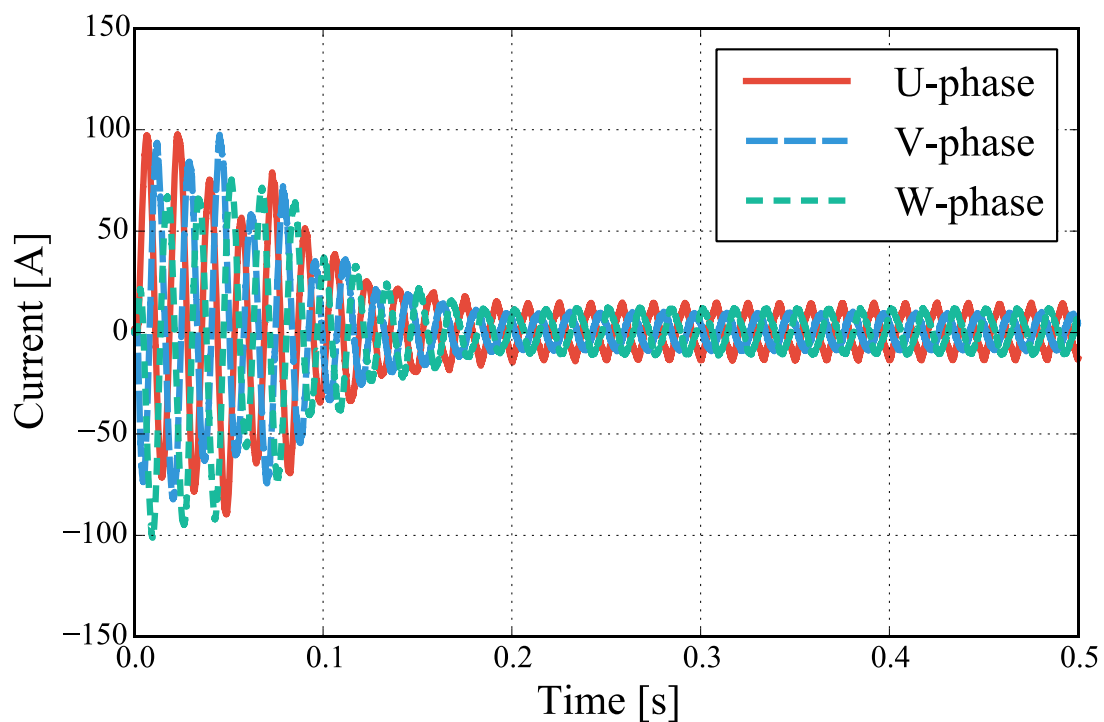
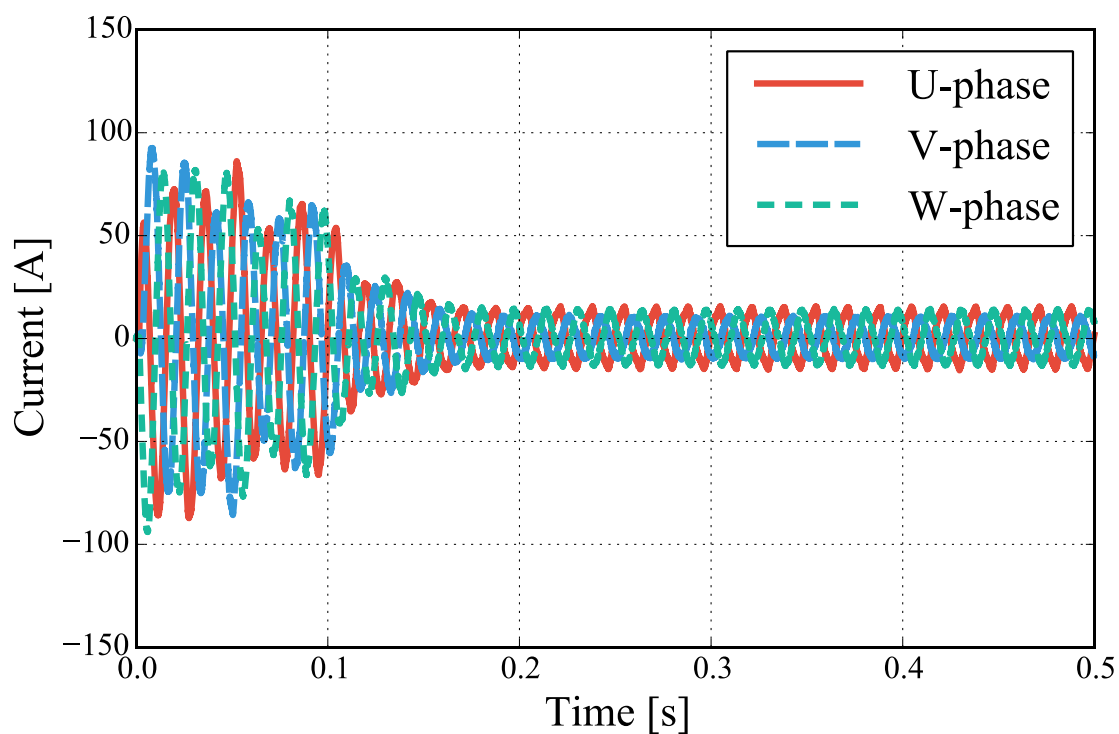


Fig. 5-6. Transient response of rotational speed.

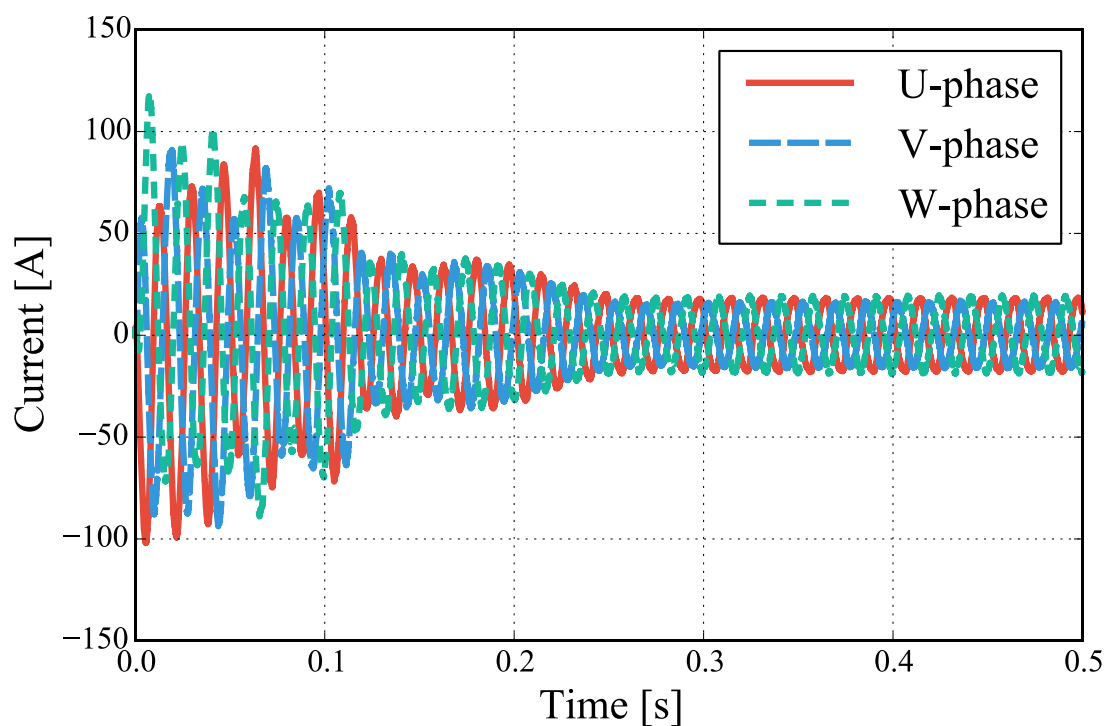


(a) 3 N-m

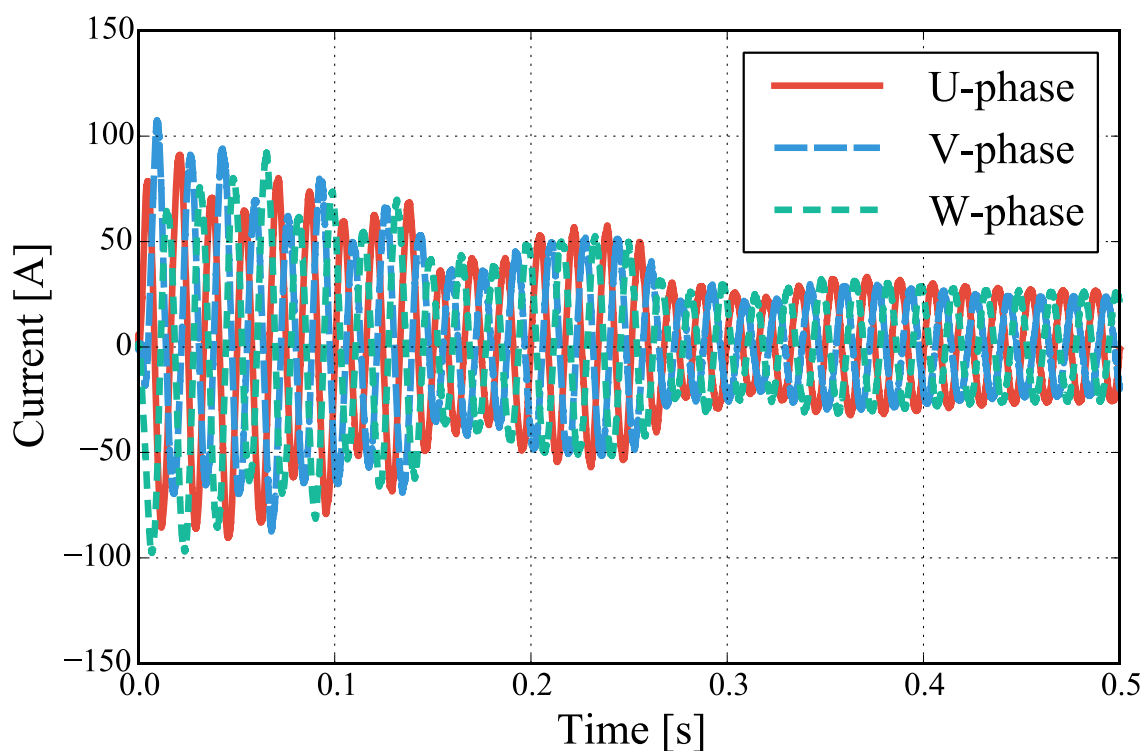


(b) 6 N-m

Fig. 5-7. Input current waveform (1/2).



(c) 12 N-m



(d) 17 N-m

Fig. 5-7. Input current waveform (2/2).

5.2.4 効率特性

図 5-8 に出力-効率特性を示す。同期速度において、三相交流電圧 200 V, 周波数 60 Hz を入力したときの, 図 5-9 に出力電力を変化させたときのU相に流れる電流の実効値を示している。入力電圧 200 V において定格出力 2.2 kW におけるモータ効率は 77.6 % であることがわかった。

表 5-2 に入力電圧を変化させたときの最大効率, 最大効率のときの負荷トルク, 同期運転可能な最大負荷トルクを示す。全体の最大効率は入力電圧 120V, 負荷トルク 4 N·m のときの 83.4 % である。

Table 5-2. The highest efficiency and limit torque.

Input voltage [V]	100	120	140	160	180	200
Maximam efficiency [%]	79.3	83.4	82.8	80.5	78.8	77.6
Torque at maximam efficiency [N·m]	4	4	5	6	10	12
Limit torque [N·m]	4	6	8	10	12	17

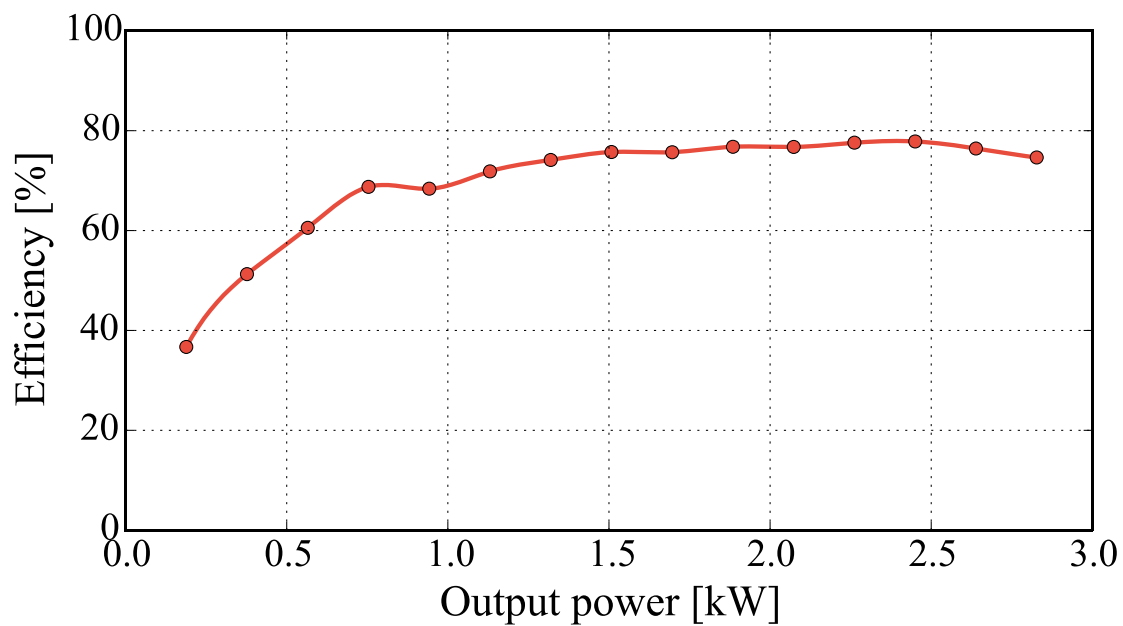


Fig. 5-8. Efficiency at 200 V.

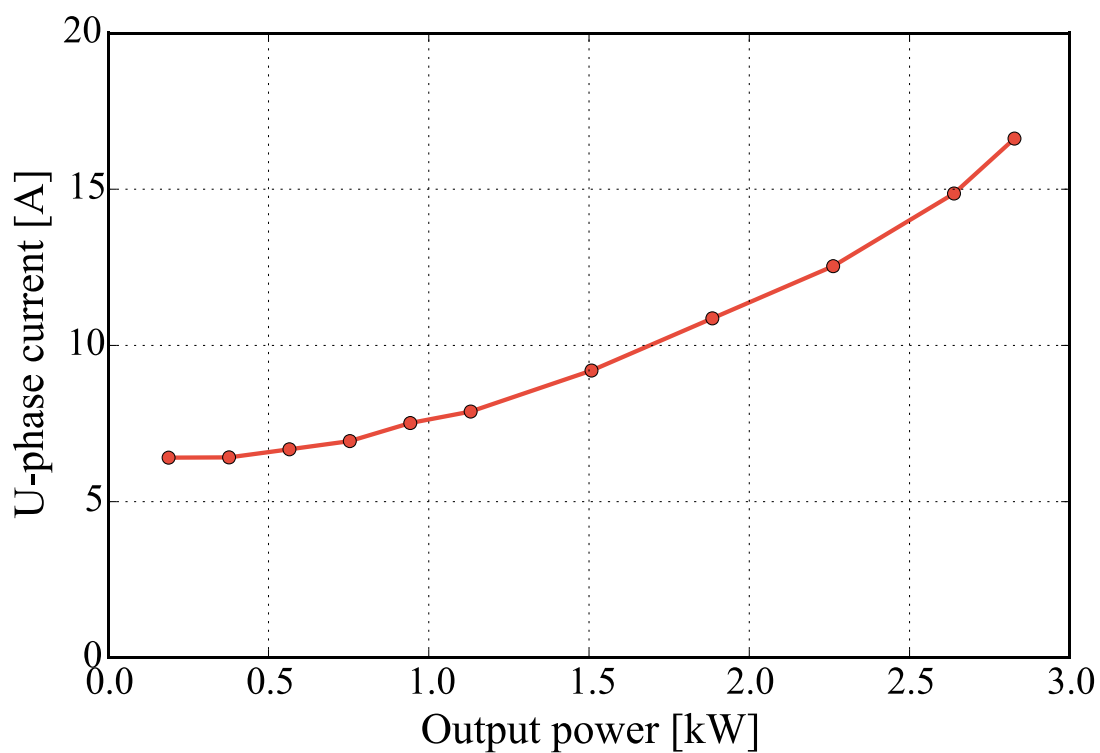


Fig. 5-9. Input U-phase current at 200 V.

5.2.5 損失特性

同期速度で運転している試作機における損失の評価を行った。損失の内訳として考慮した損失は、銅損と鉄損、機械損、漂遊負荷損である。これらの損失を評価するために JEC-TR-21001 [5-8]を用いた。

図 5-10 にU相に入力電圧に対する電機子巻線に流れる電流の実効値を示す。このとき、試作機は無負荷状態で運転して計測を行っている。図 5-10 で得られた最小の電流値における電機子巻線に流れる電流 I_{min} [A]，そのときの入力電圧 V_{min} [V]，入力電力 P_{in-min} [W]とする。また，最大・最小の電圧値，入力電力をそれぞれ V_{nh} [V]， V_{nl} [V] ， P_{in-nh} ， P_{in-nl} として，定格電流値を I_n [A]とする。

銅損 W_c [W]は各相の抵抗値と流れる電流によって計算できる。

$$W_c = R_u I_u^2 + R_v I_v^2 + R_w I_w^2 \quad (5-1)$$

鉄損 W_i [W]は以下の式により導くことができる。

$$W_i = V^2 / R_c \quad (5-2)$$

$$\text{ここで， } R_c = (V_{nh}^2 - V_{nl}^2) / (P_{in-nh} - P_{in-nl}) \quad (5-3)$$

機械損 W_m [W]は以下の式により導くことができる。

$$W_m = P_{in-min} - W_{c-min} - V_{min}^2 / R_c \quad (5-4)$$

漂遊負荷損 W_{sl} [W]は以下の式により導くことができる。

$$W_{sl} = 3R_a' I^2 - W_c \quad (5-5)$$

$$\text{ここで， } R_a' = (P_{in-nh} - V_{min}^2 / R_c - W_m) / 3I_n^2 \quad (5-6)$$

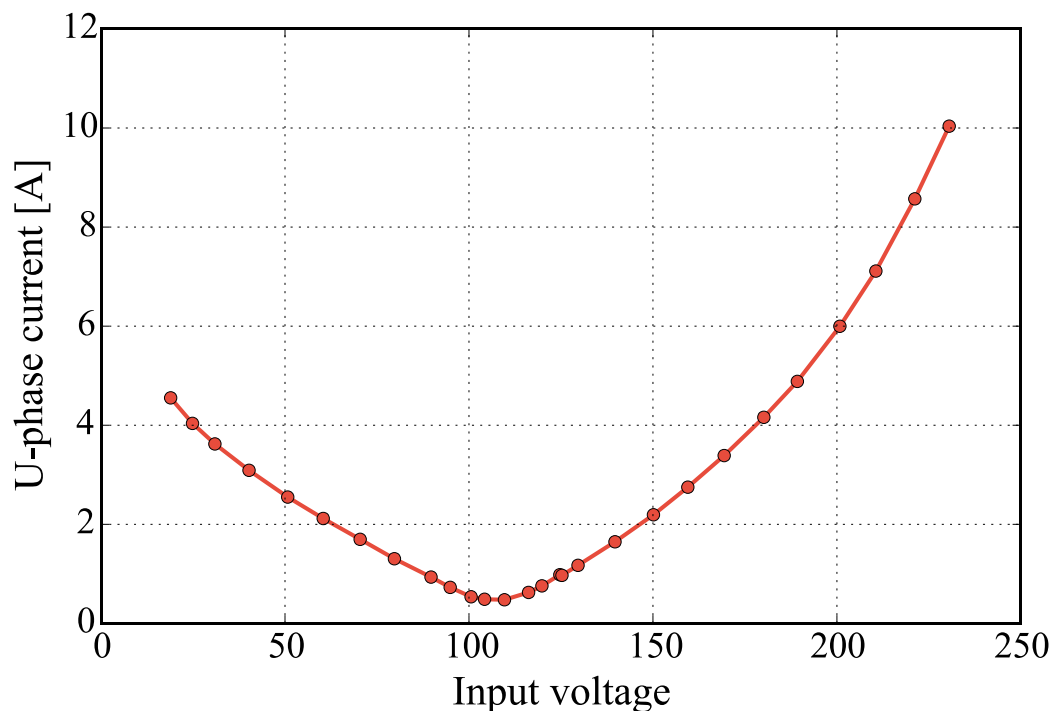


Fig. 5-10. Phase current-input voltage characteristics.

図 5-11 に損失の内訳による計算結果を示す。銅損が他の損失に比べて大きくなっていることがわかる。これは、誘導起電力が小さな値となっているため、電流が大きくなり、銅損が増加したからである。図 5-12 に損失の比率を示しており、以下の式により導出する。

$$Loss_{rate} = Loss/P_{in} \quad [\%] \quad (5-7)$$

入力電力 0.19 kW のときの銅損は 11 % であり、鉄損は 13 % ，機械損は 9 % ，漂遊負荷損は 4 % であることがわかった。また、定格電力 2.2 kW のときの銅損は 9 % であり、鉄損は 2 % ，機械損は 1 % ，漂遊負荷損は 3 % であることがわかった。したがって、入力電力を大きくすると銅損による損失の比率が大きくなるため、効率が低下することがわかる。

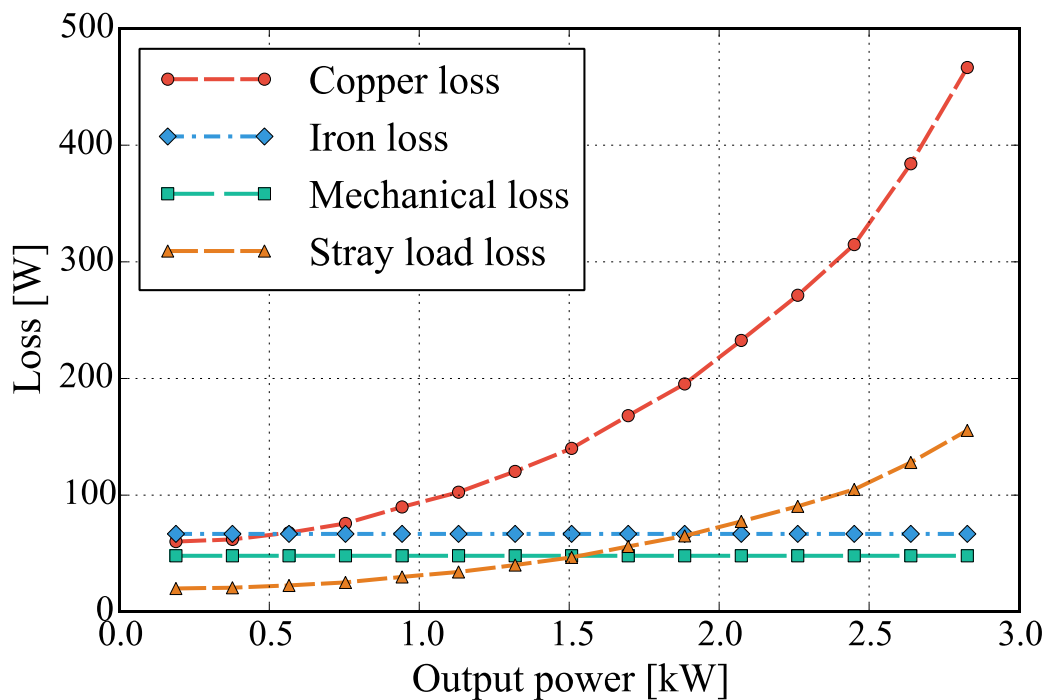


Fig. 5-11. Loss separation results.

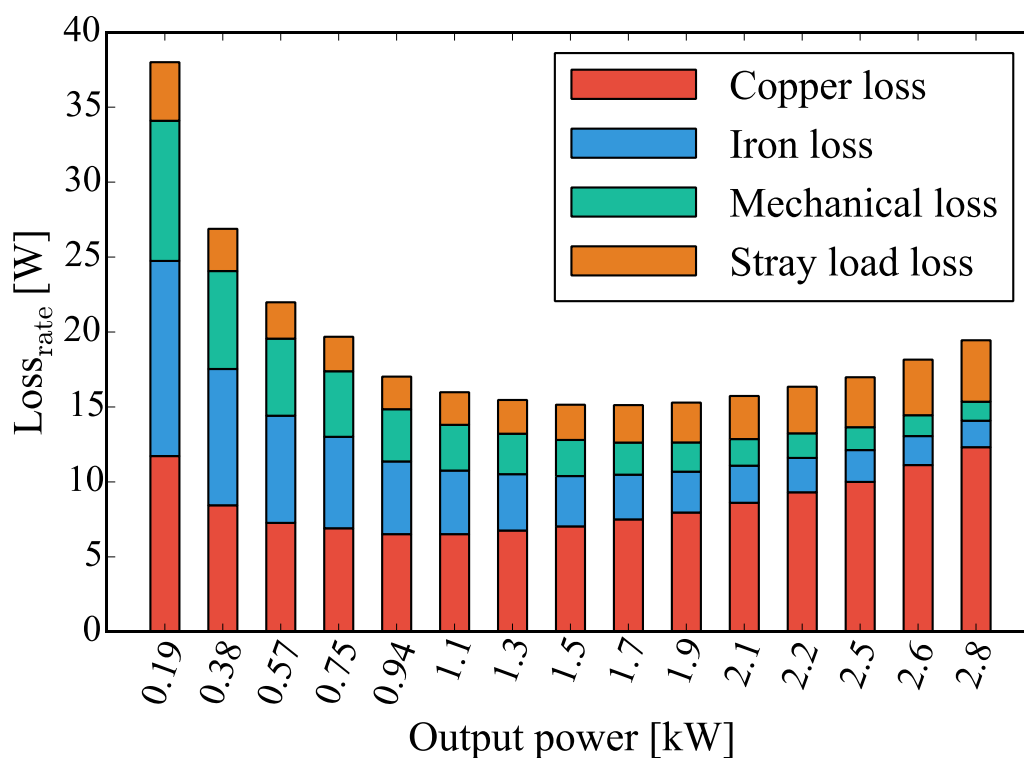


Fig. 5-12. Loss rate.

5.3 磁界解析による設計検討

5.3.1 解析モデルと仕様

図 5-13 に LSLSM の基本モデルを示し、表 5-3 に仕様と設計定数を示す。都市交通システム用 LIM を元に設計した、大容量の都市交通システム用 LSLSM [5-1] を参考に、産業用リニア同期モータを想定した仕様として、可動子長 205.5 mm、高さ 50 mm、奥行 40 mm とした。都市交通システム用では 6 極であったが、速度を近づけるために極数は 4 とし、同期速度 5.0 m/sec となるように設計した。入力三相交流電圧 200 V、周波数 60 Hz としている。以降、磁界解析を用いて産業用 LSLSM の推力特性の検証を行う。

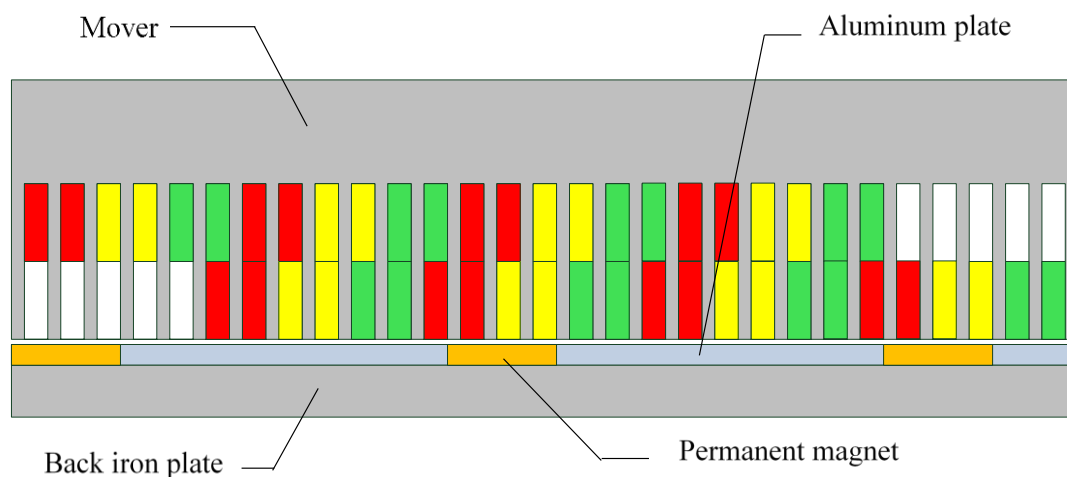


Fig. 5-13. An original model of the proposed line-start LSM (Model 1).

Table 5-3. Specifications and design constants.

Item	Value (Unit)
Input Voltage	AC200 V
Frequency	60 Hz
Synchronous speed	5.0 m/sec
Mover length	206 mm
Mover height	50 mm
Mover depth	40 mm
Aluminum height	4 mm
Back iron plate height	10 mm
Pole pitch	42 mm
Air gap	1 mm
Number of poles	4

5.3.2 LIM 基礎特性の検討

磁石を抜いた LIM モデルでの基礎特性を算出する。図 5-14 に LSLSM から磁石を抜いた LIM のモデルを示す。始動時の推力特性を向上させるため、固定子面の大部分をアルミニウムのプレート配置している。図 5-15 にアルミニウムプレートの高さを変化させた際のすべり-推力特性を示す。プレート厚さが大きいほどすべり推力は大きい。

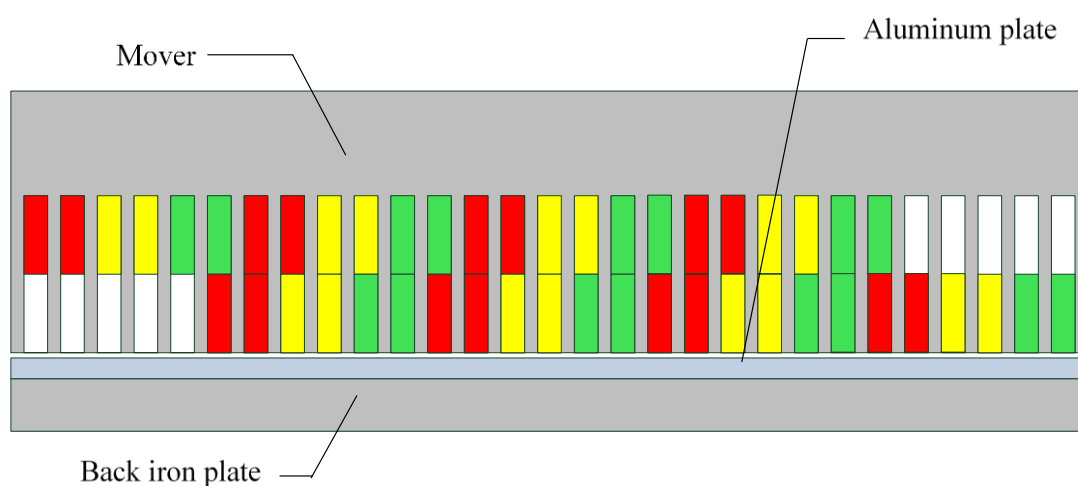


Fig. 5-14. An original model of LIM.

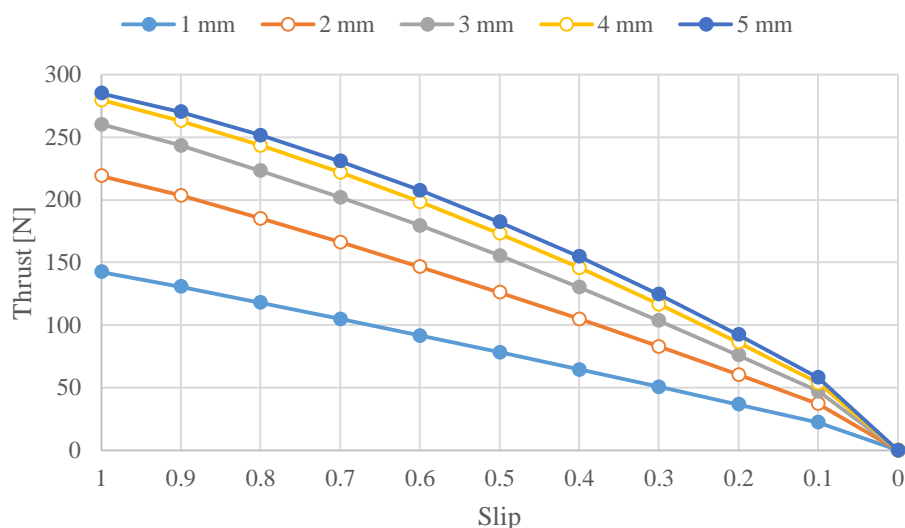


Fig. 5-15. Thrust for the slip by the high of the aluminum plate.

5.3.3 磁石高さの検討

磁石を挿入するため、磁石のサイズを決定する必要がある。幅はポールピッチの1/2サイズ(21 mm)とし、高さを変更して推力値の変化を見る。3 mm ~ 6 mm まで1 mm ごとに変更して推力値を算出した。ここでは図 5-13 のモデルを使用し、アルミニウムも磁石と同じ高さで変化させている。

図 5-16 に永久磁石の高さを変化させた際の推力特性の解析結果を示す。プレート厚さとの関係も考慮して、磁石サイズは幅 21 mm, 高さ 4 mm を採用した。

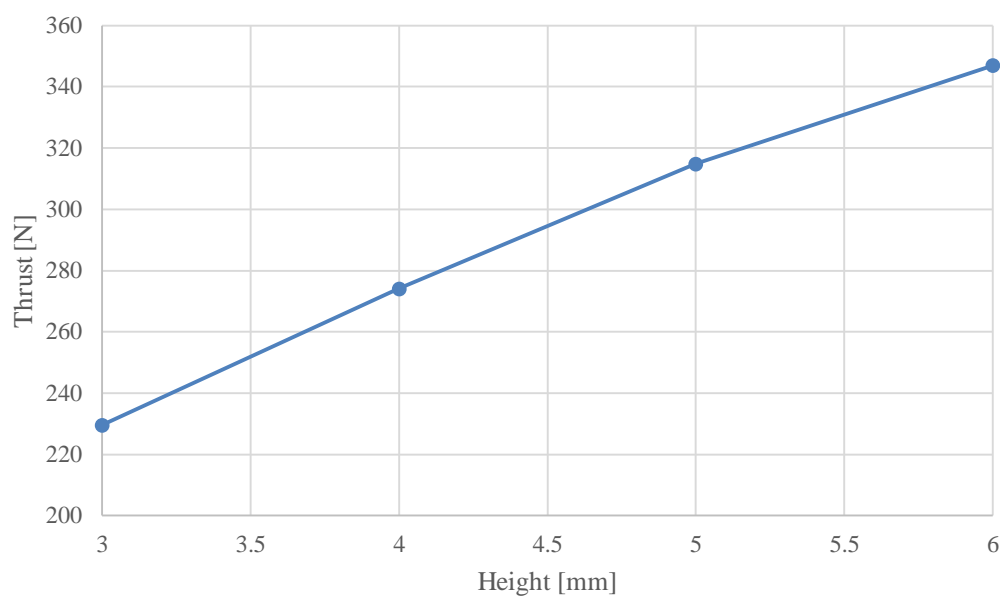


Fig. 5-16. Thrust for the height of permanent magnet (Model 1).

5.3.4 鉄挿入モデルの検討

本モータにおいて、回転機モデルの設計を参考とし進めてきたため、磁石は一方のみを使用し仮想4極を構成して設計を行ってきた。また、誘導機として動作する部分についてはアルミニウムプレートを用いていたため、回転機とは違いS極が作られる部分にはアルミニウムが存在している。しかし、同期速度においては磁束がアルミニウムを通る必要はない。そこで、S極が作られる部分に鉄を挿入し、アルミニウムが離れた状態にすることで磁束を鉄部分に集中させることができると考えた。そこで、鉄挿入モデルとして、解析を行い検討する。

図 5-17 に鉄挿入モデルの解析モデルを Model 2 として示し、図 5-18 に Width の変化に対応する推力特性を示す。アルミニウムの中に設けた鉄の幅を Width と定義し、0 mm～16 mm まで変化させて解析を行った。鉄部分を 4 mm 設けるだけで推力が 15 N 増加し、その後はあまり大きな変化はなく 8 mm を境に推力は減少する傾向が見られた。

図 5-19 に Width = 0, 4 mm の場合における磁束線図を示す。図 5-19(a), すなわち Model 1 においてはアルミニウムプレート上をほぼ均等に通っている磁束線図が、鉄を設けることで図 5-19(b), すなわち Model 2 のように鉄の部分に集中して通っていることが分かる。これより、磁束を集中させることができ、推力が向上する結果となった。

図 5-20 にすべり推力の特性、表 5-4 に Width = 0, 4, 8 mm の場合における各種特性を示す。すべり推力同じ傾向が見られる結果となったものの、Model 2 のときがわずかに高くなった。0 mm と 4 mm について比べてみると、推力の上昇だけでなく、銅損が低下し、効率が 6% 向上する結果となった。4 mm と 8 mm では大きな差はないものの、アルミの量が少なくなる 8 mm のほうが高効率となった。

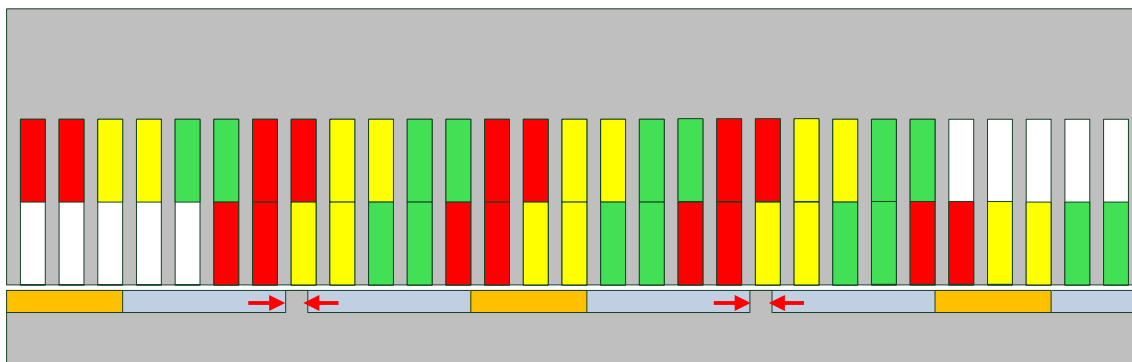


Fig. 5-17. An original model of the proposed line-start LSM with iron islands (Model 2).

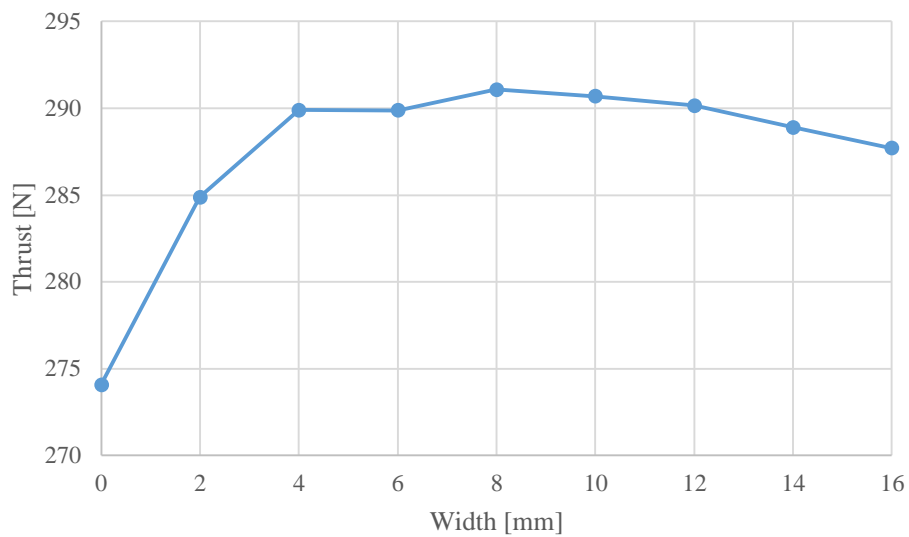
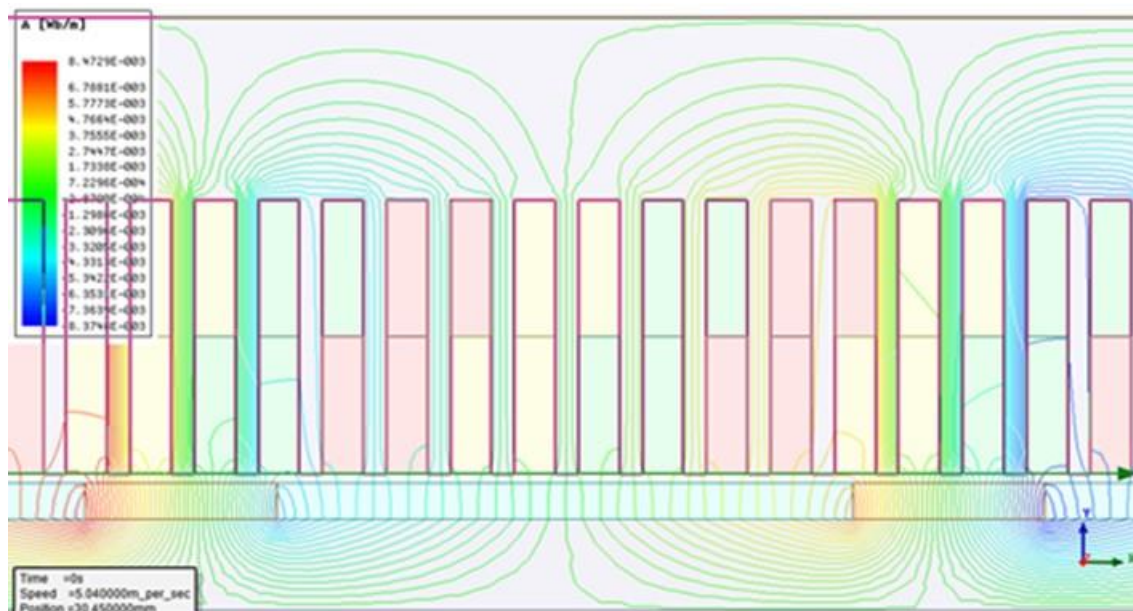
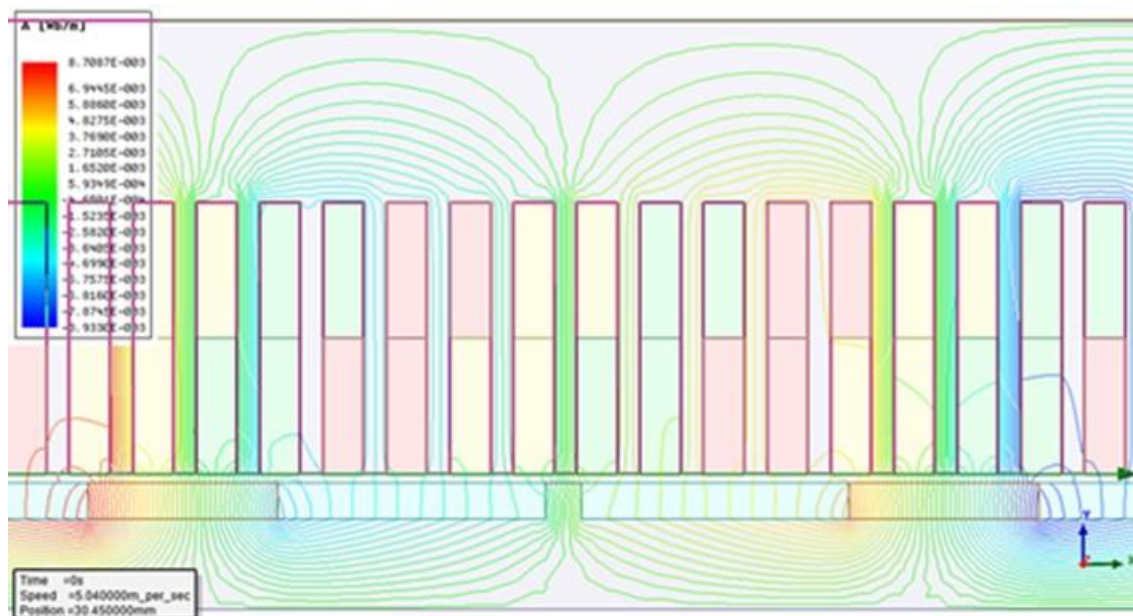


Fig. 5-18. Thrust for the width of iron islands (Model 2).



(a) Width = 0 mm (Model 1).



(b) Width = 4 mm (Model 2).

Fig. 5-19. Flux line distributions of the models.

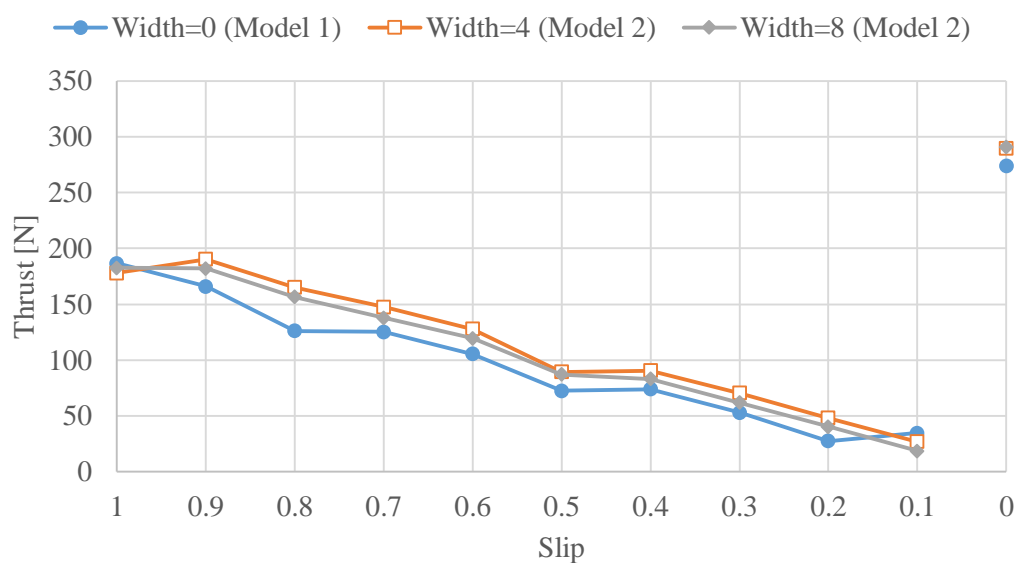


Fig. 5-20. Thrust for the slip in Model 1 and Model 2.

Table 5-4. Performance at synchronous speed.

Item [unit]	Model 1	Model 2	
Width [mm]	0	4	8
Speed [m/sec]	5.04	5.04	5.04
Thrust [N]	274	290	291
Output [W]	1381	1461	1467
Core loss [W]	7.50	7.66	7.70
Eddy current loss [W]	107	105	97.9
Copper loss [W]	1036	848	816
Efficiency [%]	57.0	63.1	64.0

5.3.5 磁石挿入モデルの検討

前節で用いた鉄挿入モデル (Model 2) に対して、鉄の代わりにS極磁石を挿入した磁石挿入モデルとして、解析を行い検討する。

図 5-21 に磁石挿入モデルの解析モデルを Model 3 として示し、図 5-22 に高さをアルミニウムプレート同じ 4 mm として、幅を変えたときの推力特性を示す。前節の鉄挿入モデル (Model 2) の高さ 4 mm×幅 4 mm の場合と磁石挿入モデル (Model 3) の高さ 4 mm×幅 1 mm の場合の推力がほぼ同じ値：290N となった。

図 5-23 に LIM, 基本モデル (Model 1), 鉄挿入モデル (Model 2), 磁石挿入モデル (Model 3) の 4 モデルのすべり - 推力特性を示す。LSLSM のうち、基本モデル (Model 1) のみ同期速度における推力値は他の 2 モデルよりも少し低い結果となり、すべりに対応した全体的な傾向はほぼ同じ結果となった。

表 5-5 にほぼ同出力の LSLSM の 3 モデルの各種特性を示す。アルミニウムの量が少ない鉄挿入モデル (Model 2) のほうが電流値は小さくなり、銅損に差が生じたと考えられる。結果として、同出力の 2 モデルに関しては鉄挿入モデル (Model 2) のほうが高効率となった。

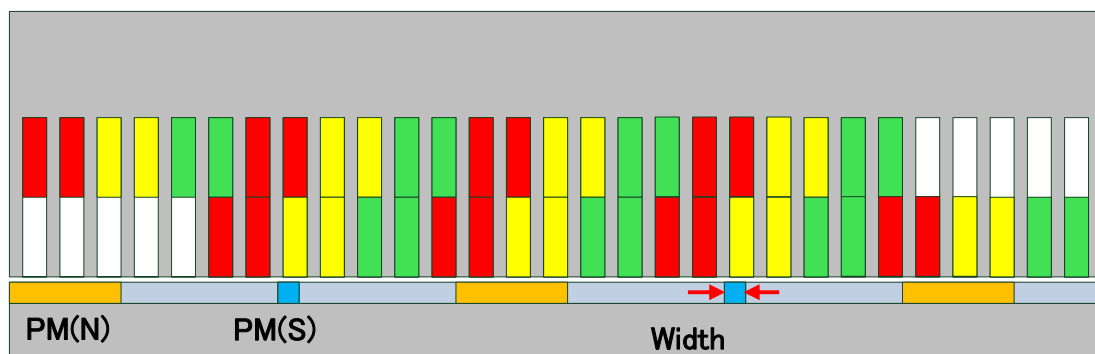


Fig. 5-21. An original model of the proposed line-start LSM with permanent magnet islands (Model 3).

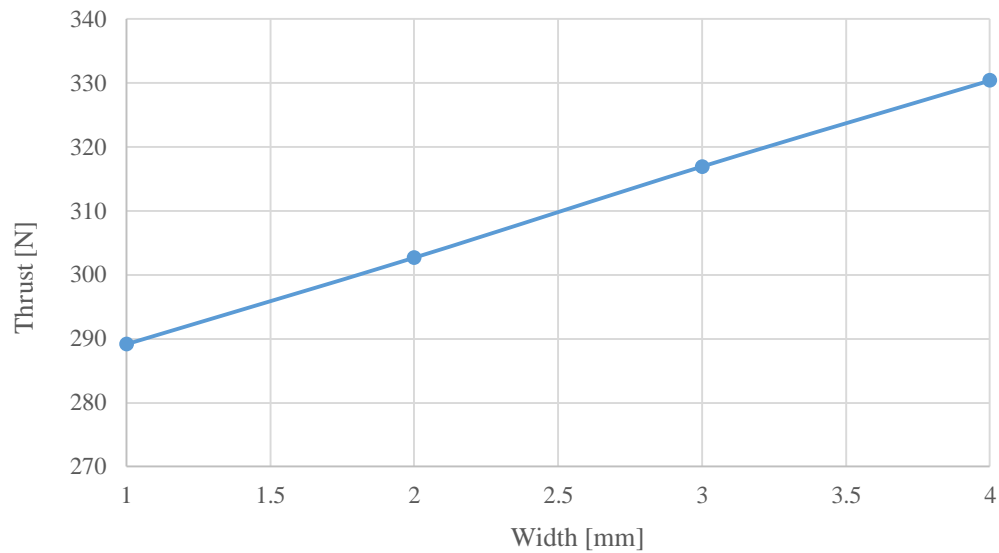


Fig. 5-22. Magnet islands model (Model 3).

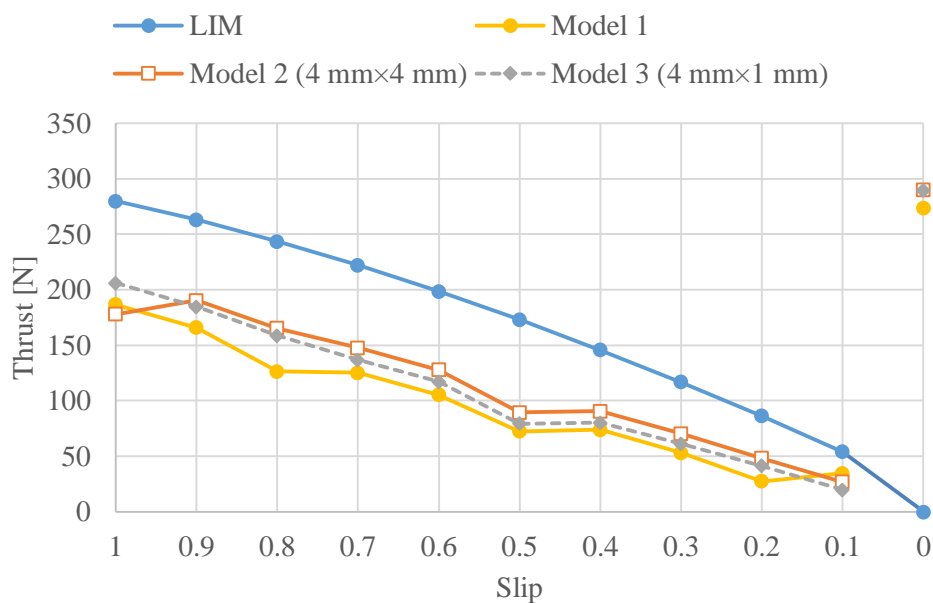


Fig. 5-23. Slip-Thrust characteristics.

Table 5-5. Performance of 3 Models at synchronous speed.

Item [unit]	Model 1	Model 2	Model 3
Islands (Hight × Width)	Non	Iron (4 mm×4 mm)	Magnet (4 mm×1 mm)
Speed [m/sec]	5.04	5.04	5.04
Thrust [N]	274	290	289
Output [W]	1381	1461	1457
Core loss [W]	7.50	7.66	7.45
Eddy current loss [W]	107	105	106
Copper loss [W]	1036	848	1028
Efficiency [%]	57.0	63.1	58.4

5.4 まとめ

第5章では、自己始動形リニア同期モータの実現を目指して、自己始動形リニア同期モータ：LSLSMの構造と原理を示し、磁界解析による設計検討の結果を報告した。

回転形試作機による始動特性（定格トルク $12\text{ N}\cdot\text{m}$ ）は、同期速度に達するまでに 0.26 sec ，始動時の電流は約 100 A 程度であり、焼損などの考慮は課題である。モータ効率は、定格出力 2.2 kW ・トルク $12\text{ N}\cdot\text{m}$ において 77.6% ，最大効率は入力電圧 120V ・トルク $4\text{ N}\cdot\text{m}$ において 83.4% である。損失割合は、銅損が多いため銅損低減は設計課題である。

また、大容量の都市交通システム用 LSLSM を参考に、産業用リニア同期モータと同等仕様となる入力電圧・モータ外形・同期速度を設定して、推力特性について磁界解析にて検証した。二次側の磁束の集中のための鉄／永久磁石挿入モデルを比較した結果、すべり－推力特性に大きな差はなく、鉄挿入モデル（Model 2）においてモータ効率が約 6% 高い結果となった。すべり 0.1 から 0 （同期速度）での推力変動が大きく、始動時のリップルや振動の要因となるため、すべり－推力特性の改善は設計課題である。

第6章

結論

本論文は、搬送用途に向けて長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」に関して設計・磁界解析による検討、および試作機による検証などの研究を行ったものである。

第6章では、各章のまとめを示し、提案した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の磁石使用量の削減効果を確認して、本論文の結論を総括している。

6.1 各章のまとめ

各章のまとめを以下に示す。

第1章 序論

産業分野のリニアモータの特長と適用分野を示し、リニアモータを適用した搬送システム、および生産自動化システムの研究開発動向について述べた。リニアドライブシステムの構成を示し、その中の位置検出センサを使用しないセンサレス制御の研究開発動向について述べた。電磁部構造に注目したモータ分類から、固定子に永久磁石を配置しない省磁石リニアモータとしてマグナギャップモータとフラックススイッチングモータを抽出した。

搬送用途に向けて長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の提案を本研究の目的と位置づけ、本論文の概要をまとめた。

第2章 高速駆動が可能なインダクタ形リニア同期モータ

高速駆動が可能な固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、インダクタ形リニア同期モータの構造と原理、設計検討と試作検証の結果を報告した。

マグナギャップリニアモータ：MGLMにおいて、誘導子の歯数 p_t と巻線起磁力の極対数 p_a の比を電磁ギヤの減速比 v と定義して、推力発生原理により推力と電磁ギヤの減速比 v が比例することを明らかにした。高速駆動のため誘導子歯ピッチ λ 、巻線起磁力の磁極ピッチ τ_a が大きく、高推力化のため電磁ギヤの減速比 v が大きいコンビネーションにより、高速駆動と高推力化を両立できた。低減速比として λ を大きくすることで電圧飽和による推力低下を抑え、コア付き LSM と同等の高速駆動（最高速度 5.0 m/s）を実現できた。さらに、試作機により推力、推力-速度特性、コギング推力の各特性を検証して、インダクタ形リニア同期モータの駆動を実証した。

第3章 固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータ

センサレス制御を適用した固定子磁石レス構造のリニア同期モータの実現を目指して、固定子磁石レス構造のセンサ機能内蔵リニア同期モータの構造と原理、設計検討と試作検証の結果を報告した。

高周波重畳方式のセンサレス制御に適した高突極比の固定子磁石レス構造のリニアモータとしてフラックススイッチングリニアモータ：FSLM を提案した。磁界解析を使用してさらに高突極比できる切り欠きとコギング推力を低減する補助ティースを設計した。さらに、試作機によりインダクタンス、突極比、推力、推力-速度特性、コギング推力、センサレス制御駆動の各特性を検証して、センサ機能内蔵リニア同期モータの駆動を実証した。

第4章 直曲動リニア同期モータの設計法

前記、固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータの搬送位置決め装置「マルチキャリアモジュール」への搭載を目指して、直線軌道部と曲線軌道部を駆動する直曲動リニア同期モータ；LCSM の基本構造と設計法、設計検討と試作検証の結果を報告した。

前記、FSLM を LCSM の例として、直線部と曲線部をシームレスに駆動するため

に、それぞれのモータピッチがほぼ同じとなる、かつ、可動子端のスキュー角が 180 度以下となる、曲率半径 R とティース数 N_c を設定した。その結果、磁界解析および試作検証での曲線部の推力特性比率は、スキュー係数による検討結果とほぼ一致することを確認した。また、適用事例とした「マルチキャリアモジュール」では LCSM のシームレスな駆動を実証した。

第5章 自己始動形リニア同期モータの設計検討

始動時は誘導機 (LIM) として動作し同期速度では同期機 (LSM) として動作する自己始動形リニア同期モータ : LSLSM の構造と原理を示し、磁界解析による設計検討の結果を報告した。

回転形試作機による始動特性 (定格トルク $12 \text{ N}\cdot\text{m}$) は、同期速度に達するまでに 0.26 sec 、始動時の電流は約 100 A 程度であり、焼損などの考慮は課題である。モータ効率は、定格出力 2.2 kW ・トルク $12 \text{ N}\cdot\text{m}$ において 77.6% 、最大効率は入力電圧 120 V ・トルク $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ において 83.4% である。損失割合は、銅損が多いため銅損低減は設計課題である。

また、大容量の都市交通システム用 LSLSM を参考に、産業用リニア同期モータと同等仕様となる入力電圧・モータ外形・同期速度を設定して、推力特性について磁界解析にて検証した。二次側の磁束の集中のための鉄/永久磁石挿入モデルを比較した結果、すべり-推力特性に大きな差はなく、鉄挿入モデル (Model 2) においてモータ効率が約 5% 高い結果となった。すべり 0.1 から 0 (同期速度) での推力変動が大きく、始動時のリップルや振動の要因となるため、すべり-推力特性の改善は設計課題である。

第6章 結論

提案した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の磁石使用量の削減効果を確認して、本論文の結論を総括している。

6.2 磁石使用量削減の効果

6.2.1 比較リニアモータ

提案した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」の磁石使用量削減の効果を検証する。比較リニアモータを以下に示す。

MGLM : マグナギャップリニアモータ (第2章, [1-70])

FSLM : フラックススイッチングリニアモータ (第3章)

LSLSM : 自起動形リニア同期モータ (第5章)

LSM : コア付きF形リニア同期モータ, SGLFW2 シリーズ[2-7]

Ferrite LSM : フェライト磁石リニア同期モータ

コア付きF形リニア同期モータは, SPM形で固定子に永久磁石, 可動子のコアに巻線を施しており薄型構造のため省スペース化となる[1-4][1-5]。コアレス形・コア付きT形・シリンダ形に対して推力密度が最も高い。フェライト磁石リニア同期モータは, 脱レアアースモータとしてコア付きF形の永久磁石の材質をネオジム磁石からフェライト磁石に置き換えたモータである。フェライト磁石の特性は, ネオジム磁石に比べ残留磁束密度 0.3~0.4 倍程度, 保磁力 0.2~0.3 倍程度と特性は低下する[1-62]。今回, フェライト磁石リニア同期モータの特性を, 残留磁束密度の影響を考慮して推力定数 (最大推力) : 1/3 倍, 保磁力の影響を補って磁石厚さ (磁石体積) : 3 倍と設定した。マグナギャップリニアモータは, 参考に過去に試作検証した低速 MGLM[1-70] を合わせて記載する。

6.2.2 モータ特性の比較

可動子長のみ（ストローク：0 m）の場合の最大推力とモータ定数を算出して比較する。図 6-1 に各モータの最大推力ーモータ体積特性を示す。LSM の最大推力密度（最大推力／モータ体積）が最大である。これは推力発生原理によるものであり、永久磁石形リニア同期モータが広く普及してきた理由でもある。LSLSM は分布巻でコイルエンドが大きくなるため、モータ体積は若干大きい。

図 6-2 に各モータのモータ定数ーモータ体積特性を示す。モータ定数は推力定数を電機子抵抗の平方根で割った発生損失あたりの出力を示す定数であり、リニアモータの性能仕様の一つである[1-5]。最大推力での特性と同様に LSM のモータ定数密度（モータ定数／モータ体積）が最大である。

図 6-3 に各モータの最大推力ー磁石体積特性を示す。磁石配置が間欠配置であるため、LSM に比べわずかに LSLSM の最大推力が大きい。

固定子磁石レス構造の MGLM・FSLM はいずれも、LSM に比べて半分以下のモータ特性である。

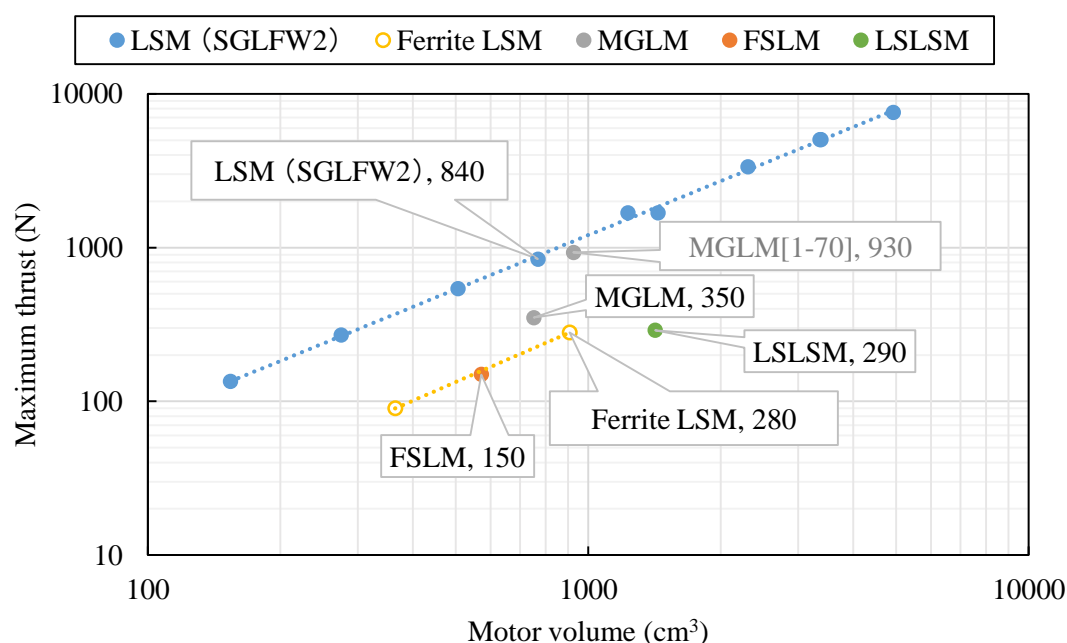


Fig. 6-1. Maximum thrust vs. motor volume characteristics.

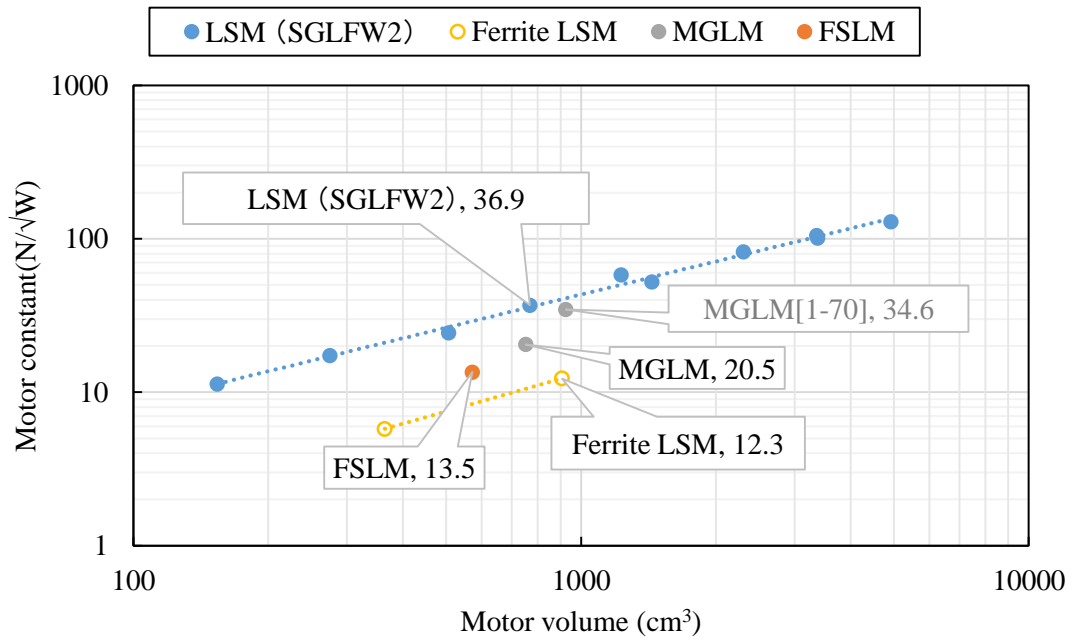


Fig. 6-2. Motor constant v.s. motor volume characteristics.

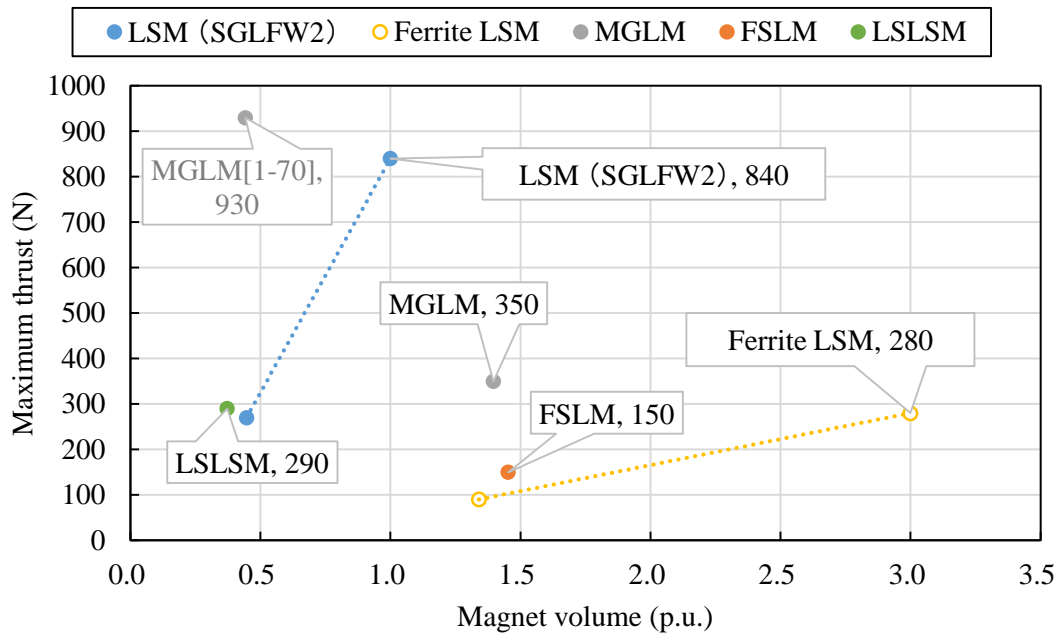
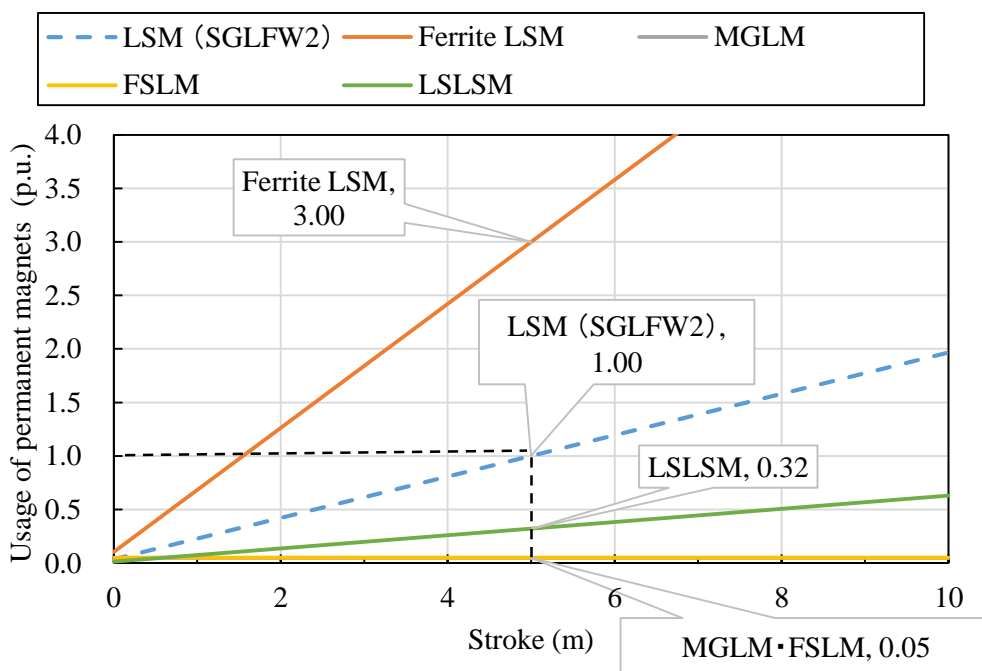


Fig. 6-3. Maximum thrust vs. magnet volume characteristics.

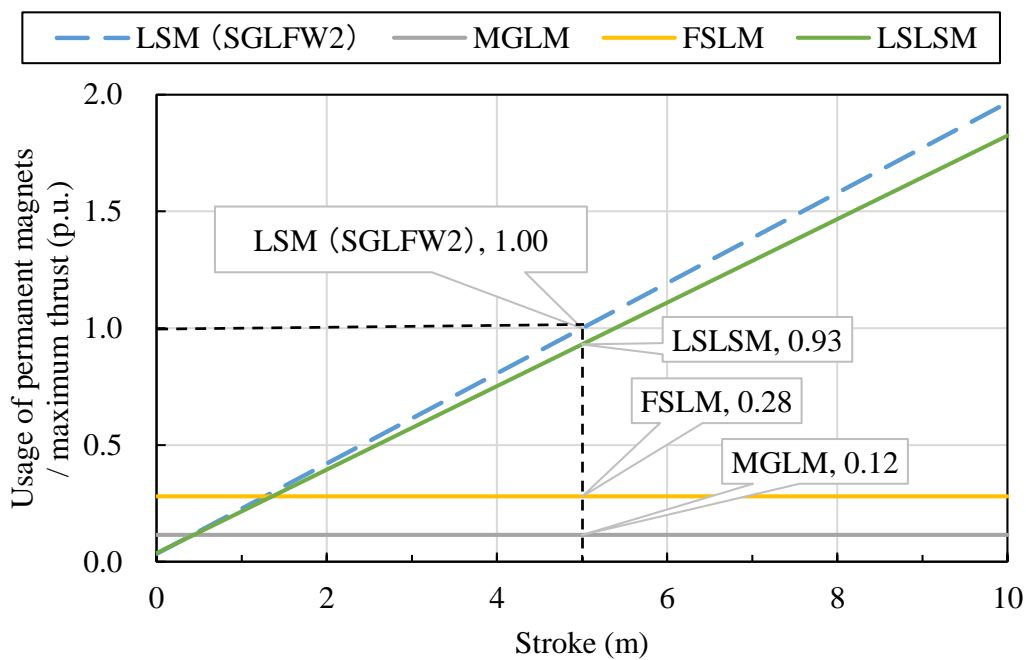
6.2.3 磁石使用量の比較

長ストロークの場合の磁石使用量を，モータの推力発生原理を考慮するため最大推力を基準として比較する。図 6-4(a)にストローク－磁石使用量の特性を示す。ストローク 5 m の LSM の磁石使用量を基準としてそれぞれ示している。LSM・Ferrite LSM・LSLSM は固定子に永久磁石を配置するため，磁石使用量はストロークに依存する。固定子に永久磁石を配置しない固定子磁石レス構造の MGLM・FSLM は，長ストロークでの磁石使用量を大幅に低減できる。

図 6-4(b)に最大推力あたりの磁石使用量の特性を示す（“2.3.5 コア付き LSM との特性比較”と同様）。表記していない Ferrite LSM は，LSM に対して最大推力：1/3 倍，磁石体積：3 倍のためストローク 5.0 m で 9.00 p.u. である。MGLM・FSLM は推力発生原理から LSM に比べて半分以下の最大推力密度であるが，MGLM は 0.4m 以上，FSLM は 1.3 m 以上のストロークにおいて，最大推力あたりの磁石使用量でも低減効果が見られた。なお，MGLM と FSLM の磁石使用量の差は最大推力密度によるものである。さらに FSLM においては，電源電圧の余裕（3.3.4），磁気飽和を利用した高突極比構造による推力低下（3.4）など高周波重畳センサレス制御を適用するためのモータ設計のため，最大推力（密度）は理想的なモータ設計に比べ若干低下していると推測する。



(a) Usage amount of permanent magnets.



(b) Usage amount of permanent magnets per maximum thrust.

Fig. 6-4. Stroke vs. usage amount of permanent magnets characteristics.

6.3 総括

以上、本研究により、搬送用途に向けた長ストローク対応・同期制御・高速駆動の特長を有した「磁石使用量を削減した長ストローク用リニア同期モータ」を開発した。長ストロークの搬送用途に適合したリニアモータとして、固定子の永久磁石の配置に特長のあるリニア同期モータを提案した。

固定子に永久磁石を配置しないインダクタ形リニア同期モータとしてマグナギャップリニアモータ：MGLM の高速駆動を実証した（第2章）。高速駆動のため誘導子歯ピッチ，巻線起磁力の磁極ピッチが大きく，高推力化のため電磁ギャの減速比が大きいコンビネーションにより，高速駆動と高推力化を両立した。さらに，リニアスケールレスのため，センサ機能内蔵リニア同期モータとして，フラックススイッチングリニアモータ：FSLM を適用してセンサレス駆動を実証した（第3章）。高周波重畳センサレス制御を適用するため，磁気飽和を利用して高突極比のモータ設計をおこなった。今回は電機子に切り欠きを設け高突極比としたが，最大推力の低下が見られた。FSLM の校正は可動子形状や磁石配置など高推力化のモータ設計を行うことで，最大推力および推力密度は向上する可能性はある。いずれも，推力発生原理から LSM に比べて半分以下の最大推力密度であるが，MGLM は 0.4m 以上，FSLM は 1.3 m 以上のストロークにおいて，最大推力あたりの磁石使用量で低減効果が見られた。

リニアモータを適用した搬送システム，および生産自動化システムへの提案であり，次世代搬送装置のコンセプトモデル「マルチキャリアモジュール」を適用事例として，直曲動リニア同期モータ：LCSM の設計法を検討した（第4章）。回転形のスキュー係数の設計を利用して直線部と曲線部の推力特性比率を算出した。可動子長の短縮などの曲線に特化したモータ設計により，推力低下を抑える可能性は考えられる。また，従来の搬送用途に適用されてきた LIM の高機能化という位置づけで，自己始動形リニア同期モータ：LSLSM の設計検討を行った（第5章）。回転形試作機での評価を行い，前述の設計課題に加えて，位置決め制御方法，分布巻モータの体格増加による推力密度の低下など搬送システムとしての課題もある。

謝辞

本研究は、長崎大学大学院 工学研究科 博士後期課程 生産システム工学専攻 電気情報工学コースに在籍中（2015年4月～2018年3月）および株式会社安川電機にて行われたものであります。

本論文をまとめるにあたり、ご親切なご指導、ご鞭撻を賜りました 長崎大学教授 工学博士 樋口剛先生、長崎大学教授博士（工学）阿部貴志先生、長崎大学教授工学博士 辻峰男先生、長崎大学教授博士（工学）浜崎真一先生、長崎大学助教博士（工学）横井裕一先生 に心より感謝と御礼申し上げます。

長崎大学大学院 工学研究科 博士後期課程への入学および本論文作成に便宜を御計り頂いた 株式会社安川電機 小笠原浩代表取締役社長（元技術開発本部長）、野田幸之輔取締役（前開発研究所長）、開発研究所長 筒井幸雄理事（元エネルギー技術変換グループ長）に感謝と御礼申し上げます。

本研究を遂行するにあたり、多くの方々に多大なご協力、ご助言を頂き感謝と御礼申し上げます。株式会社安川電機 開発研究所 モータ・アクチュエータ開発部 鹿山透部長、安川モートル株式会社 技術統括 大戸基道部長、株式会社安川電機 システムエンジニアリング事業部 環境エネルギー技術統括部 環境エネルギー回転機技術部 宮本恭祐氏 に研究開発の期初からご指導をいただきました。研究開発を共に進めていく中で、株式会社安川電機 開発研究所 柿原正伸氏、高瀬善康氏、高木護氏、平山雅之氏、田中真平氏、に多大なる技術協力をいただきました。また、元安川電機 矢原春樹氏、株式会社安川電機 モーションコントロール事業部 モータ技術部 田邊政彦氏、白石克彦氏、渡邊和也氏、星俊行氏、開発研究所 森本進也氏、バローチュ ノールアーメル氏、MCM プロジェクトメンバ、モータ・アクチュエータ開発部メンバ、生産・業務本部 試作部 試作製造課の方々に多大なるご支援をいただきました。

「第5章 自己始動形リニア同期モータの設計検討」においては、長崎大学工学部 樋口研究室 七種宏昭氏、城谷俊光氏、秋田聡英氏、本論文を作成するにおいては、秋吉亮治氏をはじめ、樋口研究室の皆様にも多大なるご協力をいただきました。

最後になりましたが、長崎大学大学院 工学研究科 博士後期課程に在籍した3年間、多大な理解と協力をしてくださった妻、牧野美和に心からの謝辞を贈ることで、本論文を締めくくりたいと思います。

牧野 省吾

参考文献

(* : 参考論文)

第1章 序論

- [1-1] 電気学会 産業用リニアドライブ技術と応用の変遷調査委員会編：「産業用リニアドライブ技術と応用の変遷」電気学会技術報告書 第 1259 号，電気学会 (2012)
- [1-2] 電気学会編：「リニアモータ・磁気浮上」電気工学ハンドブック第7版，16編，pp. 801-829 (2013)
- [1-3] 電気学会 産業用リニアドライブ技術の応用展開調査専門委員会編：「最新リニアモータ応用状況 2015」電気学会技術報告書 第 1368 号，電気学会 (2015)
- [1-4] 上山 顕治，尾崎 秀樹，新田 裕治：「AC サーボドライブの展開」技報 安川電機，Vol. 72，No. 3，pp. 112-115 (2008)
- [1-5] 宮本 恭祐：「永久磁石同期機における高効率化と実用化に関する研究」長崎大学学位論文 (2014)
- [1-6] 電気学会 リニア搬送システムの高機能化技術調査専門委員会編：「リニア搬送システムの高機能化技術」電気学会技術報告書 第 846 号 (2001)
- [1-7] 電気学会 搬送用リニア位置決めシステム調査専門委員会編：「搬送用リニア位置決めシステムの応用技術」電気学会技術報告 第 732 号 (1999)
- [1-8] 電気学会 リニアドライブシステムの用語等再検討調査専門委員会編：「リニアドライブ技術とその応用に関わる用語」電気学会技術報告第 911 号 (2003)
- [1-9] 鹿山 透，豊田昭仁：「リフトモーションに適した円筒状リニアモータ」電気学会リニアドライブ研究会資料，LD-10，No. 61，pp. 19-24 (2010)
- [1-10] 鹿山 透，吉武 博信，本田 英己，吉田 康，カビル ムハマド エナムル，高木 護，筒井 幸雄：「平面サーボドライブの開発」電気学会リニアドライブ研究会資料，No. LD-06-71，pp. 13-19 (2006)
- [1-11] 高 偉，田野 誠，清野 慧，富田 良幸，佐々木 卓也：「Sawyer 型平面モータ

- の精密位置決めに関する研究」精密工学会誌, Vol. 71, No. 4, pp. 523-527 (2005)
- [1-12] 富田 良幸:「サーフェスマータ(特集 精密 超精密位置決め)の現状と将来予想」精密工学会誌, Vol. 67, No. 2, pp. 188-192 (2001)
- [1-13] 牧野 省吾, 鹿山 透, 室北 幾磨, 矢原 春樹, 大戸 基道:「回転と直動の複合ダイレクトドライブを可能にする θZ モータ」電気論 D, Vol. 134, No. 7, pp. 683-690 (2014)
- [1-14] 西浦 悠介, 平田 勝弘, 堺谷 洋, 新口 昇:「3自由度アウターロータ型電磁球面アクチュエータに関する研究」電気論 D, Vol. 136, No.3, pp. 232-237 (2016).
- [1-15] 堀内 幸:「精密・超精密位置決め的高速化」精密工学会誌, Vol. 67, No. 2, pp. 179-183 (2001)
- [1-16] 梶岡 守正:「リニアモータの物流システムへの応用」電気學會雑誌, Vol. 112, No. 4, pp. 232-236 (1992)
- [1-17] 荻田 充二:「産業用リニアドライブ技術の応用動向」電気論 D, Vol. 119, No. 3, pp. 276-278 (1999)
- [1-18] 杉田 聡, 矢島 久志:「リニアモータの上手い使い方:定番のリニアモータの活用事例_高精度位置決め・高速・高頻度」平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-S2-3, pp. 7-12 (2017)
- [1-19] 並河 紘一:「生産加工工場における物流システム自動化の事例と経済性」精密機械, Vol. 48, No. 4, pp. 434-441 (1982)
- [1-20] 木村 誠:「FMC の基本概念」精密機械, Vol. 49, No. 8, pp. 993-995 (1983)
- [1-21] Kagermann. H, Helbig. J, Hellinger. A, and Wahlster. W, “Recommendations for implementing the strategic initiative INDUSTRIE 4.0,” Securing the future of German manufacturing industry, Final report of the Industrie 4.0 Working Group (2013)
- [1-22] GE Japan HP, <https://www.ge.com/jp/>, 参照 2017 年 11 月 10 日
- [1-23] 経済産業政策局:「第 4 次産業革命への対応の方向性」産業構造審議会 新産業構造部会 (第 5 回) 配布資料 4-2, 経済産業省 (2016)
- [1-24] 松原 俊介:「ファナックの IoT への取り組み」産業構造審議会 商務流通情報分科会 情報経済小委員会 分散戦略ワーキンググループ (第 3 回), 資料 6 (2016)
- [1-25] 三菱電機株式会社:「三菱 FA 統合ソリューション e-F@ctory」カタログ No.

- I(名)16009-H (2016)
- [1-26] ヤマハ発動機株式会社：「リニアコンベアモジュール LCM-X」カタログ No. 201701-A (2017)
- [1-27] ベッコフオートメーション株式会社：「XTS-eXtended Transport System」カタログ No. 4 (2012)
- [1-28] 高石 陽介, 岸田 和也：「リニアモータの上手い使い方：最近のリニアモータの活用事例 サイクルタイム短縮, 省スペース」平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-S2-4, pp. 13-14 (2017)
- [1-29] 道岡 英一, 望月 廣昭：「直曲線自在の案内装置」精密工学会学術講演会講演論文集, 2003 年度秋季大会, pp. 272-272 (2003)
- [1-30] 富田 浩治：「安川電機におけるスマートマニファクチャリング (安川版インダストリ 4.0) 実現へ向けた現状と今後の取り組み」JEMA 機関誌「電機」No. 780, pp.32-35 (2015)
- [1-31] 株式会社安川電機：「安川電機が提唱する新たなソリューションコンセプト “i³-Mechatronics (アイキューブ メカトロニクス)” を始動 —新たな産業自動化革命の実現に向けた安川のソリューションコンセプト—」2017 年 10 月 5 日 ニュースリリース (2017)
- [1-32] 村口 洋介, 碓賀 厚, 栗山 義彦, 江澤 光晴, 打田 正樹, 野村 健, 佐藤 海二, 杉田 聡：「産業用リニアドライブ技術と応用の変遷-要素部品と要素技術の変遷」平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-S2-4, pp.17-20 (2012)
- [1-33] 杉本卓也, 鈴木憲吏, 百目鬼英雄：「固定子離散配置永久磁石リニア同期モータのホール素子による磁極位置検出法」電気学会リニアドライブ研究会資料, No. LD10003, pp. 13-17 (2010)
- [1-34] 牧野 省吾, 大戸 基道, 有永 雄司：「ホール素子を利用したインダクタ形リニアモータの磁極検出法」平成 26 年電気学会産業応用部門大会, pp.351-352 (2014)
- [1-35] Y. Takase, H. Nakamura, M. Koga, T. Shikayama, and A. Toyota, “Position Sensorless Control with Accelerometer for Linear and Curvilinear Synchronous Motor,” in Proc. IECON, pp. 2378-2383 (2015)
- [1-36] S. K. Sul, and S. Kim, “Sensorless Control of IPMSM: Past, Present, and Future,”

- IEEJ J. Ind. Appl., Vol. 1, No. 1, pp. 15-23 (2012)
- [1-37] F. Cupertino, P. Giangrande, M. Scaringi, S. Stasi, and L. Salvatore, "Sensorless Control of Linear Tubular Permanent Magnet Synchronous Motors Using Pulsating Signal Injection," in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, pp. 1-8 (2008)
- [1-38] M. A. M. Cheema, and J. E. Fletcher, "Sensorless Vector Control of Linear Permanent Magnet Synchronous Motor," in Conf. Rec. ECCE Asia, pp. 1098-1104.(2013)
- [1-39] S. Murakami, M. Ohto, M. Hisatsune, T. Shiota, and K. Ide, "Encoderless Motor Design for Servo Drive Applications," in Conf. Rec. ICPE and ECCE Asia, pp. 2196-2203 (2011)
- [1-40] Y. C. Kwon, S. K. Sul, N. A. Baloch, S. Morimoto, and M. Ohto, "Design, Modeling and Control of an IPMSM With an Asymmetric Rotor and Search Coils for Absolute Position Sensorless Drive," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 52, No. 5, pp. 3839-3850 (2016)
- [1-41] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 38, No. 4, pp. 1054-1061 (2002)
- [1-42] M. Tsuji, K. Kojima, G. M. C. Mangindaan, D. Akafuji, and S. Hamasaki, "Stability Study of a Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Vector Control System Based on Extended EMF Model," IEEJ J. Ind. Appl., Vol. 1, No. 3, pp. 148-154 (2012)
- [1-43] S. C. Yang, and R. D. Lorenz, "Surface Permanent-Magnet Machine Self-Sensing at Zero and Low Speeds Using Improved Observer for Position, Velocity, and Disturbance Torque Estimation," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 48, No. 1, pp. 151-160 (2012)
- [1-44] I. Boldea, I. Paicu, G. D. Andreescu, and F. Blaabjerg, "“Active Flux” DTFC-SVM Sensorless Control of IPMSM," IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 24, No. 2, pp. 314-322 (2009)
- [1-45] P. Giangrande, and F. Cupertino, "A Simplified Position Observer for Zero-Speed Sensorless Control of Synchronous Motors," in Conf. Rec. IECON, pp. 1014-1019 (2009)

- [1-46] Y. D. Yoon, S. K. Sul, S. Morimoto, and K. Ide, "High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 47, No. 3, pp. 1361-1370 (2011)
- [1-47] J. H. Jang, J. I. Ha, M. Ohto, K. Ide, and S. K. Sul, "Analysis of Permanent-Magnet Machine for Sensorless Control Based on High-Frequency Signal Injection," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 40, No. 6, pp. 1595-1604 (2004)
- [1-48] S. Murakami, T. Shiota, M. Ohto, K. Ide, and M. Hisatsune, "Encoderless Servo Drive with Adequately Designed IPMSM for Pulse-Voltage-Injection-Based Position Detection," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 48, No. 6, pp. 1922-1930 (2012)
- [1-49] K. Ide, M. Takaki, S. Morimoto, Y. Kawazoe, A. Maemura, and M. Ohto, "Saliency-Based Sensorless Drive of an Adequately Designed IPM Motor for Robot Vehicle Application," in Conf. Rec. PCC, pp. 1126-1133 (2007)
- [1-50] A. R. Teja, C. Chakraborty, S. Maiti, and Y. Hori, "A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, No. 10, pp. 3757-3767 (2012)
- [1-51] 坪井和男, 竹上恒雄, 廣塚功, 中村雅憲: 「自己始動形三相永久磁石同期電動機の一般解析法」電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 5, pp. 692-699 (2011)
- [1-52] 栗原和美, 小林篤, 安井輝正: 「回転子バー形状が自己始動形永久磁石同期電動機特性に及ぼす影響」電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 8, pp. 970-971 (2003)
- [1-53] 杉本 卓也, 鈴木 憲吏, 百目鬼 英雄: 「固定子離散配置永久磁石リニア同期モータのホール素子による磁極位置検出法」電気学会リニアドライブ研究会資料, No. 10-003, pp. 13-17 (2010)
- [1-54] 高瀬 善康, 森本 進也, 鹿山 透, 豊田 昭仁, 梅田 信弘, 古賀 稔: 「長距離搬送用途に適したアンプ切替 MM 形リニアドライブシステム」平成 26 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-65, pp. 341-344 (2014)
- [1-55] ネオマグ株式会社:
http://www.neomag.jp/mag_navi/statistics/rare_earth_newprice2.html, 参照 2017 年 9 月 17 日
- [1-56] 新金属協会・希土類部会: 「希土類 (レアアース) 産業が直面した問題とその対応」総合資源エネルギー調査会, 資料 3 (2014)

- [1-57] 石橋 利之：「永久磁石の応用の現状と展望 省・脱レアアースを実現する最新の永久磁石モータへの応用」まぐね, Vol. 8, No. 6, pp. 306-311 (2013)
- [1-58] 馳平 憲一：「レアメタル・レアアースの安定供給確保」特技懇誌, No. 269, pp. 50-59 (2013)
- [1-59] 丸川 泰弘：「永久磁石と資源問題」平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-S2-2, pp. 31-36 (2012)
- [1-60] 加納 善明, 千葉 明, 森本 雅之, 森本 茂雄, 樋口 剛, 下村 昭二, 佐藤 恭一, 望月 資康, 吉川 祐一, 梨木 政行：「脱レアアース磁石設計指向リラクタンスモータ」平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-S3-4, pp. 43-48 (2012)
- [1-61] 柿原 航, 竹本 真紹, 小笠原 悟司：「フェライト磁石を用いた自動車駆動用スポーク型 IPMSM の回転子形状の検討」平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-34, pp. 179-184 (2012)
- [1-62] 日立金属株式会社「Permanent Magnets」カタログ No. HG-A27-G (2017)
- [1-63] 小坂 卓, 磯部 真一, 榎本 裕治, 亀山 浩幸, 川副 洋介, 大毅 晃裕, 西山 典禎, 初田 匡之, 水谷 良治, 山本 恵一：「省レアアース磁石設計指向リラクタンスモータ」平成 24 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. 3-S3-5, pp. 49-54 (2012)
- [1-64] 青山 康明, 岩路 善尚：「磁石量削減高応答リニアモータの開発」電気論 D, Vol. 133, No. 9, pp. 894-901 (2013)
- [1-65] 長坂 長彦：「電磁アクチュエータの分類とその性能評価」電気論 D, Vol.107, No.1, pp. 42-49 (1987)
- [1-66] 長坂 長彦：「次世代電磁アクチュエータを展望する」OHM, Vol. 74, No. 12, pp. 89-95 (1987)
- [1-67] 長坂 長彦, 椛島 武文：「PM 形リニアパルスモータのギャップ幾何学的形状と推力の検討」電気論 D, Vol. 107, No. 6, pp. 723-730 (1987)
- [1-68] 岩淵 憲昭, 椛島 武文, 川原 敦志：「希土類磁石応用の新インダクタ形モータ」技報 安川電機, Vol. 55, No. 3, pp.208-213 (1991)
- [1-69] 鹿山 透, 筒井 幸雄：「マグナギャップリニアモータ」技報 安川電機, Vol. 64, No. 3, pp. 177-181 (2000)

- [1-70] 鹿山 透, 小黒 龍一, 辻 輝生: 「インダクタ形リニアモータの高推力化と低コギング化に関する検討」 電気論 D, Vol. 123, No. 6, pp. 746-753 (2003)
- [1-71] T. Chen, and Z. Q. Zhu, “Coil Connections and Winding Factors in Flux-Switching PM Brushless AC Machines,” in Conf. Rec. EVER, pp. 1-7 (2009)
- [1-72] X. Zhu, W. Hua, and M. Cheng, “Cogging Torque Minimization in Flux-Switching Permanent Magnet Machines by Tooth Chamfering,” in Conf. Rec. ECCE, pp. 1-7 (2016)
- [1-73] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang, and W. Zhao, “Overview of stator-permanent magnet brushless machines,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No. 11, pp. 5087-5101 (2011)

第 2 章 高速駆動が可能なインダクタ形リニア同期モータ

- *[2-1] 牧野 省吾, 鹿山 透, 大戸 基道: 「高速駆動が可能なインダクタ形リニアモータの開発」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-72, pp. 349-352 (2013)
- *[2-2] 牧野 省吾, 鹿山 透, 大戸 基道, 樋口 剛, 阿部 貴志: 「高速駆動が可能なインダクタ形リニアモータの開発」, 電気論 D, Vol. 135, No. 8, pp. 855-861 (2015)
- [2-3] A. Toba, and T.A. Lipo, “Generic Torque Maximizing Design Methodology of Surface Permanent Magnet Vernier Machine,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 36, No. 6, pp. 1539-1546 (2000)
- [2-4] 鳥羽 章夫, 渡部 俊春, 小金井 義則, 大沢 博: 「5kW 級低速大トルク表面磁石バーニアモータの特性評価」 電気論 D, Vol. 122-D, No. 2, pp.162-168 (2002)
- [2-5] 柿原 正伸, 星 俊行, 鹿山 透, 大戸 基道: 「高推力密度コア付きリニアモータの開発」 電気論 D, Vol.132, No.4, pp.480-486 (2012)
- [2-6] 日刊工業新聞社: 「最新版 1 冊まるごとモータ選定と応用のすべて」 機械設計, 2005 年 10 月臨時増刊号, p. 13 (2005)
- [2-7] 吉村 憲昭, 星 俊行: 「新 F 形リニアモータ SGLFW2 シリーズのご紹介」 平成 26 年電気学会全国大会, No. 5-S24-3, pp. 7-10 (2014)

第3章 固定子磁石レスのセンサ機能内蔵リニア同期モータ

- *[3-1] 牧野 省吾, 柿原 正伸, 鹿山 透, 大戸 基道, 樋口 剛, 阿部 貴志: 「固定子磁石レスのセンサレスリニアモータの開発」第27回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム (SEAD27)論文集, No. 15A19, pp. 307-308 (2015)
- *[3-2] S. Makino, M. Kakihara, Y. Takase, M. Takaki, T. Shikayama, M. Ohto, T. Higuchi, and T. Abe, “Development of Stator-Magnetless Linear Synchronous Motor for Sensorless Control,” Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE2016), pp. 1-7 (2016)
- *[3-3] S. Makino, M. Kakihara, Y. Takase, M. Takaki, T. Shikayama, M. Ohto, T. Higuchi, and T. Abe, “Development of Stator-Magnetless Linear Synchronous Motor for Sensorless Control,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 53, No. 5, pp. 4559-4568 (2017)
- [3-4] K. Ide, Jung-IK. Ha, and M. Sawamura, “A Hybrid Speed Estimator of Flux Observer for Induction Motor Drives,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 53, No. 1, pp. 130-137 (2006)
- [3-5] M. Inoue, and K. Sato, “An Approach to a Suitable Stator Length for Minimizing the Detent Force of Permanent Magnet Linear Synchronous Motors,” IEEE Trans. Magn., Vol. 36, No. 4, pp. 1890-1893 (2000)
- [3-6] 宮本 恭祐, 田邊 政彦, 樋口 剛, 阿部 貴志: 「永久磁石型リニア同期モータにおけるコギング推力低減の検討」電気学会論文誌 D, Vol. 191, No. 1, pp. 50-58 (2015)
- [3-7] K. C. Lim, K. Woo, G. H. Kang, J. P. Hong, and G. T. Kim, “Detent Force Minimization Techniques in Permanent Magnet Linear Synchronous Motors,” IEEE Trans. Magn., Vol. 38, No. 2, pp. 1157-1160 (2002)
- [3-8] A. Souissi, I. Abdennadher, and A. Masmoudi, “An Approach to Reduce the Cogging Force in Tubular Linear PM Synchronous Machines,” in Conf. Rec. EVER, pp. 1-7 (2015)
- [3-9] Y. Li, Z. Q. Zhu, D. Howe, C. M. Bingham, and D. Stone, “Improved Rotor Position Estimation by Signal Injection in Brushless AC Motors, Accounting for Cross-Coupling Magnetic Saturation,” IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 45, No. 5, pp. 1843-1850 (2009)

- [3-10] 武田 洋次, 松井 信行, 森本 茂雄, 本田 幸夫: 「埋込磁石同期モータの設計と制御」 オーム社 (2001)

第4章 直曲動リニア同期モータの設計法

- *[4-1] S. Makino, M. Kakihara, M. Hirayama, S. Tanaka, T. Shikayama, T. Higuchi, and T. Abe, “Consideration of Linear Synchronous Motor Characteristic in Curved Part,” Proc. of the 11th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2017), LM-7, pp. 1-7 (2017)
- [4-2] 株式会社安川電機: 「マルチキャリアモジュールを開発—搬送工程における技術革新を実現—」 2015年11月30日ニュースリリース (2015)
- [4-3] R. Ozono, Y. Takase, S. Makino, and H. Nakamura, “Development of a Next-Generation Transport and Positioning Device,” in Conf. Poster Session ICPE, pp. 18-8135 (2016)
- [4-4] 鹿山 透, 大賀 壮平: 「直曲動モータ」 技報 安川電機, Vol. 75, No. 4, pp. 184-187 (2011)
- [4-5] 米谷 晴之: 「三次元解析による誘導電動機のスキューの効果に関する検討」 電学論 D, Vol. 122, No. 4, pp. 1135-1141 (2002)

第5章 自己始動形リニア同期モータの設計検討

- *[5-1] T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, and S. Makino, “Principle and Characteristics of a Novel Self-Start Type PMLSM,” Proc. of the 10th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2015), pp. 1-4 (2015)
- *[5-2] 秋田 聡英, 七種 宏昭, 樋口 剛, 横井 裕一, 阿部 貴志, 牧野 省吾: 「自起動形永久磁石同期モータの始動特性」 第28回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム(SEAD28)論文集, No. 6-13, 20A4-6 (2016)
- *[5-3] S. Akita, T. Higuchi, Y. Yokoi, H. Saikusa, T. Abe, and S. Makino, “Experimental Characteristics of a Line-Start Permanent Magnet Motor,” Proc. of the 19th

- International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2016), DS2G-1-17, pp. 1-4 (2016)
- *[5-4] S. Akita, T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, T. Shirotani, and S. Makino, “Design Analysis of a Line-Start Permanent Magnet Linear Synchronous Motor,” Proc. of the 11th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA2017), P-05 (2017)
- [5-5] T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, T. Egawa, "Fundamental Characteristics of a Novel Self-Starting Type Permanent Magnet Synchronous Motor," Proc. of 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2012), No. LS4A-3 (2012)
- [5-6] T. Egawa, T. Higuchi, T. Abe, Y. Yokoi, Y. Miyamoto, M. Ohto, "Rotor Design of a Novel Self-Start Type Permanent Magnet Synchronous Motor," Proc. of 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2012), No. LS1B-1 (2012)
- [5-7] S. Arikawa, T. Higuchi, Y. Yokoi, T. Abe, Y. Miyamoto, and M. Ohto, “Motion Characteristics of a Novel Self-Start Type Permanent Magnet Synchronous Motor,” Proc. of 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2013), pp. 109-112 (2013)
- [5-8] JEC-TR-21001-2005, 永久磁石同期機の特性格算定法, 電気学会 電気規格調査会 テクニカルレポート, pp. 12-14 (2005)

以上