

リニアモータの非対称回路モデル  
および回路定数算定法に関する研究

平原 英明

2016 年



## 目 次

<b>第 1 章 序論</b> .....	1
1.1 本研究の背景 .....	1
1.2 本研究の目的 .....	5
1.3 本論文の概要 .....	8
第 1 章の参考文献 .....	11
<b>第 2 章 リニアモータの特性算定試験法の課題</b> .....	17
2.1 まえがき .....	17
2.2 研究対象のリニアモータ .....	18
2.2.1 リニア誘導モータ .....	18
2.2.2 永久磁石リニア同期モータ .....	19
2.3 実負荷試験によるリニアモータの特性測定法 .....	20
2.3.1 回転ドラムによる負荷装置を用いた実負荷試験 .....	21
2.3.2 回転円盤による負荷装置を用いた実負荷試験 .....	21
2.3.3 他のリニアモータを負荷とした実負荷試験 .....	22
2.4 静止試験によるリニアモータの特性算定法 .....	24
2.4.1 拘束試験のみを用いた特性算定法 .....	24
2.4.2 拘束試験および等価無負荷試験を用いた特性算定法 .....	25
2.4.3 直流試験を用いた特性算定法 .....	29
2.5 まとめ .....	31
第 2 章の参考文献 .....	32
<b>第 3 章 リニアモータの巻線間相互インダクタンス算定法</b> .....	35
3.1 まえがき .....	35

3.2 直流試験によるインピーダンス算出法 .....	36
3.2.1 直流試験法 .....	36
3.2.2 ヒステリシスの影響を考慮した直流試験法 .....	37
3.2.3 直流試験法の実施例 .....	39
3.3 リニアモータの演算子インピーダンス軌跡 .....	41
3.3.1 一軸テーブル式リニア誘導モータ .....	41
3.3.2 各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡 .....	44
3.4 巻線間相互インダクタンス算定法 .....	45
3.4.1 回転形誘導モータで表した三相回路モデル .....	45
3.4.2 各巻線間の相互インダクタンスの算定式 .....	46
3.4.3 提案法の実施例と検証実験 .....	48
3.5 まとめ .....	52
第3章の参考文献 .....	54

<b>第4章 インダクタンス高調波を考慮した永久磁石リニア同期 モータの非対称回路モデルおよび回路定数算定法 .....</b>	<b>57</b>
4.1 まえがき .....	57
4.2 永久磁石リニア同期モータのインダクタンス特性 .....	58
4.2.1 一軸テーブル式永久磁石リニア同期モータ .....	58
4.2.2 可動子位置に依存した磁束密度分布 .....	60
4.2.3 単相交流試験によるインピーダンス算出法 .....	62
4.2.4 可動子位置に依存したインダクタンス特性 .....	63
4.3 インダクタンス高調波を考慮した非対称回路モデル .....	64
4.3.1 非対称三相回路モデル .....	65
4.3.2 三相交流座標系の電圧方程式 .....	65
4.3.3 三相交流座標系の推力算出式 .....	68
4.4 インダクタンス高調波を考慮した回路定数算定法 .....	70
4.5 提案法の実施例と検証実験 .....	72

4.5.1 インダクタンス高調波を考慮した回路定数算定結果 .....	73
4.5.2 電流特性の算出結果とその考察 .....	76
4.5.3 推力特性の算出結果とその考察 .....	78
4.6 まとめ .....	81
第4章の参考文献 .....	83

## 第5章 簡易二相モデルを用いたリニア誘導モータの回路定数 算定法 .....

5.1 まえがき .....	85
5.2 簡易二相モデル .....	87
5.2.1 $\alpha\beta$ 座標系における電圧方程式 .....	88
5.2.2 $\alpha\beta$ 座標系における推力算出式 .....	92
5.3 簡易二相モデルの回路定数算定法 .....	94
5.3.1 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の演算子インピーダンス算出法 .....	94
5.3.2 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の回路定数同定法 .....	97
5.4 提案法の実施例と検証実験 .....	99
5.4.1 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の回路定数同定結果 .....	100
5.4.2 電流特性の算出結果とその考察 .....	103
5.4.3 推力特性の算出結果とその考察 .....	107
5.5 回転円盤式リニア誘導モータによる検証実験 .....	109
5.5.1 回転円盤式リニア誘導モータ .....	110
5.5.2 回転円盤式リニア誘導モータによる評価 .....	113
5.6 まとめ .....	116
第5章の参考文献 .....	117

## 第6章 結論と今後の課題 .....

付録 各角周波数におけるインピーダンスを算出するための 直流試験法の理論式の導出 .....	123
A1 シグナム関数のフーリエ変換 .....	123
A2 直流試験法の原理 .....	124
A2.1 電圧および電流波形のフーリエ変換 .....	124
A2.2 各角周波数におけるインピーダンス算出式 .....	126
 研究業績 .....	 127
 謝辞 .....	 130

## 第1章 序論

### 1.1 本研究の背景

リニアモータは、電磁力によって直接、直線的な駆動力が得られるダイレクトドライブ（直接駆動）装置である。そのため、歯車や車輪などの推進のための伝達機構を必要とせず、駆動機構が簡単で、小形軽量化、高速化、高い位置決め精度などが実現できる。また、平板状や円筒状など、従来の回転形モータと比べて高い形状の柔軟性をもち、駆動装置に応じた自由度の高い構造設計が可能である<sup>[1][2]</sup>。

リニアモータの応用としては、まず、鉄道分野が挙げられる。山梨実験線で開発が進められている超電導磁気浮上式リニアモータカーは、2015年4月に実施された高速域走行試験において、有人走行最高速度 603km/h を記録し、「Fastest maglev train（最も速い磁気浮上鉄道）」としてギネス世界記録に認定<sup>[3]</sup>されるなど、世界的に注目されている。

一方で、鉄道以外の分野においてもダイレクトドライブ化によって、小型化・高速化・高精度化・低騒音化・クリーン化などの技術的要求を解決することを目的としたリニアモータの適用が拡大しており、(1) 搬送、(2) 工作機械、(3) 半導体・画像パネル加工機、(4) 情報機器、(5) 家電、(6) 輸送、(7) 熔融金属制御、(8) 医療・福祉機器など、産業界において様々な分野で応用されている<sup>[1][4]</sup>。

例えば、工作機械分野においては、1980年代以前は回転形モータの動作をボールねじで機械的に直線動作に変換するものが主流であったが、ボールねじを用いた機構ではバックラッシュや機械的な剛性等の問題により性能に限界がある。このため、従来の駆動システムとの差別化を図り、ユーザからの高速化・高精度化に対する厳しい要求に応えるためには、リニアモータの使用が不可欠になっている。

表 1.1 は、主に国内における産業用リニアモータ応用の変遷を示したものである<sup>[1][4]</sup>。同表中に示した実線は実用（製品）化された期間を、破線は研究開発期間を示している。なお、LIM はリニア誘導モータ（Linear Induction Motor）、LSM はリニア同期モータ（Linear Synchronous Motor）、LDM はリニア直流モータ（Linear DC Motor）、LSTM はリニアステッピングモータ（Linear STEpping Motor）、LOA はリニア振動アクチュエータ（Linear Oscillatory Actuator）を表している。

産業用リニアモータの実用化は 1970 年代から現在に至るまで約 45 年間に及んでいる。世の中の要請の変化によって消滅していった分野も存在するが、ネオジム磁石の発明に代表される材料技術の進歩、パワーエレクトロニクスおよび制御技術の飛躍的な発展、小形高性能マイコンの出現などにより、リニアモータの応用機器は増加してきている<sup>[4]-[6]</sup>。

このような背景から、近年の搬送用途では、ブラシレス構造を有し、ベクトル制御によってモータの推力や位置・速度を高速に制御できる LIM や LSM の一種である永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）の適用が増加している。

また、有限要素法に代表される電磁界数値解析技術により、リニアモータの研究開発環境は格段に改善しており、リニアモータの設計においては、リニアモータ固有の非対称性や端効果を考慮したシミュレーションを容易に行えるようになっている<sup>[7]-[9]</sup>。

しかしながら、リニアモータには、回転形モータのように規格化された特性算定試験法が確立されていない<sup>[10]-[13]</sup>。これまで産業用リニアモータの特性算定試験法の確立を阻んできた要因には、次の事項が挙げられる。

- (a) ストロークが有限
- (b) 巻線相互の磁気回路が非対称
- (c) 応用範囲が広範囲

特に (a) は、リニアモータの定常運転（回転形モータにおける無負荷試験）の実施を事実上不可能にしている要因である。よって、(b) や (c) の要因に



表 1.1 産業用リニアモータ応用の変遷<sup>[1][4]</sup>

リニアモータの 応用分野	年代				
	1970	1980	1990	2000	2010
搬 送	LIM搬送	1980年	工場内搬送（神鋼電機） 磁気浮上式LIM搬送（東芝） 1986年	2000年 病院内搬送システム（神鋼電機） LSM搬送 1998年	
工作機械		マシニング センタ	LIM駆動 1993年 LSM駆動	EX-CELL-0 Ingersoll 1999年 (放電加工機, ソディック)	
半導体・ 画像パネル加工機		ワイヤホンダ（LDM, 東芝） 1978年		2000年頃 同期スキャン方式 の露光装置（LSM, キヤノン） 1997年 FPDレジスト塗布・検査装置 2000年代前半	LDM駆動 → LSM駆動
情報機器	HDドライブ（LDM, IBM） 1971年		1980年代後半		スイング形LDM
		1976年	プリンタ（VR形LSTM, 山洋電気） X-Yプロッタ（平面モータ, Xynetics）	1990年	
	1970年		プリンタ（LSTM, 神鋼電機） 1980年	1987年	2000年頃
			FDドライブ（LSTM, NEC） 1985年	1997年	業務用 プリンタ（LSM）
			1990年		
家 電				1995年 シェーバ（LOA, 松下電工） 2000年 歯ブラシ（LOA, 松下電工） 1980年 自動カーテン（ブラシ付きLDM, トヨタ車体） 1991年 自動ドア（ブラシ付きLDM, トヨタ車体）	
輸 送			1990年	リニアエレベータ（LIM, オーチス） 駅ホームドア・電車用ドア （LSM, 富士電機） 1995年	磁気浮上式エレベータ（東芝） 2000年
溶融金属制御		1976年		注湯・かくはん装置（LIM, 神鋼電機）	
医療・福祉機器			(LSTM, 信州大) 人工心臓（LOA, 武蔵工業大, 東京電機大） 1985年		2003年

——— : 実用（製品化）期間

----- : 研究開発期間

目をつぶっても回転形モータの標準的な試験法をリニアモータに適用することは困難である。このため、回転ドラムや回転円盤を用いた特殊な試験装置による測定法<sup>[10]-[17]</sup>が提案されているが、リニアモータは用途によって大きさや構造が異なるため、各々のケースに応じた試験装置を製作する必要があるなど、試験の実施は容易ではなく、実用的な特性算定試験法の開発が望まれている。

また (b) は、リニアモータの巻線構造によるものである。リニアモータは、原理的には、回転形モータの一次側、二次側およびギャップをそれぞれ直線状に伸ばしたものであり<sup>[18]-[20]</sup>、一次鉄心は有限長となる。このため、巻線の構造上、各相の巻線自体が対称に配置されていても各巻線相互の磁気回路は非対称となり、対称三相電圧が供給される場合でも各相の電流は不平衡となる<sup>[7]-[9],[12],[21]-[27]</sup>。特にこの影響は、無負荷時や極数が少ないリニアモータにおいて顕著に現れ、推力リップルの要因ともなる。回転形モータにおいては、構造的対称性を有するため、このような影響はなく一相分の等価回路による解析手法が主流であるが、リニアモータにおいてはこの影響を考慮した解析手法が必要である。

さらに (c) により、産業用リニアモータの特性の測定法や評価法も多彩となり、現状では各機関が独自のものを採用しているため、ユーザが各社のリニアモータの特性を比較したり、評価したりすることは困難である。したがって、リニアモータに共通した測定法や評価法が重要となっている<sup>[10][11]</sup>。

このような背景から、リニアモータの特性算定試験法として、回転形モータの標準的な試験法である無負荷試験に代わる等価無負荷試験および拘束試験を用いて回路定数を算定し、各種特性を算出する方法が提案されている<sup>[21][22]</sup>。ここで、等価無負荷試験とは、従来の無負荷試験のように同期速度で動かして二次側に電流が流れないようにするものとは異なり、二次導体である非磁性導体板を取り除いて磁性体板のみで二次側を構成し、二次側にほとんど電流が流れないようにすることで等価的に無負荷状態にする試験である。さらに、リニアモータ固有の非対称性を考慮するために、文献[21]では、三相等価回路をベースとした特性算定法を提案している。しかしながら、実効値

ベースの等価回路であるため、定常特性の算出はできるが、過渡特性の算出が困難である他、三相等価回路定数の算定に中性点の引き出しが必要である。また、文献[22]では、非対称性を考慮した二軸座標モデルによる特性算定法を提案している。この算定法は、各相の不均衡電流や推力リップルというリニアモータ固有の特性を過渡時を含めて正確に算出することが出来る優れた方法である。しかしながら、回路モデルがやや複雑で、文献[21]と同様に回路定数の算定に中性点が必要といった課題も残されている。なお、これらの文献の方法は等価無負荷試験が前提となっているが、実際には、二次側の非磁性導体板は磁性体板と接着されて取り除けない場合が多く、この場合には、等価無負荷試験の実施は実用上困難である。

以上、リニアモータの応用は様々な分野に拡大している反面、回転形モータのように規格化された特性算定試験法がなく、各メーカーが独自のものを採用しているのが現状である。また、先行研究においても有効な特性算定試験法の確立には至っていない。このため、実用的な特性算定試験にもとづいたリニアモータの特性算定法が必要であると考えられる。

## 1.2 本研究の目的

前節で述べた背景を踏まえて、本研究では、リニアモータ固有の課題である不均衡電流や推力リップルを実測評価するための回路モデルを導出し、その回路定数を機器の分解や特殊な試験装置を用いることなく、電気的な測定値のみを用いた実用的な試験により決定する方法を開発することを目的としている[28]-[40]。

本研究では、各種搬送用途<sup>[41]-[44]</sup>でよく用いられているリニア誘導モータ（LIM）および永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）の特性を精度よく算出するために必要となるモータ定数の算定法に着目している。なお、リニアモータ固有の端効果については、低速域で使用する小型リニアモータについてはほとんど影響がない<sup>[12],[45]-[47]</sup>ことから、便宜上無視して取り扱っている。

前節 (a) で述べたように、リニアモータはストロークが有限であるため、駆動時の定常特性を測定することは極めて困難である。そこで、本研究では、静止試験により得られた諸量を用いた特性算定試験法を提案している。

まず、PMLSM の試験法としては単相交流印加法<sup>[48]</sup>を採用している。この試験法は、静止状態の PMLSM の巻線端子間に定格周波数の単相交流を印加し、そのときの電圧、電流、電力の測定値から定格周波数におけるインピーダンスを求める方法である。

一方、LIM においては、二次回路が存在するために、単相交流印加法を用いる場合は各滑り周波数におけるインピーダンス（演算子インピーダンス）を測定する必要がある。しかしながら、これを実施するためには、0.1Hz 以下の低周波数まで出力できる可変周波数電源や 0.1Hz 以下の低周波数まで測定できるパワーメータが必要となるため、実用上、試験の実施は困難である。そこで、LIM の特性算定試験法としては、既に交流モータの静止試験法として提案している小容量の直流電源を用いた直流試験法<sup>[49]-[52]</sup>を採用している。この試験法は、静止状態の LIM の巻線端子間に直流電流を流した後に、この端子間を短絡したときの前後の電圧・電流を測定し、これらをフーリエ変換することによって、LIM の各滑り周波数におけるインピーダンスを求める方法であり、商用周波数から 0.1Hz 以下の低周波数までの周波数特性を 1 回の静止試験から精度よく算出することが可能である。これらの試験法はモータを駆動させることなく、静止したままの状態で行うことができるため、リニアモータに適した試験法であると考えられる。

また、前節 (b) で述べたように、リニアモータは巻線の構造上、巻線相互の磁気回路が非対称となるため、不平衡電流や推力リップル等の固有の問題がある。そこで、本研究では、前述した直流試験法により得られる滑り周波数が零となる点のインピーダンスを用いてリニアモータの各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案し、その妥当性を文献[21]で提案されている方法による算定結果との比較から明らかにしている。ここで、文献[21]の算定法は、二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷状態において、一相端子と中性点間に単相交流を印加し、他の二相に生じる誘

導起電力から各巻線間の相互インダクタンスを算定する方法である．それに対して提案法は，等価無負荷状態とする必要がなく，既設のリニアモータに対して適用できる点で有用性が高いと思われる．

さらに，PMLSM においては，巻線相互の非対称性のみならず，可動子の位置に依存したインダクタンス分布波形に高調波成分が存在するケースも少なくない<sup>[53]</sup>．よって，その特性を正確に表すためには，このインダクタンス分布波形の高調波成分（インダクタンス高調波）の影響を考慮した解析手法が必要であると考えられる．しかしながら，この影響を考慮できる一般的に認められた手法は見当たらない．そこで，PMLSM においては，可動子の位置に依存した各巻線端子間のインダクタンスの変化を測定することによって，供試機の PMLSM のインダクタンス分布波形に高調波成分が含まれていることを示すとともに，これらを考慮した数式モデル（電圧方程式および推力式）およびその回路定数を算定する方法を提案している．

また，LIM の非対称性を考慮した特性算定法として，文献[22]では，LIM の巻線構造を考慮した二軸座標モデルによる特性算定法を提案しているが，回路モデルがやや複雑（ベクトル制御が困難）<sup>[54]</sup>である他，回路定数の測定に中性点の引き出しが必須といった課題がある．そこで，文献[22]よりも簡単なモデルでありながら，LIM の非対称性を考慮できる新たな LIM の二相モデルを提案するとともに，その回路定数を直流試験の結線法の工夫により，中性点を用いずに算定する方法を提案している．

提案した PMLSM および LIM の回路モデルおよびその回路定数算定法の妥当性については，提案法により算出した電流および推力波形の計算値と実測値との比較により明らかにしている．

以上，本研究で提案する方法は，静止試験によって得られる諸量を用いたものであるため，既設のリニアモータに対して容易に適用可能であり，かつ，リニアモータの非対称性を考慮できるため，リニアモータ固有の課題である不平衡電流や推力リップルを正確に求めることができる．また，提案法により得られた定数を制御に用いることにより，高性能な制御ができるものと期待される．

## 1.3 本論文の概要

本論文は、以下の6章から構成されている。

第1章 序論

第2章 リニアモータの特性算定試験法の課題

第3章 リニアモータの巻線間相互インダクタンス算定法

第4章 インダクタンス高調波を考慮した永久磁石リニア同期モータの  
非対称回路モデルおよび回路定数算定法

第5章 簡易二相モデルを用いたリニア誘導モータの回路定数算定法

第6章 結論と今後の課題

また、その概要は以下のとおりである。

第1章では、産業界におけるリニアモータの応用範囲と技術動向について述べ、その中で、産業用リニアモータの課題を明らかにし、この課題に対する本研究の目的について論じている。

第2章では、本研究で対象としている LIM および PMLSM の構造や特徴について整理するとともに、先行研究で提案されている回転ドラムや回転円盤などの特殊な負荷装置を用いた実負荷試験による特性測定法や二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷試験を用いた特性算定法は、実用上実施が困難であることを指摘し、実用的なリニアモータの特性算定試験法の必要性について論じている。

第3章では、LIM の特性算定試験法として採用した直流試験法によって得られる LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡から、LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案している。先行研究によって、二次側の非磁性導体板を取り除いて各巻線間の相互インダクタンスを算定する方法が示されているが、リニアモータを分解するため実

用性に欠ける問題がある。そこで、本研究では、既に回転形モータの静止試験法として実績のある直流試験法をリニアモータの特性算定試験法として採用している。本章では、直流試験によるインピーダンス算出法（直流試験法）について述べるとともに、ヒステリシスの影響を考慮した二段階電圧印加方式の直流試験法について述べ、滑り周波数が低い領域のインピーダンス特性の算出精度を向上できることを示す。また、供試 LIM の巻線構造と直流試験法によって得られた各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡との対比から、直流試験法は巻線相互の非対称的なインピーダンスを正確に算出できることを示す。さらに、直流試験法によって求めた演算子インピーダンス軌跡の滑り周波数が零となる点のリアクタンスから求まるインダクタンスを用いて、各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案し、先行研究による算定結果との比較により、その妥当性を明らかにする。

第4章では、PMLSM が有する非対称性やインダクタンス変化に起因する高調波成分（インダクタンス高調波）を含んだ厳密な非対称回路モデルとその回路定数を算定する方法について提案している。PMLSM は二次導体がないため、第3章で提案した方法によって求めた各相の自己インダクタンスおよび各巻線間の相互インダクタンスを用いた電圧方程式により、特性算定が可能である。しかしながら、インダクタンス分布波形に含まれる高調波成分の影響を無視できない場合は、その定数をそのまま利用することは出来ない。そこで、本章では、PMLSM の特性算定試験法として採用した単相交流印加法を用いて、可動子位置に依存した各巻線端子間のインダクタンスの変化を測定し、供試機とした表面磁石形 PMLSM のインダクタンス分布波形は高調波成分を含んで歪んでいることを示すと同時に、これらを考慮した三相交流座標系における数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出し、その回路定数を算定する方法を提案している。導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送システムに用いられる一軸テーブル式 PMLSM を用いて実測した電流および推力リップルの波形との比較により明らかにしている。

第5章では、LIMの非対称性を考慮した新たなモデル（簡易二相モデル）とその回路定数を算定する方法について提案している．非対称性を有するLIMでは、対称性を有する回転形誘導モータのような一相分の等価回路モデルは適用できないため、非対称三相等価回路モデルを用いた解析手法が必要となるが、計算が極めて複雑になる問題がある．これを解決するために、相互誘導回路は非対称性を有するが、自己誘導回路は対称性を維持する点に着目した解析法を考案した．すなわち、自己誘導回路の一次、二次の巻線抵抗や漏れパーミアンスは対称回路とする一方で、相互誘導回路の直交二軸方向の主磁束の磁路のパーミアンスのみが異なるという新たな二相誘導モータモデル（簡易二相モデル）でLIMを定義し、このモデルの電圧方程式におけるインピーダンス行列から、二次側を一次側に固定した静止二軸座標（ $\alpha\beta$ 座標）系の数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出している．また、この簡易二相モデルの回路定数を直流試験の結線法を工夫することによって、中性点を用いずに算定する方法についても提案している．導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送システムに用いられる一軸テーブル式LIMおよび二次側を回転円盤とすることによって任意の負荷運転を可能とした回転円盤式LIMを用いて実測した電流および推力リップルの波形との比較により明らかにしている．

第6章では、本論文で得られた成果を総括するとともに、今後の課題について述べている．



## 第1章の参考文献

- [1] 電気学会編：「電気工学ハンドブック 第7版」，オーム社，pp.801-829 (2013)
- [2] 正田英介編著：「リニアドライブ技術とその応用」，オーム社 (1991)
- [3] 東海旅客鉄道株式会社：「超電導リニア603km/h、ギネス世界記録に認定」，<http://jr-central.co.jp/news/release/nws001693.html> (2015)
- [4] 電気学会産業用リニアドライブ技術と応用の変遷調査専門委員会編：「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，第1259号 (2012)
- [5] 電気学会産業用リニア駆動システムにおける要素技術の体系化調査専門委員会編：「産業用リニア電磁駆動システムの要素技術とその応用」，電気学会技術報告，第1995号 (2010)
- [6] 水野勉，村口洋介，楡井雅巳，中川聡子，青山康明，中西祐：「最新！リニアモータ応用の状況2015ーリニアモータの基礎知識ー」，平成27年電気学会産業応用部門大会講演論文集，Vol. 3，No. 3-S10-1，pp. 17-20 (2015)
- [7] 電気学会リニア電磁駆動装置解析手法の体系化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の体系と技術動向」，電気学会技術報告，第1074号 (2006)
- [8] 電気学会リニアドライブシステムの連成解析手法調査専門委員会編：「リニアドライブシステムの数値解析に関わる動向とその解析例」，電気学会技術報告，第913号 (2003)
- [9] 電気学会リニア電磁駆動装置設計技術の高度化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の現状」，電気学会技術報告，第797号 (2000)
- [10] 電気学会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)
- [11] 電気学会産業用リニア駆動システムの評価技術調査専門委員会編：「産

- 業用リニア駆動システムの評価技術」，電気学会技術報告，第 930 号 (2003)
- [12] 電気学会リニアモータのセンシング技術と特性測定法調査専門委員会編：「リニアモータを高性能に駆動するセンサ・制御システム」，電気学会技術報告，第 746 号 (1999)
- [13] 電気学会小形リニアモータ特性評価調査専門委員会編：「小形リニアモータシステムの特性評価と応用システム技術」，電気学会技術報告，第 669 号 (1998)
- [14] 山田一編著：「リニアモータ応用ハンドブック」，工業調査会 (1986)
- [15] 野中作太郎，藤井信男，渡辺武敏，小島安信：「新都市交通用リニア誘導モータの特性に関する実験的研究」，電気学会論文誌 D，Vol. 108，No. 5，pp. 477-484 (1988)
- [16] 新谷勉，野島俊則，荻田充二：「簡易試験装置によるリニアモータ評価試験」，電気学会リニアドライブ研究会資料，LD-92-40，pp. 19-28 (1992)
- [17] 森實俊充，木村紀之：「円盤型二次導体を用いた試験装置によるリニア誘導モータの駆動特性測定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 131，No. 10，pp. 1256-1257 (2011)
- [18] 山田一著：「産業用リニアモータ」，工業調査会 (1981)
- [19] 山田一著：「リニアモータと応用技術」，実教出版 (1976)
- [20] 宇佐美吉雄著：「リニアモータ」，出光書店 (1978)
- [21] 内海達見，山口功：「リニア誘導モータの始動時における三相等価パラメータ値算定」，電気学会論文誌 D，Vol. 120-D，No. 11，pp. 1283-1288 (2000)
- [22] 杉本英彦，巴正信，松村正三，石井俊昭：「片側式リニア誘導モータの拘束試験に基づく非対称定数算定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 113，No. 2，pp. 247-255 (1993)
- [23] Adamiak K, Ananthasivam K, Dawson Graham E, Eastham Anthony R and Gieras J F : “The causes and consequences of phase unbalance in single-sided linear induction motors,” *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 24, No. 6, pp.

- 3223-3233 (1988)
- [24] Dae-Kyong Kim, Byung-II Kwon : "A Novel Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motor Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External Circuits," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, No. 10, pp. 3407-3409 (2006)
- [25] Roma Rinkeviciene, Andrius Petrovas : "Dynamic Models of Asymmetric Induction Drive," *IEMDC '07*, pp. 683-987 (2007)
- [26] Wei Xu, Jian Guo Zhu, Yongchang Zhang, Zixin Li, Yaohua Li, Yi Wang, Youguang Guo and Yongjian Li : "Equivalent Circuits for Single-Sided Linear Induction Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 6, pp. 2410-2423 (2010)
- [27] Arindam Banerjee, P J Radcliffe "Mathematical analysis for predicting an unbalanced force in a simple asymmetric circuit using Maxwellian electrodynamics," *ICEMS2014*, pp. 3503-3509 (2014)
- [28] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara and Toshihisa Shimizu : "A Method to Calculate the Performance and Circuit Parameters of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model," *IEEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 4, pp. 409-417 (2015)
- [29] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara and Toshihisa Shimizu : "A Method to Calculate the Performance of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model," *IPEC2014*, 21P5-7, pp. 3044-3049 (2014)
- [30] 平原英明, 山本修, 荒隆裕, 清水敏久 : 「各巻線間の相互インダクタンスを用いた交流機の一次漏れインダクタンス算定法の検討」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-14-134, pp. 25-30 (2014)
- [31] 平原英明, 山本修, 荒隆裕, 清水敏久 : 「直流試験によるリニア誘導モータの一次漏れインダクタンス算定法の検討」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-66, pp. 345-346 (2014)
- [32] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕, 清水敏久 : 「非対称な相互インダクタンスを有する交流機の電機子漏れインダクタンス算定法の検討」,

- 平成 26 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-047, pp. 83-84 (2014)
- [33] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕, 清水敏久:「直流試験による交流機の電機子漏れインダクタンス算定法の検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-34, pp. 209-210 (2013)
- [34] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕:「直流試験による誘導機の一次定数算定法の検討」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-059, p. 103 (2013)
- [35] Shu Yamamoto, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara and Takahiro Ara : "Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Considering Inductance Harmonics and Saliency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 132, No. 2, pp. 219-226 (2012)
- [36] Shu Yamamoto, Takashi Kano, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara, and Takahiro Ara : "Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for Permanent Magnet Linear Synchronous Motors Considering Inductance Harmonics," *Proc. of IEEE/IPEC'10*, 23E2-3, pp. 1752-1759 (2010)
- [37] 山本修, 荒隆裕:「 $\alpha\beta$ 変換を用いた三相リニア誘導モータの特性算定」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-18, pp. 151-152 (2005)
- [38] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「各巻線間の相互インダクタンスを考慮したリニア誘導モータの電流特性算出法」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-01-148, pp. 109-114 (2001)
- [39] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. 214, pp. 921-922 (2001)
- [40] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 11, pp. 1201-1202 (2001)

- [41] 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，第 846 号 (2001)
- [42] 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)
- [43] 電気学会搬送用リニアメカニズム調査専門委員会編：「搬送用リニアメカニズムの実用化動向と将来展望」，電気学会技術報告，第 657 号 (1997)
- [44] 電気学会搬送システム用リニアモータ調査専門委員会編：「搬送システムとリニアモータの応用」，電気学会技術報告，第 467 号 (1993)
- [45] 野中作太郎，小川幸吉：「高速リニア誘導モータのスロット高調波と端効果」，電気学会論文誌 D，Vol. 108，No. 6，pp. 595-602 (1988)
- [46] 山村昌，伊藤春雄，石川芳寿：「リニア誘導電動機の特性への端効果の影響」，電気学会雑誌，Vol. 91，No. 2，pp. 145-154 (1971)
- [47] 山村昌，伊藤春雄，Farouk Ismal Ahmed：「誘導形リニアモータの端効果について」，電気学会雑誌，Vol. 90，No. 3，pp. 107-116 (1970)
- [48] IEEE Std 115A： “IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Response Testing,” (1987)
- [49] 荒隆裕，山本和直，小田莊一，松瀬貢規：「直流試験法による同期電動機の始動特性推定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 112-D，No. 1，pp. 73-80 (1992)
- [50] 山本修，後藤隆司，荒隆裕：「直流電源による回転機のオペレーショナルインピーダンス算定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 123，No. 6，pp. 724-731 (2003)
- [51] 山本修，小山孝，荒隆裕：「電圧形 PWM インバータを用いた直流試験による回転機の特性算出法」，電気学会論文誌 D，Vol. 131，No. 11，pp. 1292-1300 (2011)
- [52] 田中晃，平原英明，山本修，荒隆裕：「直流試験による交流回転機の特性算出法の開発」，職業能力開発研究誌，Vol. 30，No. 1，pp. 85-90 (2014)

- [53] 山口朋信, 山本修, 荒隆裕 : 「非対称性を考慮した永久磁石リニア同期モータのインダクタンス算出法」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, No. Y-63, p. 63 (2006)
- [54] 杉本英彦, 巴正信, 松村正三, 渡辺英紀 : 「リニア誘導モータの非対称定数を考慮したベクトル制御法とその特性」, 電気学会論文誌 D, Vol. 114-D, No. 1, pp. 17-24 (1994)

## 第2章

### リニアモータの特性算定試験法の課題

#### 2.1 まえがき

リニアモータは、原理的には回転形モータを半径方向に切って直線状に展開した構造として考えることができる<sup>[1]</sup>。このため、理論もほぼ同様に扱うことができるが、展開したことによる固有の問題がある。特に問題なのが、ストロークが有限であることに起因して、定常運転時の特性を測定することが困難なことである。回転形モータ（例えば、誘導モータ）において、実負荷試験が困難な場合は、JEC-2137<sup>[2]</sup>等で規格化されている無負荷試験と拘束試験によって等価回路定数を求め、各種特性算定を行う方法が広く用いられている。このような実負荷試験に代わる等価試験による特性算定法は、試験設備や人手、コストの低減に寄与できるため、その実用価値は高い。

しかしながら、リニアモータにおいては、無負荷試験でさえも実施することが極めて困難である。また、リニアモータ固有の端効果や巻線相互の磁気回路の非対称性等の問題があり、回転形モータと比較すると、特性解析が非常に困難である。このような理由から、リニアモータには規格化された特性算定試験法が確立しておらず、各機関が独自の試験法を採用しているのが現状である<sup>[3][4]</sup>。

そこで、本章では、本研究で対象としている搬送や工作機械等の産業用途によく用いられるリニア誘導モータ（LIM）および永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）の構造および特徴について整理するとともに、これまでに先行研究で提案されているリニアモータの実負荷試験による特性測定法ならびに実負荷試験に代わる等価試験による特性算定法について述べ、これらの先行研究で提案されている方法の課題について明らかにする。

## 2.2 研究対象のリニアモータ

リニアモータは、回転形モータと同様に、その動作原理によって、リニア誘導モータ (LIM)、リニア同期モータ (LSM)、リニア直流モータ (LDM)、リニアステッピングモータ (LSTM) などに分けられる。

本節では、本研究で対象としている搬送や工作機械等の産業用途によく用いられるリニア誘導モータ (LIM) および永久磁石リニア同期モータ (PMLSM) の構造や特徴について述べる。

### 2.2.1 リニア誘導モータ

リニア誘導モータ (LIM) は、回転形誘導モータ (IM) を半径方向に切って直線状に引き伸ばしたような構造のモータである。図 2.1 は、回転形 IM を例にとって回転形とリニア形の構造を比較したものである<sup>[1]</sup>。リニアモータの標準的な形状は平板状に展開したものであるが円筒状の構造もあり、回転形モータと比べると構造の自由度が高い。また、平板状の場合には、二次側の片側だけに対向する片側式と二次側の両側に対向する両側式がある。さらに、リニアモータには端部が存在し、一次側と二次側の長さは一般に異なる。一次側が短い場合を短一次形、長い場合を長一次形と呼ぶ。

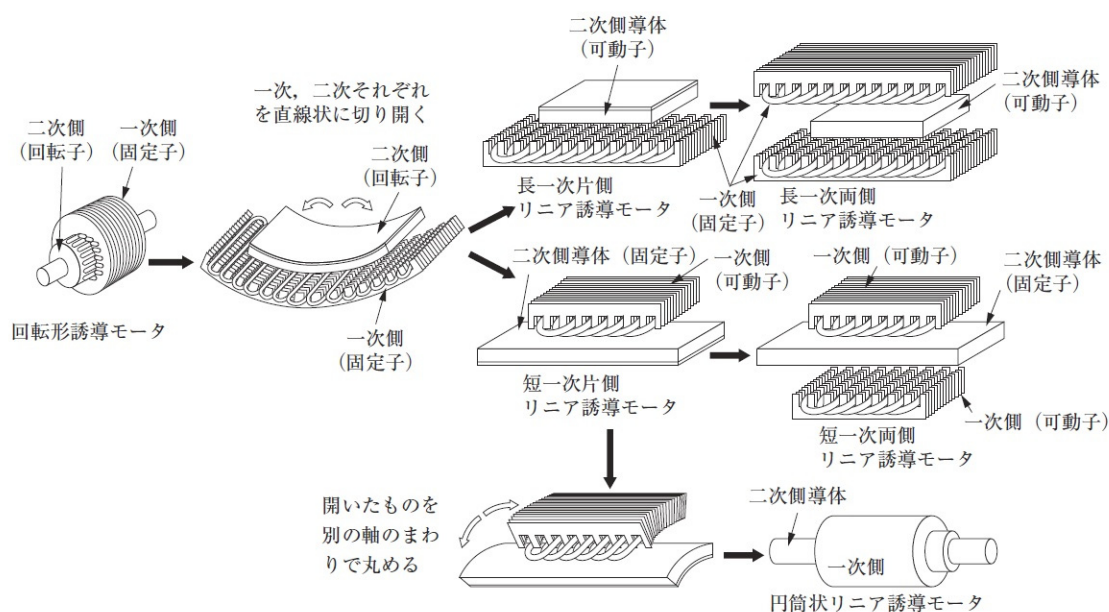


図 2.1 リニア誘導モータの構造図（出典：文献[1]）



LIM の動作原理や特性も基本的には回転形 IM と同じで、回転形 IM では、固定子巻線に流れる多相交流電流がつくる回転磁界によって回転子導体に電流が誘導され、この電流と回転磁界の間の電磁力によってトルクを発生するのに対して、LIM は、一次巻線に流れる多相交流電流がつくる進行磁界によって二次導体に渦電流が誘導され、この電流と進行磁界との間の電磁力によって一次側と二次側の間に相対的な直進運動を与えるように推力を発生する。

LIM をほかのリニアモータと比較すると、二次側に導体板（アルミ板や銅板を磁路を構成する裏張り鉄板の上に張り付けて構成）のみを用意すればよいという点で構造が簡単であり、また、進行磁界と非同期で動作するので駆動のための位置検出の必要がない。このため、リニアモータの歴史の中でも比較的早い時期から応用されており（第1章 1.1 節の表 1.1 参照）、工場内搬送等の産業応用のなかで最もよく用いられている<sup>[1]</sup>。

一方で、その特性は回転形 IM と比較すると、非常に複雑である。LIM の一次鉄心は有限長となることから、各相の巻線自体を対称に配置しても各巻線相互の磁気回路は非対称となり、対称三相電圧を供給しても各相の電流は不平衡となる<sup>[5]–[10]</sup>。特にこの影響は、無負荷時や極数が少ない LIM において顕著に現れる。また、この不平衡性による時間的平均推力への影響は少ないが、瞬時推力に脈動を生じるため、用途によってはこの考慮が必要となる<sup>[8]</sup>。回転形 IM においては、構造的対称性を有するため、このような影響はなく一相分の等価回路による解析手法が主流であるが、LIM においてはこの影響を考慮した解析手法が必要である。

## 2.2.2 永久磁石リニア同期モータ

永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）は、回転形永久磁石同期モータ（PMSM）を半径方向に切って直線状に引き伸ばしたような構造のモータである。動作原理や特性も基本的には回転形 PMSM と同様であり、回転磁界の代わりに進行磁界を発生させ、界磁極との相互作用で推力を発生する。図 2.2 に PMLSM の構造を示す<sup>[1]</sup>。界磁に励磁電流を必要としないため構造が簡単で、巻線界磁を持つ LSM に比べて界磁励磁損も生じないため高効率である。

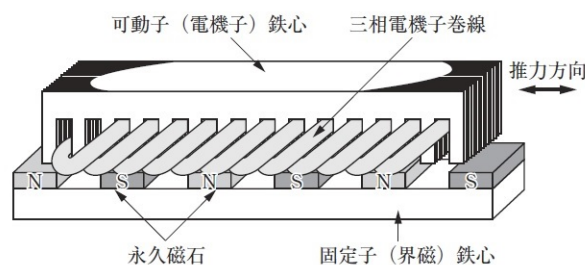


図 2.2 永久磁石リニア同期モータの構造図（出典：文献[1]）

また、ネオジム等の永久磁石を用いるので LIM に比べて高価なモータとなるが、出力密度や推力の大きさ、効率の高さなどの利点から大推力・高加減速・高精度位置決め性能などが要求される産業用途において用いられている<sup>[11]</sup>。

一方で、その特性は回転形 PMSM と比較すると、非常に複雑である。まず、LIM と同様に一次鉄心が有限長であることから、巻線の構造上、各巻線相互の磁気回路は非対称となり、不平衡電流や推力脈動を生じる。また、見かけ上は突極性のない表面磁石形であっても可動子の位置に依存したインダクタンス分布波形に高調波成分を含む場合もある<sup>[12]</sup>。よって、その特性を正確に表すためには巻線相互の磁気回路の非対称性のみならず、このインダクタンス分布波形の高調波成分（インダクタンス高調波）の影響を考慮した解析手法が必要であると考えられる。

## 2.3 実負荷試験によるリニアモータの特性測定法

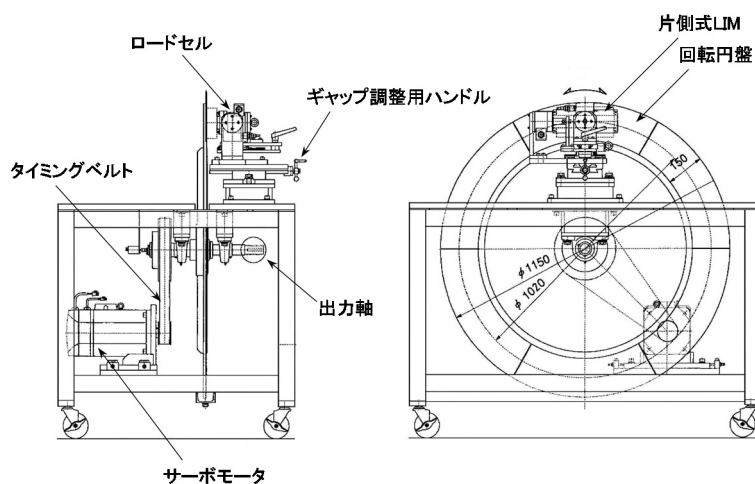
2.1 節で述べたように、リニアモータのストロークは有限であるため、定常状態の負荷特性を測定することは非常に困難である。このため、定常状態の負荷特性を測定するために、独自の負荷装置を用いた特性測定法が開発されている。これらの方法は、被測定用リニアモータに負荷をかけて負荷特性を測定する方法であり、負荷としては、ブレーキ用のモータに回転ドラムや回転円盤を連結したものや他のリニアモータを用いたものがある。

本節では、これらの特性測定法の概要について述べるとともに、それぞれの方法についての利点と欠点を明確にする。

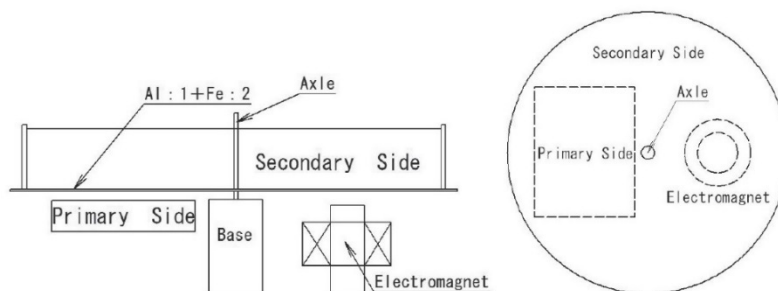
図 2.3 は、回転ドラムによる LIM 試験装置<sup>[13]</sup>である。ドラム状の二次側（リアクションロータ）は、外周側にアルミや銅などの表面導体が、内周側にバックアイアン（裏張り鉄板）が配置されている。また、その軸には、ブレーキ用モータが連結されており、各負荷における推力を計測することができる。しかしながら、一次側は円弧状となるため、この負荷装置での測定結果から直線状の一次側の特性値を得るには換算が必要であるほか、円弧状の一次側の製作が必要となる。



図 2.4 は、回転円盤による LIM 試験装置<sup>[14][15]</sup>である。円盤状の二次側は、表面側にアルミや銅などの表面導体が、その裏側にバックアイアン（裏張り鉄板）が配置されている。負荷には、サーボモータ（図 2.4 (a)）や渦電流ブレーキ（図 2.4 (b)）を用いる。この負荷装置では、直線状の一次側をそのまま使用できる利点があるが、直線状の一次側の進行磁界の方向と二次側の回転円盤との間にずれが生じる。一次側の大きさに比べて二次側の外径を大きくするほど、そのずれを小さくできるが、装置は大型化する。また、ギャップ面に対して垂直な方向に働く吸引力に起因して回転円盤の偏心が生じ、ギャップ長が変化（加えて偏心）してしまうことに注意が必要である。



(a) 文献[14]において提案されている試験装置構成例



(b) 文献[15]において提案されている試験装置（出典：文献[15]）

図 2.4 回転円盤による LIM 試験装置

### 2.3.3 他のリニアモータを負荷とした実負荷試験

図 2.5 は、サーボドライバによる推力制御や速度制御を付加したリニアモータを負荷として利用した負荷試験装置<sup>[16]</sup>である。負荷用モータと被測定用モータは、ロードセルを介して機械的に連結されており、一体となって駆動する。負荷用モータは一定速度を保つように速度制御し、被測定用モータは一定推力を出すように推力制御し、ロードセルにより推力を測定する。この負荷装置は、一次側の円弧化やギャップ長の変化や偏心の影響を受けることなく、駆動時の推力を直接測定できる特長を有している。しかしながら、ストロークが限られているため、高速運転時の定常特性の測定は困難である。

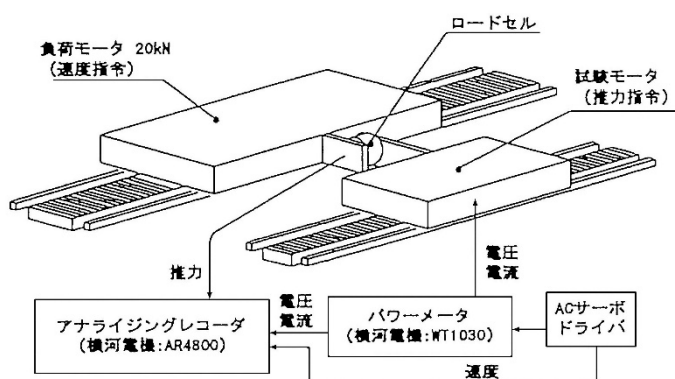


図 2.5 他のリニアモータを負荷とした試験装置（出典：文献[16]）

以上，各種負荷装置を用いた実負荷試験によるリニアモータの特性測定法について述べた．表 2.1 は，これらの特性測定法の利点と欠点をまとめたものである．これより，どの負荷装置を用いた場合の実負荷試験にも一長一短があり，それぞれの試験に対して注意が必要である．また，いずれの負荷装置も試験設備が大掛かりとなるため，試験の実施は極めて手間のかかる作業となる．このため，実負荷試験によらない等価試験による特性算定法が必要であると考えられる．

表 2.1 実負荷試験によるリニアモータの特性測定法の比較

負荷装置の種類	利点	欠点
回転ドラム	・ 無負荷も含めた各負荷における特性が実測可能	・ 直線状に換算が必要 ・ 円弧状の一次側の製作が必要
回転円盤	・ 無負荷も含めた各負荷における特性が実測可能 ・ 直線状の一次側をそのまま使用可能	・ 進行磁界と円盤の運動方向との間にずれを生じる ・ 垂直力の影響で円盤に偏心が生じる
他のリニアモータ	・ 低速運転時（重負荷）における特性が実測可能 ・ 駆動時の推力を直接実測可能 ・ 直線状の一次側をそのまま使用可能	・ 高速運転時（無負荷や軽負荷）における特性の実測が困難 ・ 速度制御や推力制御が必要

## 2.4 静止試験によるリニアモータの特性算定法

リニアモータの実負荷試験を実施するためには、前節で述べたような特殊な負荷装置が必要となるため、試験の実施は極めて手間のかかる作業となる。このため、リニアモータを動かさずに静止したままの状態での試験（拘束試験，等価無負荷試験，直流試験等）によって特性を算定する方法の開発が行われている。

本節では、これらの静止試験による特性算定法の概要について述べるとともに、それぞれの方法についての利点と欠点を明確にする。

### 2.4.1 拘束試験のみを用いた特性算定法

文献[17]では、LIM の特性を拘束試験のみの測定値から算定するという目的に適した新たな等価回路（図 2.6 参照）を提案している。ここで、 $R_1$  は一次抵抗、 $R_m$  は等価鉄損抵抗、 $X_m'$  は励磁リアクタンス、 $x_2'$  は二次漏れリアクタンス、 $R_2'$  は二次抵抗、 $s$  は滑りである。この等価回路は、JEC-2137 の T-II 型等価回路<sup>[2]</sup>と同様に一次および二次漏れリアクタンスの分離の必要がなく、二次側を複数の回路で表現することにより、表皮効果を考慮できる。また、この等価回路の定数については、異なった任意の 3 つの周波数の拘束試験時において測定した推力から、推力発生に有効に寄与する二次入力と等価的な鉄損を分離し、適切な関数を用いて  $X_m'$ 、 $R_2'$ 、 $x_2'$  を近似することによって求めることができる。近似式が少々複雑であるが、二次定数の表皮効果の影響を加味でき、実用上十分な精度で LIM の特性算定が可能である。

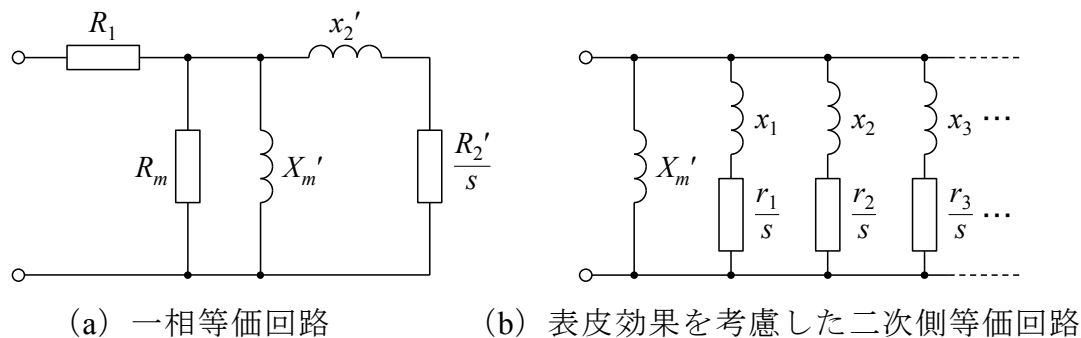


図 2.6 文献[17]において提案されている LIM 特性算定のための等価回路

しかしながら、この算定法は、拘束試験を実施するために、LIM の可動子を拘束するための拘束器具や推力を測定するためのロードセル、任意の周波数を発生させるための可変周波数電源が必要である。また、 $R_m$  については、無負荷試験時の値との誤差が大きいため、無負荷時の算定精度が悪い。さらに、実効値ベースの一相分の等価回路による特性計算のため、リニアモータ固有の非対称性については考慮することができない。

## 2.4.2 拘束試験および等価無負荷試験を用いた特性算定法

2.2.1 項で述べたように、LIM の非対称性は無負荷時に顕著に表れる。このため、LIM の非対称性を厳密に考慮するためには、無負荷試験の実施が必要であると考えられる。しかしながら、LIM は無負荷試験でさえも実施するのが極めて困難である。そこで、無負荷試験に代わる等価無負荷試験を用いた特性算定法が提案されている<sup>[9][10]</sup>。

ここで、等価無負荷試験とは、従来の無負荷試験のように同期速度で動かして二次側に電流が流れないようにするものとは異なり、二次側の非磁性導体板（アルミ板や銅板）を取り除いて、磁性体板（裏張り鉄板）のみで二次側を構成し、二次側にほとんど電流が流れないようにすることで、等価的に無負荷状態にする試験である。

文献[9]では、この等価無負荷試験と拘束試験による諸量を用いて LIM の特性算定を行う方法について提案している。また、LIM の非対称性を考慮するために、図 2.7 (a) に示す三相等価回路を用いている。この回路は、各相が等価抵抗  $R_n$  と等価リアクタンス  $X_n = \omega L_n$  ( $n = 1, 2, 3$ ) から構成され、一次側各相間の相互リアクタンス  $X_{mn} = \omega M_{mn}$  ( $m, n = 1, 2, 3 \ m \neq n$ ) が存在する Y 形の等価回路として表現される。なお、 $\omega$  は電源角周波数である。一次側各相間の相互リアクタンス  $X_{mn}$  は、1 相端子と中性点間に単相電源を印加し、他の 2 相に生じる誘導起電力の測定値から算定できる。また、各相の等価抵抗  $R_n$  および等価リアクタンス  $X_n$  は、LIM 始動時の電圧、電流の測定値から三相回路方程式を解くことで算定できる。推力においては、図 2.7 (b) に示す各相ごとの等価回路から二次電力を求め、それらを合計することで求めるこ

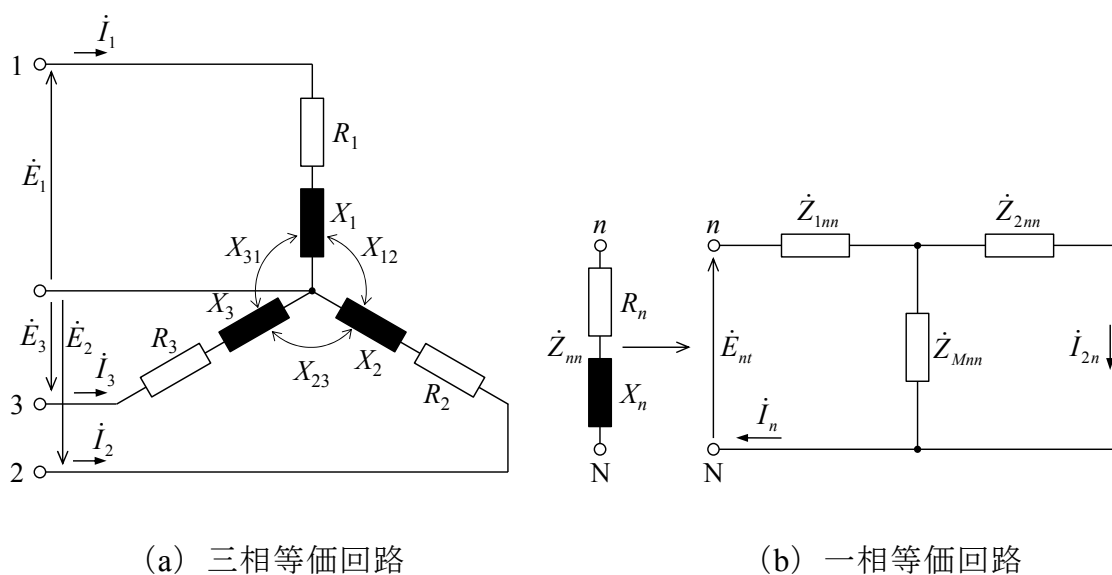


図 2.7 文献[9]において提案されている LIM 特性算定のための等価回路

とができる．ここで， $\dot{Z}_{nn}$  は各相等価インピーダンス ( $n=1, 2, 3$ )， $\dot{E}_{nt}$  は各相等価インピーダンスの電圧降下， $\dot{Z}_{1nn} (= r_{1n} + jx_{1n})$  は各相一次漏れインピーダンス， $\dot{Z}_{Mnn} (= r_{Mn} + jx_{Mn})$  は各相励磁インピーダンス， $\dot{Z}_{2nn} (= r_{2n}/s + jx_{2n})$  は各相二次漏れインピーダンスである．なお， $s$  は滑りである．また，図 2.7 (b) の各定数は等価無負荷試験および拘束試験と各相の一次漏れリアクタンスを分離するための特殊なサーチコイル法<sup>[18]</sup>により決定する．図 2.8 は，そのサーチコイル法の概略図である．LIM の各相ごとの一次漏れリアクタンスを分離して算定するために，各相に単相電源を供給して，サーチコイルにより各相ごとの有効磁束  $\Phi_{Mn}$  と全磁束  $\Phi_{0n}$  を測定し，漏れ磁束  $\Phi_{Ln} (= \Phi_{0n} - \Phi_{Mn})$  と全磁束  $\Phi_{0n}$  の割合で無負荷時の各相リアクタンスを分割して算定する．

しかしながら，この算定法は，実効値ベースの等価回路であるため，定常特性の算出はできるが，過渡特性の算出が困難である．さらに，三相等価回路定数の算定に中性点の引き出しが必要であり，中性点が引き出されていない LIM に対しては適用できない．また，ここで用いるサーチコイル法は，磁束の検出に有効磁束検出用と全磁束検出用の 2 組のコイルが各相励磁巻線の数だけ必要であり，それを一次と二次のギャップ中に設置するため，試験の実施は容易ではない．



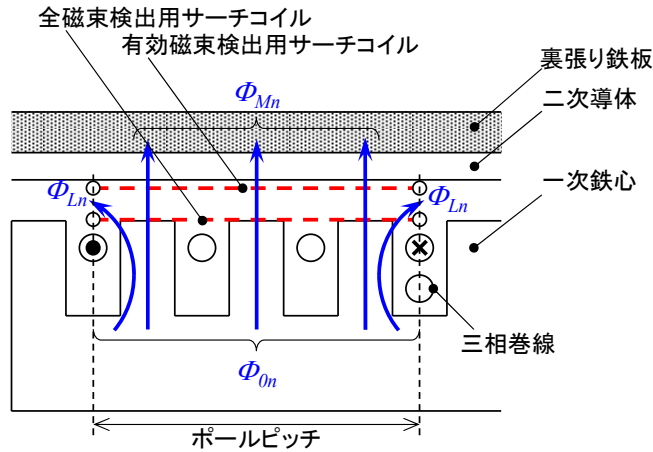


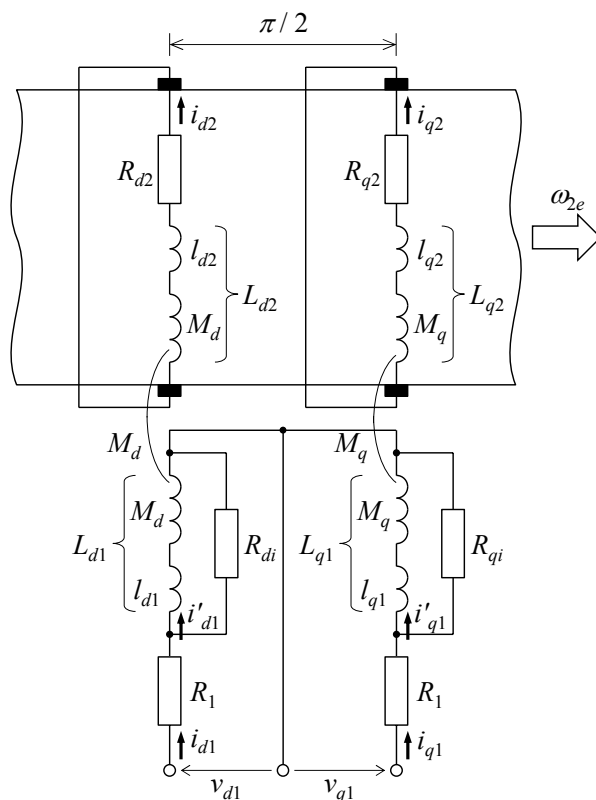
図 2.8 文献[9]において提案されている LIM のサーチコイル法

文献[10]では、文献[9]と同様に等価無負荷試験と拘束試験を用いた LIM の特性算定法について提案している。また、各相の非対称性を考慮するために、図 2.9 に示す LIM の構造を考慮して選んだ  $dq$  軸で表した回路モデルを提案している。この図において、 $R_1$  は一次抵抗であり、三相一次巻線の相抵抗が同じなので、 $d, q$  軸で差がない。 $R_{di}, R_{qi}$  は、 $d, q$  軸鉄損等価抵抗であり、それらの接続位置は  $\pi$  形等価回路と同じである。 $R_{d2}, R_{q2}$  は  $d, q$  軸二次抵抗である。 $L_{d1}, L_{q1}$  は  $d, q$  軸一次自己インダクタンス、 $L_{d2}, L_{q2}$  は  $d, q$  軸二次自己インダクタンス、 $M_d, M_q$  は  $d, q$  軸相互インダクタンス、 $l_{d1}, l_{q1}$  は  $d, q$  軸一次漏れインダクタンス、 $l_{d2}, l_{q2}$  は  $d, q$  軸二次漏れインダクタンスである。また、 $v_{d1}, v_{q1}$  は、 $d, q$  軸一次電圧、 $i_{d1}, i_{q1}$  は  $d, q$  軸一次電流、 $i_{d2}, i_{q2}$  は  $d, q$  軸二次電流、 $\omega_e$  は二次側の角速度 (電気角) である。

この図から、非対称を考慮した  $dq$  軸上での電圧方程式が得られ、次式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + k_d P L_{d1} & 0 & k_d P M_d & 0 \\ 0 & R_1 + k_q P L_{q1} & 0 & k_q P M_q \\ P M_d & \omega_{2e} M_q & R_{d2} + P L_{d2} & \omega_{2e} L_{q2} \\ -\omega_{2e} M_d & P M_q & -\omega_{2e} L_{d2} & R_{q2} + P L_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}' \\ i_{q1}' \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで、 $P (=d/dt)$  は微分演算子であり、 $k_d, k_q$  は等価鉄損抵抗を考慮するときに必要な係数である。


 図 2.9 文献[10]において提案されている  $dq$  軸で表した LIM の回路モデル

また，推力  $F_e$  は次式で表わされる．

$$F_e = \frac{\pi}{\tau} \{ M_q i'_{q1} i_{d2} - M_d i'_{d1} i_{q2} + (L_{q2} - L_{d2}) i_{d2} i_{q2} \} \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで， $\tau$  はポールピッチである．

この算定法は，各相の電流不平衡や推力リップルという LIM の固有の特性を過渡時を含めて算出することが出来る優れた方法である．

しかしながら，回路モデルが複雑で，文献[9]と同様に回路定数の算定に中性点の引き出しが必須といった課題も残されている．なお，実際には LIM の二次側の非磁性導体板が磁性体板と接着されて取り除けない場合が多く，この場合には，等価無負荷試験の実施は困難であり，これらの文献の方法は実行できない．

### 2.4.3 直流試験を用いた特性算定法

直流試験は、回転機の実負荷試験の等価試験として開発された試験であり、既に同期機、誘導機等の回転機において多数の実績がある<sup>[19]-[22]</sup>。この試験は、小容量の直流電源を用いた静止試験であり、回転機を回転させることなく、静止したままの状態の試験により得られた諸量を用いて回転機の等価回路定数や始動特性を算定することが可能である。具体的には、回転機の巻線端子間に直流電流を流し、この巻線端子間を短絡したときの前後の電圧および電流を計測し、これをフーリエ変換することによって商用周波数から 0.1Hz 以下までの各周波数におけるインピーダンスを求め、回転機の等価回路定数や始動特性を算定するものである（詳細は次章で述べる）。著者らは、この直流試験をリニアモータに適用し、リニアモータの各滑りにおける電流や推力の特性を算出する方法について検討してきた<sup>[23]-[26]</sup>。

しかしながら、各相を平均化した実効値ベースの一相分の等価回路による特性算定のため、リニアモータ固有の非対称性による不平衡電流や推力リップルを算出することができず、非対称性を考慮した特性算定法についての課題が残されている。

以上、各種文献で提案されている静止試験によるリニアモータの特性算定法について述べた。表 2.2 は、これらの静止試験によるリニアモータの特性算定法を比較したものである。これより、文献[9]、[10]のように非対称性を考慮した特性算定法は、等価無負荷試験が前提となっているため、実用上実施は困難である。そこで、本研究では、試験の実施が容易な直流試験をリニアモータの特性算定試験法に採用している。この試験は、機器の分解や可動子の拘束も必要なく、既設のリニアモータに対して適用可能であり、また、0.1Hz 以下の低周波数（ほぼ無負荷）のインピーダンスを精度よく算出できるため、リニアモータに適した試験法であると考えられる。

表 2.2 リニアモータの静止試験による特性算定法の比較

算定法	静止試験の種類	利点	欠点
文献 [17]	拘束試験	<ul style="list-style-type: none"> <li>平均電流および平均推力を算出可能</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>可動子の拘束や可変周波数電源，推力を測定するためのロードセルが必要</li> <li>無負荷時の精度が悪い</li> <li>不平衡電流や推力リップルの算出不可</li> </ul>
文献 [9]	拘束試験 等価無負荷試験 サーチコイル法	<ul style="list-style-type: none"> <li>定常時の不平衡電流や推力リップルを算出可能</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>等価無負荷試験およびサーチコイル法が実用上実施困難</li> <li>回路定数の算定に中性点が必要</li> <li>過渡時の不平衡電流や推力リップルの算出不可</li> </ul>
文献 [10]	拘束試験 等価無負荷試験	<ul style="list-style-type: none"> <li>過渡時を含めて不平衡電流や推力リップルを算出可能</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>等価無負荷試験が実用上実施困難</li> <li>回路定数の算定に中性点が必要</li> <li>回路モデルがやや複雑</li> </ul>
文献 [23]-[26]	直流試験	<ul style="list-style-type: none"> <li>試験が容易</li> <li>平均電流および平均推力を算出可能</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>不平衡電流や推力リップルの算出不可</li> </ul>

## 2.5 まとめ

本章では、本研究で対象としているリニアモータ（LIM および PMLSM）の構造や特徴について述べるとともに、これまでに提案されているリニアモータの実負荷試験による特性測定法ならびに実負荷試験に代わる等価試験による特性算定法について述べ、その課題を明らかにした。まとめると以下のとおりである。

- (1) 本研究で対象としているリニアモータ（LIM および PMLSM）の構造や特徴について述べるとともに、リニアモータにおいては、巻線構造に起因する巻線相互の磁気回路の非対称性から回転形モータと比較して複雑な特性を有することを述べた。
- (2) リニアモータの実負荷試験による特性測定法として、回転ドラムや回転円盤を用いた特殊な負荷装置による測定法や他のリニアモータを負荷とした場合の測定法について述べ、これらの測定法は、いずれも大掛かりな試験設備となるため、実負荷試験の代わりとなる等価試験による特性算定法が必要であることを述べた。
- (3) リニアモータの実負荷試験に代わる等価試験を用いた特性算定法として、拘束試験、等価無負荷試験、直流試験を用いた特性算定法について述べた。これより、リニアモータ固有の非対称性を考慮するためには、無負荷試験の代わりとなる試験が必要であるが先行研究で提案されている等価無負荷試験は実用上実施が困難なため、これに代わる試験法として直流試験法が有効であることを述べた。

本研究でリニアモータの特性算定試験法として採用した直流試験法は、既設のモータに対して適用できるため、リニアモータに適した試験法であると考えられる。

## 第2章の参考文献

- [1] 電気学会編：「電気工学ハンドブック 第7版」，オーム社，pp. 801-829 (2013)
- [2] 電気学会誘導機標準特別委員会編：「電気学会電気規格調査会標準規格誘導機（JEC-2137-2000）」，電気書院（2000）
- [3] 電気学会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）
- [4] 電気学会産業用リニア駆動システムの評価技術調査専門委員会編：「産業用リニア駆動システムの評価技術」，電気学会技術報告，第 930 号（2003）
- [5] 電気学会リニア電磁駆動装置解析手法の体系化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の体系と技術動向」，電気学会技術報告，第 1074 号（2006）
- [6] 電気学会リニアドライブシステムの連成解析手法調査専門委員会編：「リニアドライブシステムの数値解析に関わる動向とその解析例」，電気学会技術報告，第 913 号（2003）
- [7] 電気学会リニア電磁駆動装置設計技術の高度化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の現状」，電気学会技術報告，第 797 号（2000）
- [8] 電気学会リニアモータのセンシング技術と特性測定法調査専門委員会編：「リニアモータを高性能に駆動するセンサ・制御システム」，電気学会技術報告，第 746 号（1999）
- [9] 内海達見，山口功：「リニア誘導モータの始動時における三相等価パラメータ値算定」，電気学会論文誌 D，Vol. 120-D，No. 11，pp. 1283-1288（2000）
- [10] 杉本英彦，巴正信，松村正三，石井俊昭：「片側式リニア誘導モータの拘束試験に基づく非対称定数算定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 113-D，No. 2，pp. 247-255（1993）

- [11] 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」，電気学会技術報告書，  
第 911 号 (2003)
- [12] 山口朋信，山本修，荒隆裕：「非対称性を考慮した永久磁石リニア同期  
モータのインダクタンス算出法」，平成 18 年電気学会産業応用部門大  
会講演論文集，No. Y-63，p. 63 (2006)
- [13] 野中作太郎，藤井信男，渡辺武敏，小島安信：「新都市交通用リニア誘  
導モータの特性に関する実験的研究」，電気学会論文誌 D，Vol. 108，  
No. 5，pp. 477-484 (1988)
- [14] 新谷勉，野島俊則，荻田充二：「簡易試験装置によるリニアモータ評価  
試験」，電気学会リニアドライブ研究会資料，LD-92-40，pp. 19-28 (1992)
- [15] 森實俊充，木村紀之：「円盤型二次導体を用いた試験装置によるリニア  
誘導モータの駆動特性測定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 131，No. 10，  
pp. 1256-1257 (2011)
- [16] 村口洋介，中川洋，新谷勉，前田豊，荻田充二：「リニアサーボ用リニ  
アモータの性能比較」，電気学会リニアドライブ研究会資料，LD-97-41，  
pp. 19-23 (1997)
- [17] 水野孝行，久光行正，市岡忠士，戸田孝：「リニア誘導モータの拘束試  
験に基づく始動特性算定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 112-D，No. 2，  
pp. 172-180 (1992)
- [18] IEC：“Methods for determining synchronous machine quantities from tests,”  
Publication 34-4, A39-A40, pp. 117-119 (1985)
- [19] 荒隆裕，山本和直，小田莊一，松瀬貢規：「直流試験法による同期電動  
機の始動特性推定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 112-D，No. 1，pp. 73-  
80 (1992)
- [20] 山本修，後藤隆司，荒隆裕：「直流電源による回転機のオペレーショナ  
ルインピーダンス算定法」，電気学会論文誌 D，Vol. 123，No. 6，pp. 724-  
731 (2003)
- [21] 山本修，小山孝，荒隆裕：「電圧形 PWM インバータを用いた直流試験

- による回転機の特性算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 11, pp. 1292-1300 (2011)
- [22] 田中晃, 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験による交流回転機の特性算出法の開発」, 職業能力開発研究誌, Vol. 30, No. 1, pp. 85-90 (2014)
- [23] 山本修, 平原英明, 荒隆裕:「直流試験法を用いた簡易計算法によるリニア誘導モータの各種二次導体に対する特性比較」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121-D, No. 11, pp. 1117-1125 (2001)
- [24] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「静止試験によるリニア誘導モータの等価回路定数算定法の検討」, 平成 13 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-060, p. 1826 (2001)
- [25] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「静止試験によるリニア誘導モータの始動特性算定法一回転円盤式試験装置を用いた評価」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-00-92, pp. 1-6 (2000)
- [26] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験法による回転円盤式リニア誘導モータの特性算定」, 平成 12 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. T-62, p. 710 (2000)



## 第3章

### リニアモータの巻線間相互インダクタンス算定法

#### 3.1 まえがき

リニアモータは、一次鉄心が有限長となるため、その構造上、各相の巻線自体が対称に配置されていても各巻線相互の磁気回路は非対称となる。このため、対称三相電圧が供給される場合でも各相の電流は不平衡となる<sup>[1]-[11]</sup>。特に極数が少ない場合は、各巻線間の相互インダクタンスの差異が大きくなるため、不平衡性はより顕著に現れる。また、この不平衡性による時間的平均推力への影響は少ないが、瞬時推力に脈動を生じるため、用途によってはこの考慮が必要となる<sup>[4]</sup>。

そこで、本章では、リニア誘導モータ（LIM）の特性算定試験法として採用した直流試験法<sup>[12]-[15]</sup>によって得られる各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡を用いて LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法<sup>[16]-[18]</sup>について提案している。直流試験法は、静止状態のモータの巻線端子間に直流電流を流した後に、この端子間を短絡したときの前後の電圧・電流を測定し、これらをフーリエ変換することによって、各滑り周波数におけるインピーダンスを求める方法であり、商用周波数から 0.1Hz 以下の低周波数までの周波数特性を 1 回の静止試験から精度よく算出することが可能である。

本章では、まず、直流試験によるインピーダンス算出法（直流試験法）について述べる。次に、直流試験法を供試 LIM の各巻線端子間に対して適用して求めた演算子インピーダンス軌跡と供試 LIM の巻線構造との対比から、直流試験法は巻線相互の非対称なインピーダンス特性を正確に算出できることを示す。さらに、直流試験法によって求めた LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡の滑り周波数が零となる点のリアクタンスから求まるインダクタンスを用いて各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法

について提案するとともに、文献[5]で提案されている方法（二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷状態において、一相端子と中性点間に単相交流を印加し、他の二相に生じる誘導起電力から各巻線間の相互インダクタンスを求める方法）による算定結果との比較から、その妥当性を検証する。

## 3.2 直流試験によるインピーダンス算出法

本節では、LIM の特性算定試験法として採用した直流試験によるインピーダンス算出法（直流試験法）<sup>[12]・[15]</sup>について述べるとともに、ヒステリシスの影響を考慮し、より高精度なインピーダンス（特に、無負荷時のリアクタンス）を算出できる二段階電圧印加方式<sup>[14]</sup>の直流試験法について述べる。

### 3.2.1 直流試験法

図 3.1 は、LIM の特性算定試験法として採用した直流試験法の試験回路である。図 3.1 の試験回路を例に、直流試験法の実施手順を説明する。まず、IGBT を ON にし、直流安定化電源の電圧を調整して、LIM の a-b 間に所定の大きさの直流電流を流す。次に、リレー（MC）を短絡させると同時に IGBT を OFF にして、電源回路を切り離す。このときの MC 短絡前の電圧  $V_{DC}$  [V]、電流  $I_{DC}$  [A] および MC 短絡後の減衰電流  $i_N(t)$  [A] をデジタルオシロスコープで測定する（図 3.2 参照）。

これより、a-b 間からみた各滑り角周波数  $\omega$  に対するインピーダンス  $Z_{ab}(\omega)$  および演算子インピーダンス  $X_{ab}(js)$  は、次式により算出することができる。なお、 $Z_{ab}(\omega)$  の導出については、付録に記載している。

$$Z_{ab}(\omega) = \frac{1}{\frac{\omega}{jV_{DC}} \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt + \frac{I_{DC}}{V_{DC}}} [\Omega] \dots\dots\dots (3.1)$$

$$X_{ab}(js) = \frac{Z_{ab}(\omega) - r_{ab}}{js} [\Omega] \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで、 $s$  : 滑り ( $=\omega/\omega_0$ ,  $\omega_0$  : 電源角周波数 [rad/s])

$r_{ab}$  : a-b 間の巻線抵抗 [ $\Omega$ ]

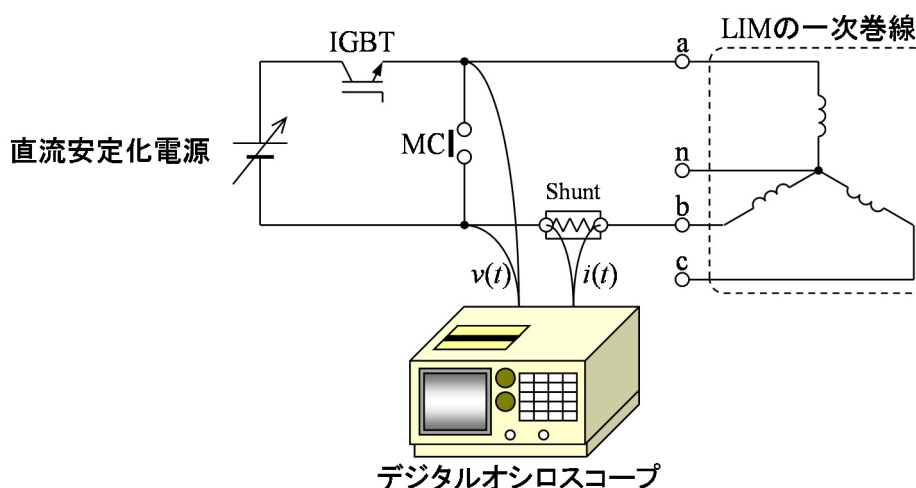


図 3.1 直流試験回路

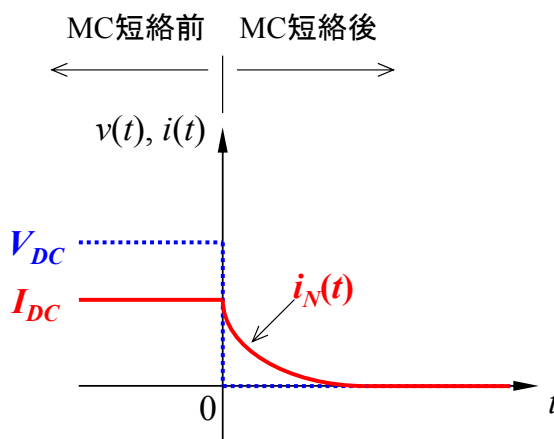


図 3.2 MC 短絡前後の電圧・電流波形

ここでは、a-b 間に対する例を示したが、他の巻線間（b-c 間、c-a 間）および一相端子と中性点間（a-n 間、b-n 間、c-n 間）に対しても同様である。

### 3.2.2 ヒステリシスの影響を考慮した直流試験法

図 3.3 は、前項の直流試験を実施した際におけるモータ機内の B-H 特性のループ軌跡を示している。ここで、便宜上、図 3.2 の電圧・電流波形の MC 短絡前を区間 I、MC 短絡後を区間 II と呼ぶことにする。前項の直流試験法では、図 3.3 の区間 II の  $i_N(t)$  の応答を  $Z_{ab}(\omega)$  の算出に用いている。しかしなが

ら，この区間Ⅱの傾きは，ヒステリシスの影響を受けるために普通磁化曲線の傾きと一致しない．このため，インピーダンスの算出精度に影響を及ぼしている．そこで，直流試験実施時におけるモータ機内の B-H 特性のループ軌跡を図 3.4 のように改良し，区間Ⅲ'の  $i_N(t)$  の応答を  $Z_{ab}(\omega)$  の算出に用いた直流試験法<sup>[14]</sup>について述べる．区間Ⅲ'の傾きは，普通磁化曲線の傾きと一致することからインピーダンスの算出精度を向上することができる．

図 3.5 は，直流試験実施時におけるモータ機内の B-H 特性のループ軌跡を図 3.4 のようにするために印加電圧を二段階としたときの直流試験実施時の電圧・電流波形である．区間Ⅰ'で大きめの試験電流を流した後に，区間Ⅱ'で試験電流を下げ，MC 短絡後の区間Ⅲ'の  $i_N(t)$  の応答を  $Z_{ab}(\omega)$  の算出に用いる．

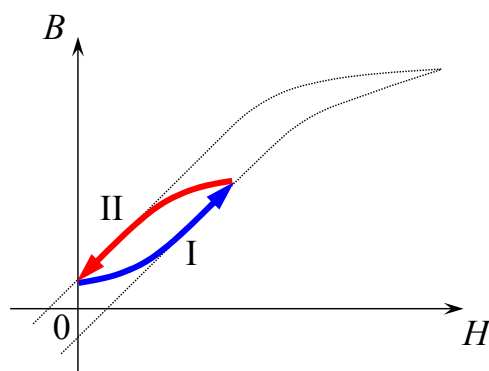


図 3.3 従来の直流試験実施時の B-H ループ軌跡

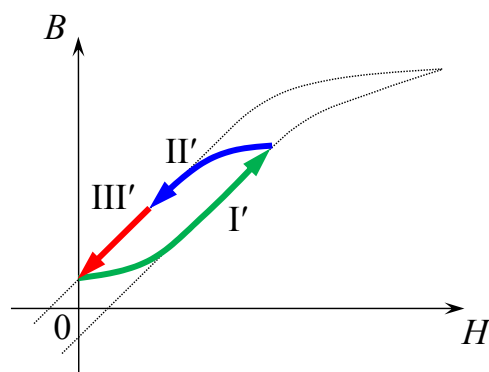


図 3.4 改良した直流試験実施時の B-H ループ軌跡

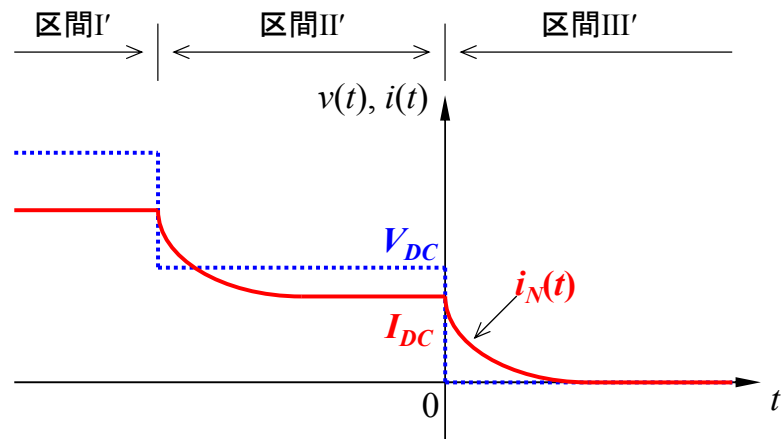


図 3.5 印加電圧を二段階としたときの直流試験実施時の電圧・電流波形

本論文では、以降このような試験電圧の印加方式を「二段階電圧印加方式」と呼び、また、図 3.2 に示す従来型の試験電圧の印加方式を「一段階電圧印加方式」と呼ぶことにする。

### 3.2.3 直流試験法の実施例

直流試験法は、誘導機や同期機等の各種回転機（ただし、回転子漏れインダクタンスの非線形性を有する全閉スロット回転子の回転機を除く）に適用できるが、ここでは、直流試験法を適用できる回転機の一例として、図 3.6 に示す半閉スロットのかご形回転子を有する誘導電動機（5.5kW-200V-22A-4P-50Hz）を取り上げる。



(a) 固定子



(b) 回転子

図 3.6 半閉スロットのかご形回転子を有する誘導電動機

回転形の誘導機は各相対称であるため、誘導機一相分の演算子インピーダンス  $X(js)$  は、(3.2)式で求めた  $X_{ab}(js)$  を 2 で除すことで求められる。図 3.7 は、誘導機一相分の T-II 形等価回路<sup>[19][20]</sup>である。ここで、 $X(js)$  は、図 3.7 の a'-b' 間からみた各滑り  $s$  におけるインピーダンスに相当しており、リアクタンス分が正の実数、抵抗分が負の虚数で表される。

図 3.8 は、図 3.6 の供試機に対して一段階電圧印加方式（試験電流 5A で直流試験を実施）および二段階電圧印加方式（試験電流を 10A から 5A と下げて直流試験を実施）の直流試験法を実施して求めた演算子インピーダンス軌跡である。図中の各プロットは、各滑り周波数における値を示しており、0.01

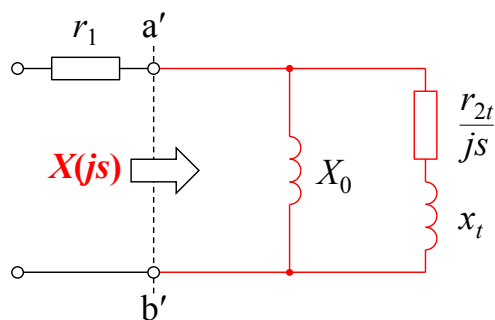


図 3.7 誘導機一相分の T-II 形等価回路

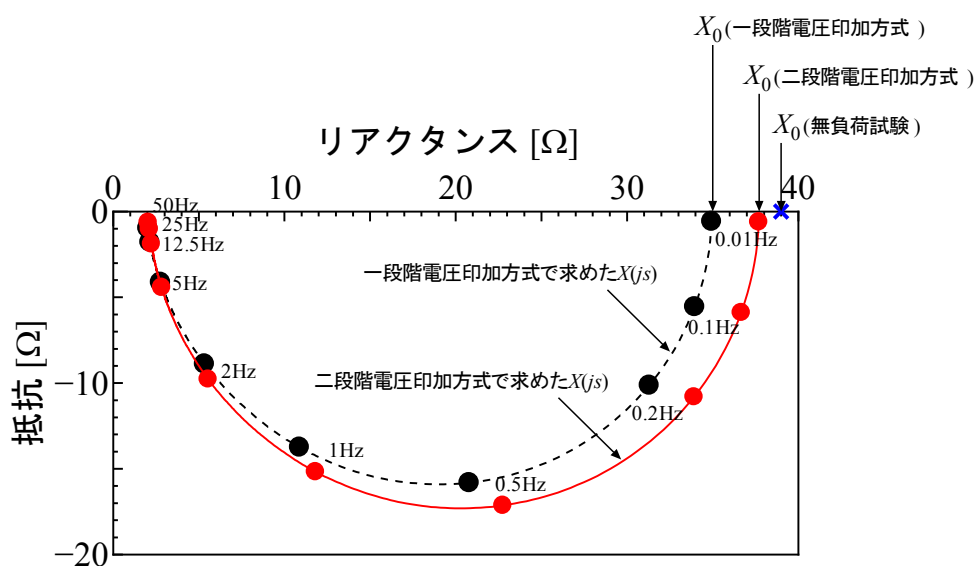


図 3.8 誘導機一相分の演算子インピーダンス軌跡

Hz の軌跡をリアクタンス軸上まで外挿した値は、図 3.7 の励磁リアクタンス  $X_0$  に相当している。一段階電圧印加方式と二段階電圧方式を比較すると、滑り周波数の大きな領域（50～5Hz）では、差異はほとんど見られないが、滑り周波数の小さな領域（5～0.01Hz）では滑り周波数が小さくなるほど大きな差異がみられた。また、図中の青色の×印は、半電圧印加時の無負荷試験により求めた  $X_0$  の値である。これより、二段階電圧印加方式で求めた  $X_0$  のほうが無負荷試験の値により近い値となっており、二段階電圧印加方式を用いることにより  $X_0$  の算定精度が改善することが確認される。

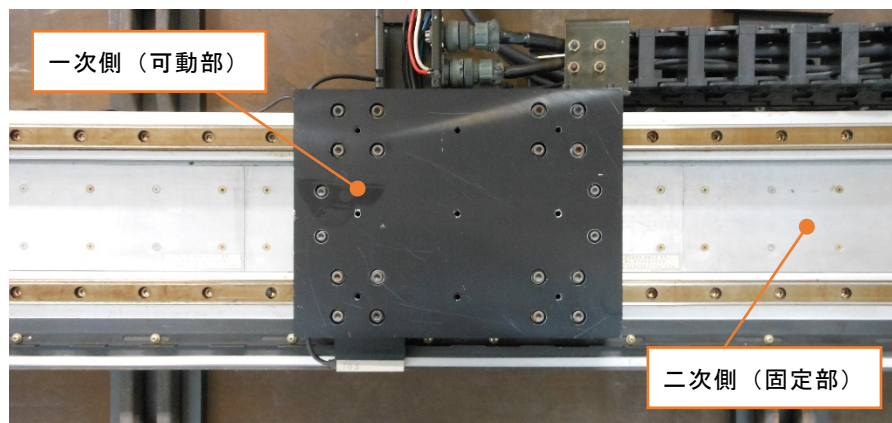
### 3.3 リニアモータの演算子インピーダンス軌跡

前節では、回転機に対する直流試験法の実施例を述べたが、リニアモータは一次鉄心が有限であることに起因して、各巻線相互の磁気回路は非対称となる。このため、リニアモータの非対称性を考慮するには、この各巻線相互のインピーダンスを精度よく算出することが必要であると考えられる。

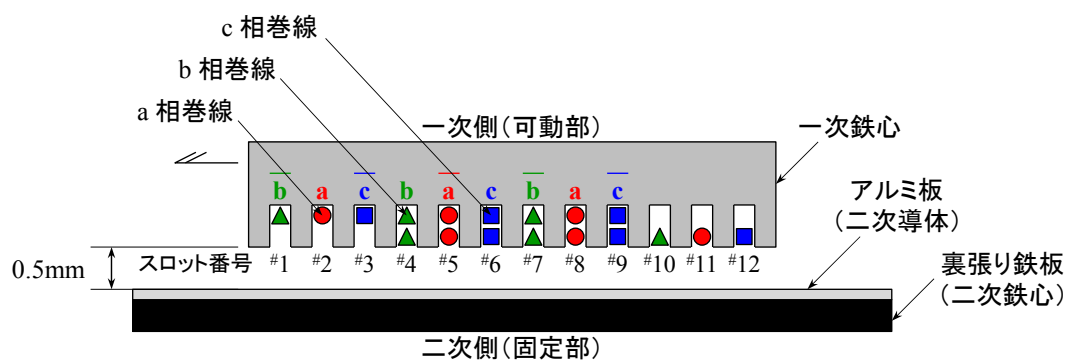
そこで、本節では、前節で述べた直流試験法を供試機のリニアモータの各巻線端子間に対して適用し、供試機の巻線構造との対比から、直流試験法は巻線相互の非対称なインピーダンス特性を正確に算出できることを示す。

#### 3.3.1 一軸テーブル式リニア誘導モータ

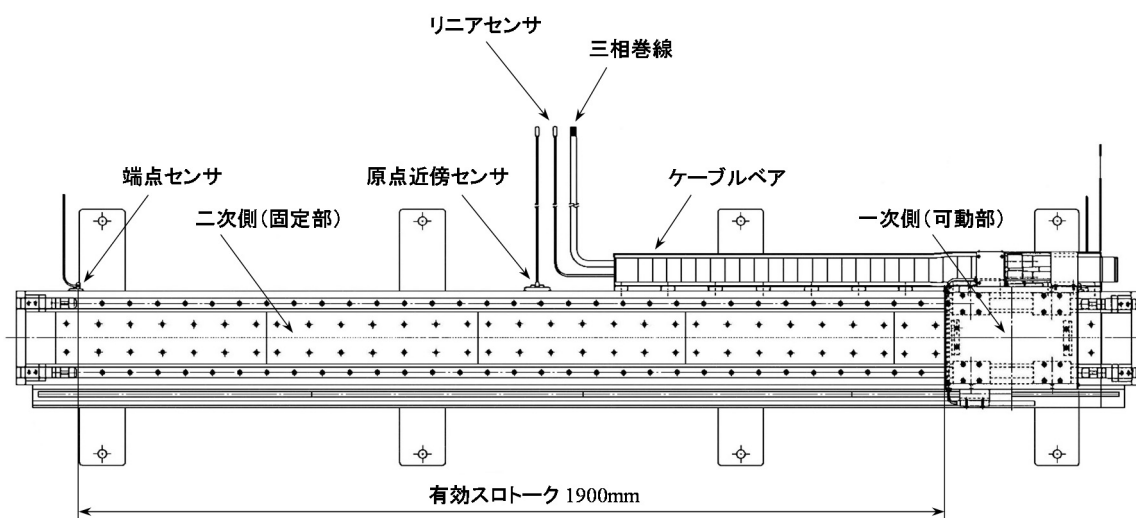
図 3.9 は、供試機として使用した工場内の搬送システムなどに用いられる一軸テーブル式 LIM（神鋼電機製）である。全長 2400mm、有効ストロークは 1900mm である。一次側の平板状片側式 LIM は、ボールベアリングが内蔵されたリニアガイドによって支持された可動部となっており、三相交流を印加することによって駆動する。二次側は、厚さ 7.5mm の裏張り鉄板（二次鉄心）に厚さ 2.5mm のアルミ板（二次導体）を張り合わせて構成されている。一次鉄心のティースと二次導体の間のエアギャップは、0.5mm である。供試 LIM の仕様を表 3.1 にまとめる。



(a) 外観



(b) 構造図



(c) 概要図

図 3.9 一軸テーブル式 LIM



表 3.1 一軸テーブル式 LIM の仕様

一次側 (可動部)	相数		3
	電圧		200V
	周波数		50Hz
	電流		16.1A
	極数		3
	スロット数		12
	ポールピッチ		54mm
	巻線ピッチ		1~4
	毎溝線数		204 本 (#1,2,3,10,11,12 は 102 本)
	巻線構成		全節・集中・二層・Y 接続
	コア寸法		長さ 222mm×幅 49.5mm×厚さ 50mm
	エアギャップ		0.5mm
二次側 (固定部)	二次導体	種類	プレート形アルミ板 (非磁性体)
		寸法	長さ 459.7×幅 110mm×厚さ 2.5mm
	二次鉄心	種類	裏張り鉄板 (塊状鉄心)
		寸法	長さ 459.7mm×幅 70mm×厚さ 7.5mm

図 3.9 (b) の供試 LIM の巻線構造より、a 相、b 相、c 相の各相の巻線構造が同じであることから各相の自己誘導回路が対称であるとわかる。また、a-b 間の巻線構造と c-a 間の巻線構造は同じであるが、b-c 間の巻線構造がこれらと異なることから、b-c 間の相互誘導回路は、a-b 間および c-a 間の相互誘導回路と非対称であり、a 相は、b 相および c 相と非対称な相となることがわかる。供試 LIM は、極数が 3 と少ないことから、この影響は顕著に現れるものと推察される。

## 3.3.2 各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡

図 3.10 は、前項の供試 LIM の各巻線端子間に対して 3.2.2 項で述べた二段階方式（ここでは、試験電流を 6A から 1A と下げて直流試験を実施）の直流試験法を実施して求めた演算子インピーダンス軌跡である．図中の各プロットは、図 3.8 と同様に各滑り周波数における値に相当している．また、リアクタンス軸上の  $x_{an}$ ,  $x_{bn}$ ,  $x_{cn}$  および  $x_{ab}$ ,  $x_{bc}$ ,  $x_{ca}$  は、0.01Hz の点を外挿して求めた滑り周波数が零となる点のリアクタンスである．

この図より、各一相端子と中性点間の演算子インピーダンス軌跡は、 $X_{an}(js) \approx X_{bn}(js) \approx X_{cn}(js)$  となり、ほぼ一致しているが、各巻線間の演算子インピーダンス軌跡は、 $X_{bc}(js) < X_{ca}(js) \approx X_{ab}(js)$  となり、非対称であることが確認される．また、この非対称性は、滑り周波数が小さくなる（二次側の影響が小さくなる）ほど、顕著に現れていることから、一次巻線相互の非対称性によるものと推察される．供試 LIM は、極数が 3 と少ないことから各巻線間の相互インダクタンスの差異が大きくなり、このような形で非対称性が顕著に現れたものと考えられる．これらの事象は、前項で述べた図 3.9 (b) の LIM の巻線構造から推察される物理像と一致しており、直流試験法は巻線相互の非対称なインピーダンス特性を正確に算出できることが確認される．

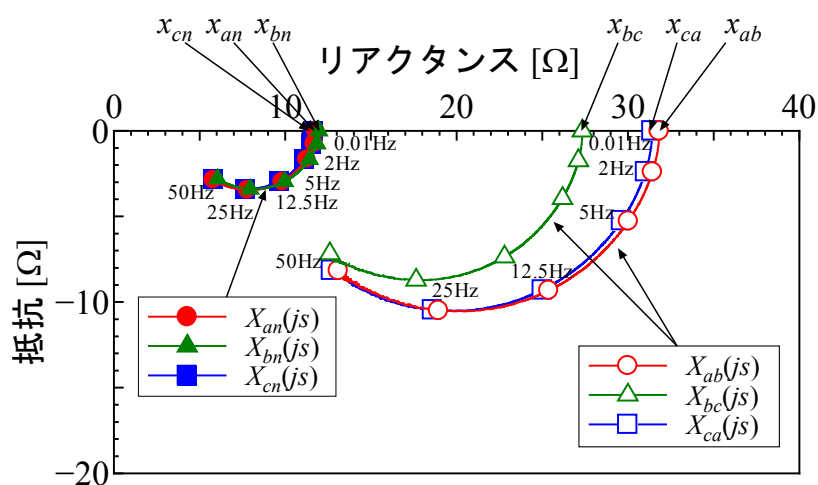


図 3.10 LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡

### 3.4 巻線間相互インダクタンス算定法

本節では、前節で求めた LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡を用いて、LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案するとともに、文献[5]で提案されている方法による算定結果との比較から、提案法の妥当性を検証する。

#### 3.4.1 回転形誘導モータで表した三相回路モデル

図 3.11 は、LIM の三相回路モデルを便宜的に回転形の誘導モータのモデル<sup>[21]</sup>で表したものである。図中の  $r_{1a}$ ,  $r_{1b}$ ,  $r_{1c}$  および  $r_{2a}$ ,  $r_{2b}$ ,  $r_{2c}$  は各相の一次および二次抵抗,  $L_{1a}$ ,  $L_{1b}$ ,  $L_{1c}$  および  $L_{2a}$ ,  $L_{2b}$ ,  $L_{2c}$  は一次巻線および二次巻線の各相の自己インダクタンス,  $l_{1a}$ ,  $l_{1b}$ ,  $l_{1c}$  および  $l_{2a}$ ,  $l_{2b}$ ,  $l_{2c}$  は各相の一次および二次漏れインダクタンス,  $L_{1ma}$ ,  $L_{1mb}$ ,  $L_{1mc}$  および  $L_{2ma}$ ,  $L_{2mb}$ ,  $L_{2mc}$  は

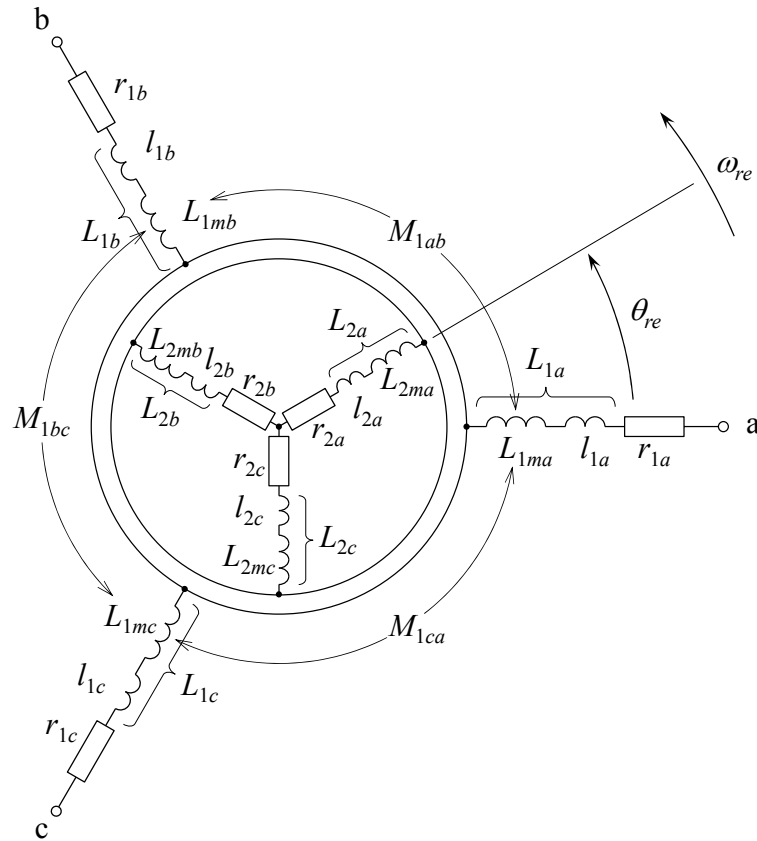


図 3.11 回転形誘導モータで表わした LIM の三相回路モデル

一次巻線および二次巻線の各相の主磁束に基づくインダクタンス,  $M_{1ab}$ ,  $M_{1bc}$ ,  $M_{1ca}$  は一次巻線の各巻線間の相互インダクタンスである.

なお,  $\theta_{re}$  は一次巻線 a 相を基準として反時計回りにとった二次巻線 a 相の角度 (電気角),  $\omega_{re}$  は回転子の角速度 (電気角) である.

### 3.4.2 各巻線間の相互インダクタンスの算定式

3.3.2 項の図 3.10 で示したように, LIM の演算子インピーダンス軌跡のリアクタンス軸上の  $x_{an}$ ,  $x_{bn}$ ,  $x_{cn}$  および  $x_{ab}$ ,  $x_{bc}$ ,  $x_{ca}$  は, 滑り周波数  $sf_0$  ( $s$ : 滑り,  $f_0$ : 電源周波数) が零となる点のリアクタンスに相当しており, このとき, 図 3.11 の三相回路モデルの回転子が同期速度で回っている (無負荷状態である) ことに相当している. したがって, この  $x_{an}$ ,  $x_{bn}$ ,  $x_{cn}$  を  $2\pi f_0$  で除すことによって求められるインダクタンスは, 図 3.11 の一次巻線の各相の自己インダクタンス  $L_{1a}$ ,  $L_{1b}$ ,  $L_{1c}$  となり, 同様に  $x_{ab}$ ,  $x_{bc}$ ,  $x_{ca}$  から求められるインダクタンスは, 各巻線間での自己インダクタンス  $L_{1ab}$ ,  $L_{1bc}$ ,  $L_{1ca}$  となる.

本項では, これらの滑り周波数が零となる点のリアクタンスから求まるインダクタンスを用いて, LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを求める方法を提案する. ここでは, 簡単化のため, 図 3.12 に示す無負荷状態の三相回路モデルを用いて, 各巻線間の相互インダクタンス  $M_{1ab}$ ,  $M_{1bc}$ ,  $M_{1ca}$  が各相の自己インダクタンス  $L_{1a}$ ,  $L_{1b}$ ,  $L_{1c}$  と各巻線間の自己インダクタンス  $L_{1ab}$ ,  $L_{1bc}$ ,  $L_{1ca}$  を用いてどのような関係式で表されるかを説明する.

図 3.12 において, a-n 間に電流  $i$  を流したときの a-n 間の磁束鎖交数  $\psi_{an}$  は,

$$\psi_{an} = (l_{1a} + L_{1ma}) \cdot i = L_{1a} \cdot i \cdots \cdots (3.3)$$

となる.

同様に b-n 間, c-n 間に電流  $i$  を流したときの b-n 間および c-n 間の磁束鎖交数  $\psi_{bn}$  および  $\psi_{cn}$  は,

$$\psi_{bn} = (l_{1b} + L_{1mb}) \cdot i = L_{1b} \cdot i \cdots \cdots (3.4)$$

$$\psi_{cn} = (l_{1c} + L_{1mc}) \cdot i = L_{1c} \cdot i \cdots \cdots (3.5)$$

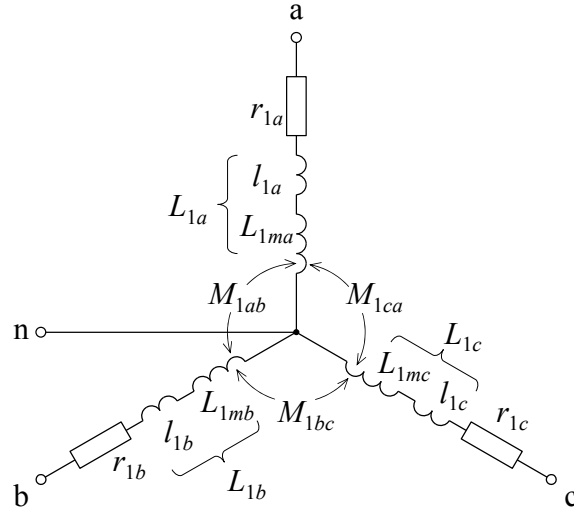


図 3.12 無負荷状態の LIM の三相回路モデル

となり、これら(3.3)～(3.5)式のインダクタンスは、 $x_{an}$ ,  $x_{bn}$ ,  $x_{cn}$  から求められるインダクタンス  $L_{1a}$ ,  $L_{1b}$ ,  $L_{1c}$  に相当する。

一方、a-b 間に電流  $i$  を流したときの a-n 間および b-n 間の磁束鎖交数  $\psi_{an}'$  および  $\psi_{bn}'$  は、

$$\psi_{an}' = L_{1a} \cdot i + M_{1ab} \cdot i \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

$$\psi_{bn}' = L_{1b} \cdot i + M_{1ab} \cdot i \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

となる。したがって、a-b 間の磁束鎖交数  $\psi_{ab}$  は、

$$\psi_{ab} = \psi_{an}' + \psi_{bn}' = (L_{1a} + L_{1b} + 2M_{1ab}) \cdot i \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

となる。同様に b-c 間および c-a 間に電流  $i$  を流したときの b-c 間および c-a 間の磁束鎖交数  $\psi_{bc}$ ,  $\psi_{ca}$  は、

$$\psi_{bc} = (L_{1b} + L_{1c} + 2M_{1bc}) \cdot i \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

$$\psi_{ca} = (L_{1c} + L_{1a} + 2M_{1ca}) \cdot i \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

となり，これら(3.8)～(3.10)式のインダクタンスと  $x_{ab}$ ,  $x_{bc}$ ,  $x_{ca}$  から求められる各巻線間での自己インダクタンス  $L_{lab}$ ,  $L_{lbc}$ ,  $L_{lca}$  との関係は次式となる．

$$L_{lab} = L_{la} + L_{lb} + 2M_{lab} \cdots \cdots \cdots (3.11)$$

$$L_{lbc} = L_{lb} + L_{lc} + 2M_{lbc} \cdots \cdots \cdots (3.12)$$

$$L_{lca} = L_{lc} + L_{la} + 2M_{lca} \cdots \cdots \cdots (3.13)$$

よって，各巻線間の相互インダクタンス  $M_{lab}$ ,  $M_{lbc}$ ,  $M_{lca}$  は，次式で求められる．

$$M_{lab} = \frac{1}{2}(L_{lab} - L_{la} - L_{lb}) \cdots \cdots \cdots (3.14)$$

$$M_{lbc} = \frac{1}{2}(L_{lbc} - L_{lb} - L_{lc}) \cdots \cdots \cdots (3.15)$$

$$M_{lca} = \frac{1}{2}(L_{lca} - L_{lc} - L_{la}) \cdots \cdots \cdots (3.16)$$

### 3.4.3 提案法の実施例と検証実験

本項では，提案法の実施例を示すとともに，その妥当性を文献[5]の方法による算定結果との比較から明らかにする．

まず，3.3.2 項の図 3.10 から，a-n 間，b-n 間，c-n 間および a-b 間，b-c 間，c-a 間の滑り周波数  $sf_0=0$  となる点のリアクタンス  $x_{an}$ ,  $x_{bn}$ ,  $x_{cn}$  および  $x_{ab}$ ,  $x_{bc}$ ,  $x_{ca}$  を  $2\pi f_0$  で除すことによって，各相の自己インダクタンス  $L_{la}$ ,  $L_{lb}$ ,  $L_{lc}$  および各巻線間の自己インダクタンス  $L_{lab}$ ,  $L_{lbc}$ ,  $L_{lca}$  を算定した．表 3.2 は，その結果である．次に，表 3.2 の結果を用いて(3.14)～(3.16)式により，各巻線間の相互インダクタンス  $M_{lab}$ ,  $M_{lbc}$ ,  $M_{lca}$  を算定した．その結果を表 3.3 に示す．この結果より，各巻線間の相互インダクタンスは  $M_{lbc} < M_{lca} \approx M_{lab}$  となり，非対称であることが確認される．比率としては約 1 : 2 : 2 ( $M_{lbc} : M_{lca} : M_{lab}$ ) であった．3.3.1 項で述べたように，供試 LIM においては，極数が 3 と少ないため，このような比率で非対称性が顕著に表れたものと考えられる．

表 3.2 各巻線端子間の自己インダクタンス算定結果

項目	記号	値	単位
a-n 間の自己インダクタンス	$L_{1a}$	37.5	mH
b-n 間の自己インダクタンス	$L_{1b}$	38.1	mH
c-n 間の自己インダクタンス	$L_{1c}$	37.0	mH
a-b 間の自己インダクタンス	$L_{1ab}$	101	mH
b-c 間の自己インダクタンス	$L_{1bc}$	87.0	mH
c-a 間の自己インダクタンス	$L_{1ca}$	100	mH

表 3.3 各巻線間の相互インダクタンス算定結果（提案法）

項目	記号	値	単位
a-b 間の相互インダクタンス	$M_{1ab}$	12.7	mH
b-c 間の相互インダクタンス	$M_{1bc}$	5.95	mH
c-a 間の相互インダクタンス	$M_{1ca}$	12.7	mH

さらに、提案法の妥当性を検証するために、文献[5]で提案されている各巻線間の相互インダクタンスを算定する方法（便宜上、従来法とする）を実施した。この方法は、二次側の非磁性導体を取り除いた等価無負荷状態において、一相端子と中性点間に単相交流を印加し、他の二相に生じる誘導起電力から各巻線間の相互インダクタンスを求める方法である。例えば、a-n 間に単相交流を印加して電流  $I$  を流したときの b 相、c 相に生じる誘導起電力  $V_{bn}$ 、 $V_{cn}$  から、a-b 間および c-a 間の相互インダクタンスは次式によって算定することができる。

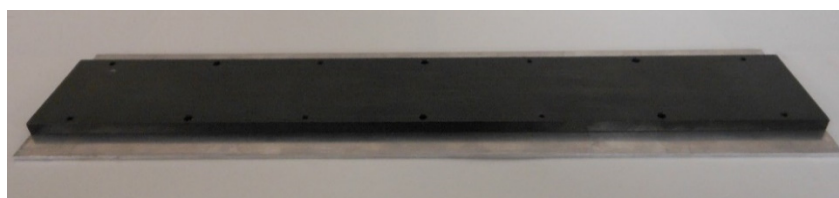
$$M_{1ab} = \frac{V_{bn}}{2\pi f_0 I} \dots\dots\dots (3.17)$$

$$M_{1ca} = \frac{V_{cn}}{2\pi f_0 I} \dots\dots\dots (3.18)$$

ここでは、a-n 間の例について示したが、b-n 間、c-n 間についても同様である．なお、この方法は二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷状態が前提となっているが、実際には、二次側の非磁性導体板は磁性体の裏張り鉄板と接着されて取り除けない場合が多く、この場合には、等価無負荷試験の実施は困難である．供試 LIM の非磁性導体板（アルミ板）も裏張り鉄板に接着されており、取り除くことはできなかった．そこで、同一の寸法および同一材料の裏張り鉄板を製作（図 3.13 参照）し、従来法を実施した．



(a) 二次側表面（アルミ板）



(b) 二次側裏面（裏張り鉄板）



(c) 製作した裏張り鉄板

図 3.13 供試 LIM の二次側のアルミ板と裏張り鉄板



表 3.4 は従来法による各巻線間の相互インダクタンスの算定結果である．  
 表 3.3 の提案法による算定結果と比較すると，ほぼ同様の算定結果（従来法  
 を基準として  $M_{1ab}$  が 5.0%， $M_{1bc}$  が 0.17%， $M_{1ca}$  が 5.8%の誤差）となってお  
 り，提案法の妥当性が確認される．

表 3.4 各巻線間の相互インダクタンス算定結果（従来法）

項目	記号	値	単位
a-b 間の相互インダクタンス	$M_{1ab}$	12.1	mH
b-c 間の相互インダクタンス	$M_{1bc}$	5.94	mH
c-a 間の相互インダクタンス	$M_{1ca}$	12.0	mH

### 3.5 まとめ

本章では、LIM の特性算定試験法として採用した直流試験法によって得られる LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡から、LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案した。まとめると以下のとおりである。

- (1) LIM の特性算定試験法として採用した直流試験法について述べるとともに、ヒステリシスの影響を考慮した二段階電圧印加方式の直流試験法について述べ、その妥当性を演算子インピーダンス軌跡の滑り周波数が零となる点のリアクタンスの算出結果と無負荷試験により求めた励磁リアクタンスの実測値との比較により示した。
- (2) 直流試験法によって求めた供試 LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡と供試 LIM の巻線構造との対比から、直流試験法は巻線相互の非対称なインピーダンス特性を正確に算出できることを示した。
- (3) LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡の滑り周波数が零となる点のリアクタンスから求まるインダクタンスを用いて、LIM の各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法を提案し、その妥当性を従来法（文献[5]）による算定結果との比較により明らかにした。

従来法は、等価無負荷状態とするために二次側の非磁性導体板を取り外すなどの機器の分解を伴い、非磁性導体板を取り外せない LIM や大型の LIM においては、試験を実施することのできないケースもある。一方、提案法においては、機器の分解を伴わず、既設の LIM に適用できる点で有用性が高いと考えている。

以上、本章では、LIM の各巻線間の相互インダクタンスを算定する方法について述べたが、この方法は、永久磁石リニア同期モータ (PMLSM) に対しても同様に適用が可能である。しかしながら、PMLSM においては、巻線相互の非対称性のみならず、可動子の位置に依存したインダクタンス分布波形に高調波成分が存在するケースも少なくない。よって、インダクタンス分布波形に含まれる高調波成分の影響を無視できない場合は、その定数をそのまま利用することは出来ない。

そこで、次章では、このインダクタンス分布波形の高調波成分の影響を考慮した PMLSM の定数算定法について述べる。

## 第3章の参考文献

- [1] 電気学会リニア電磁駆動装置解析手法の体系化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の体系と技術動向」，電気学会技術報告，第1074号（2006）
- [2] 電気学会リニアドライブシステムの連成解析手法調査専門委員会編：「リニアドライブシステムの数値解析に関わる動向とその解析例」，電気学会技術報告，第913号（2003）
- [3] 電気学会リニア電磁駆動装置設計技術の高度化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の現状」，電気学会技術報告，第797号（2000）
- [4] 電気学会リニアモータのセンシング技術と特性測定法調査専門委員会編：「リニアモータを高性能に駆動するセンサ・制御システム」，電気学会技術報告，第746号（1999）
- [5] 内海達見，山口功：「リニア誘導モータの始動時における三相等価パラメータ値算定」，電気学会論文誌D，Vol. 120-D，No. 11，pp. 1283-1288（2000）
- [6] 杉本英彦，巴正信，松村正三，石井俊昭：「片側式リニア誘導モータの拘束試験に基づく非対称定数算定法」，電気学会論文誌D，Vol. 113，No. 2，pp. 247-255（1993）
- [7] Adamiak K, Ananthasivam K, Dawson Graham E, Eastham Anthony R and Gieras J F : “The causes and consequences of phase unbalance in single-sided linear induction motors,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 24, No. 6, pp. 3223-3233 (1988)
- [8] Dae-Kyong Kim, Byung-II Kwon : ”A Novel Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motor Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External Circuits,” *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 42, No. 10, pp. 3407-3409 (2006)
- [9] Roma Rinkeviciene, Andrius Petrovas : ”Dynamic Models of Asymmetric Induction Drive,” *IEMDC '07*, pp. 683-987 (2007)

- [10] Wei Xu, Jian Guo Zhu, Yongchang Zhang, Zixin Li, Yaohua Li, Yi Wang, Youguang Guo and Yongjian Li : “Equivalent Circuits for Single-Sided Linear Induction Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No. 6, pp. 2410-2423 (2010)
- [11] Arindam Banerjee, P J Radcliffe ”Mathematical analysis for predicting an unbalanced force in a simple asymmetric circuit using Maxwellian electrodynamics,” ICEMS2014, pp. 3503-3509 (2014)
- [12] 荒隆裕, 山本和直, 小田莊一, 松瀬貢規 : 「直流試験法による同期電動機の始動特性推定法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 112-D, No. 1, pp. 73-80 (1992)
- [13] 山本修, 後藤隆司, 荒隆裕 : 「直流電源による回転機のオペレーショナルインピーダンス算定法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 6, pp. 724-731 (2003)
- [14] 山本修, 小山孝, 荒隆裕 : 「電圧形 PWM インバータを用いた直流試験による回転機の特性算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 11, pp. 1292-1300 (2011)
- [15] 田中晃, 平原英明, 山本修, 荒隆裕 : 「直流試験による交流回転機の特性算出法の開発」, 職業能力開発研究誌, Vol. 30, No. 1, pp. 85-90 (2014)
- [16] 平原英明, 山本修, 荒隆裕 : 「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 11, pp. 1201-1202 (2001)
- [17] 平原英明, 山本修, 荒隆裕 : 「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. 214, pp. 921-922 (2001)
- [18] 平原英明, 山本修, 荒隆裕 : 「各巻線間の相互インダクタンスを考慮したリニア誘導モータの電流特性算出法」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-01-148, pp. 109-114 (2001)
- [19] 電気学会誘導機標準特別委員会編 : 「電気学会電気規格調査会標準規格誘導機 (JEC-2137-2000)」, 電気書院 (2000)

- [20] 山村昌著：「交流モータの解析と制御」，オーム社 (1988)
- [21] 杉本英彦編著：「AC サーボシステムの理論と設計の実際－基礎からソフトウェアサーボまで－」，総合電子出版社 (1990)

## 第4章

# インダクタンス高調波を考慮した永久磁石リニア同期モータの非対称回路モデルおよび回路定数算定法

### 4.1 まえがき

近年のネオジム磁石に代表される磁性材料の進歩により、永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）は大推力・高速化・高加減速・高精度位置決め性能などが要求される産業用途において広く用いられている<sup>[1]-[3]</sup>。

PMLSM は、二次導体がないため、直流試験法を用いずとも一般的な単相交流印加法<sup>[4]</sup>によって各巻線端子間のインダクタンスを求め、第3章で提案した方法により各巻線間の非対称性を考慮した三相回路モデルの回路定数を算定することが可能である。しかしながら、PMLSM においては、見かけ上は突極性のない表面磁石形であっても、可動子鉄心の磁束密度の変化によって、可動子の位置に依存してインダクタンスが周期変化し、さらにその周期変化に高調波成分を含む場合もある<sup>[5]</sup>。よって、その特性を正確に表すためには、巻線相互の非対称性のみならず、このインダクタンス分布波形の高調波成分の影響を考慮した解析手法が必要であると考えられる。しかしながら、この影響を考慮できる一般的に認められた手法は見当たらない。

そこで、本章では、可動子の位置に依存した各巻線端子間のインダクタンスの変化に高調波成分を含んで歪んでいる PMLSM を対象に、これらを考慮した三相交流座標系における数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出し、その回路定数を算定する方法<sup>[6][7]</sup>を提案する。

導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送用システムなどに用いられる一軸テーブル式 PMLSM に対する電流および推力の実測値との比較から明らかにする。さらに、各可動子位置に拘束した状態で、ベクトル制御（ $d$  軸電流指令  $i_d^* = 0$ 、 $q$  軸電流指令  $i_q^* = \text{一定}$ ）によって一定推力を発生させたときの推力－位置特性の計算値と実測値との比較

から，巻線相互の非対称性やインダクタンス変化の高調波成分が推力特性に及ぼす影響について言及する．

## 4.2 永久磁石リニア同期モータのインダクタンス特性

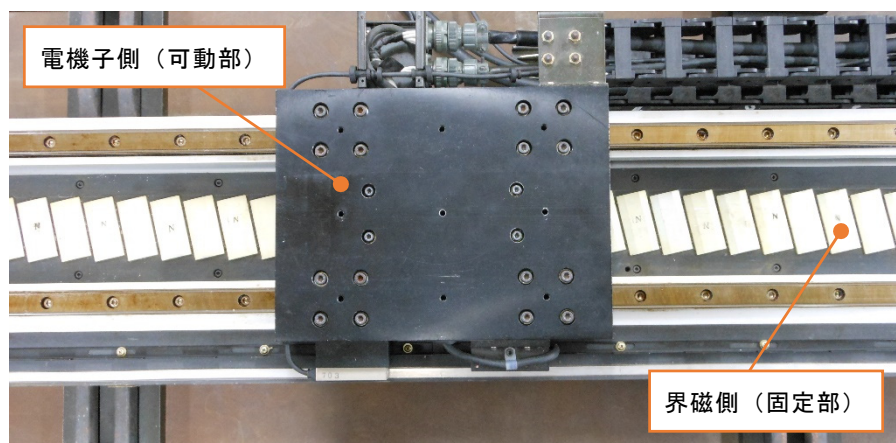
PMLSM は，一次鉄心が有限長となることによって生じる巻線相互の非対称性だけではなく，可動子の位置に依存したインダクタンスの周期変化やそこに重畳される高調波が存在する場合がある．これらは，推力－位置特性における推力脈動の発生原因となり，モータの特性算定および制御性能に影響を与えている．

そこで，本節では，可動子位置による磁束密度分布を2次元電磁界解析によって解析し，供試 PMLSM においては，表面磁石形の形状でありながら，上述したインダクタンスの性質（ $d$  軸と  $q$  軸でインダクタンスが異なる）を有することを示す．また，可動子位置に依存した各巻線端子間のインダクタンスの変化を単相交流印加法により測定し，供試 PMLSM のインダクタンス特性には，巻線相互の非対称性だけではなく，その周期変化に高調波成分が含まれ歪んでいることを示す．

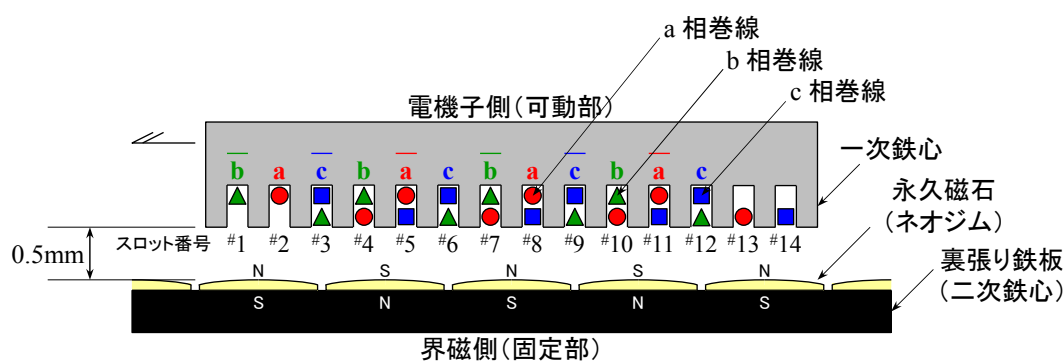
### 4.2.1 一軸テーブル式永久磁石リニア同期モータ

図 4.1 は，供試機として使用した工場内の搬送システムなどに用いられる一軸テーブル式 PMLSM（神鋼電機製）である．全長 2400mm，有効ストロークは 1900mm である．電機子側の平板状片側式 PMLSM は，ボールベアリングが内蔵されたリニアガイドによって支持された可動部となっており，磁極位置に応じた位相の三相交流電流を流すことによって駆動する．界磁側は，厚さ 10mm の裏張り鉄板（二次鉄心）の表面に永久磁石（ネオジム）が張り付けられて構成されている．一次鉄心のティースと永久磁石間のエアギャップは，0.5mm である．PMLSM の仕様を表 4.1 にまとめる．

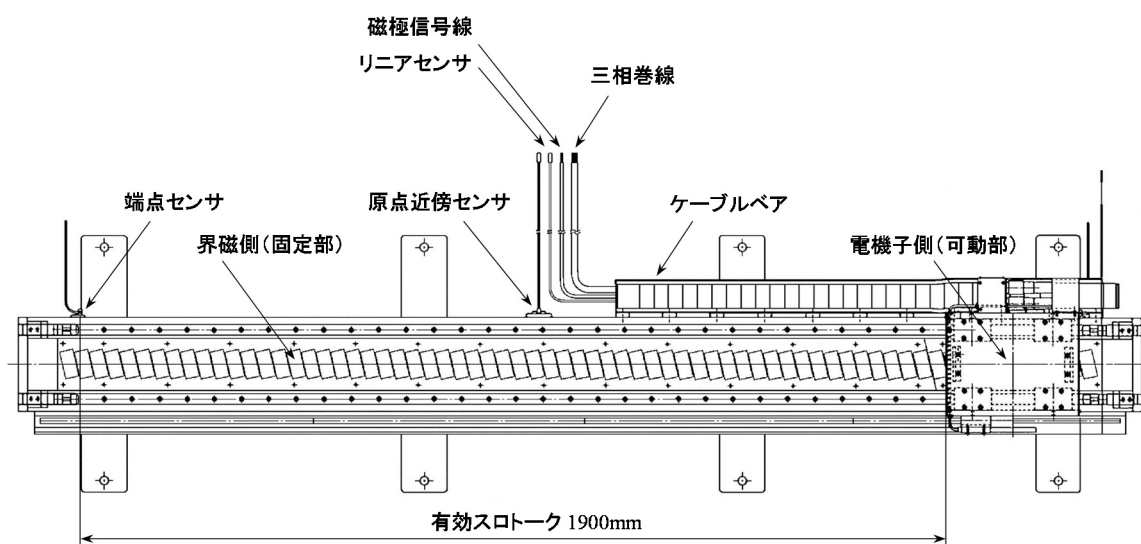




(a) 外観



(b) 構造図



(c) 概要図

図 4.1 一軸テーブル式 PMLSM

表 4.1 一軸テーブル式 PMLSM の仕様

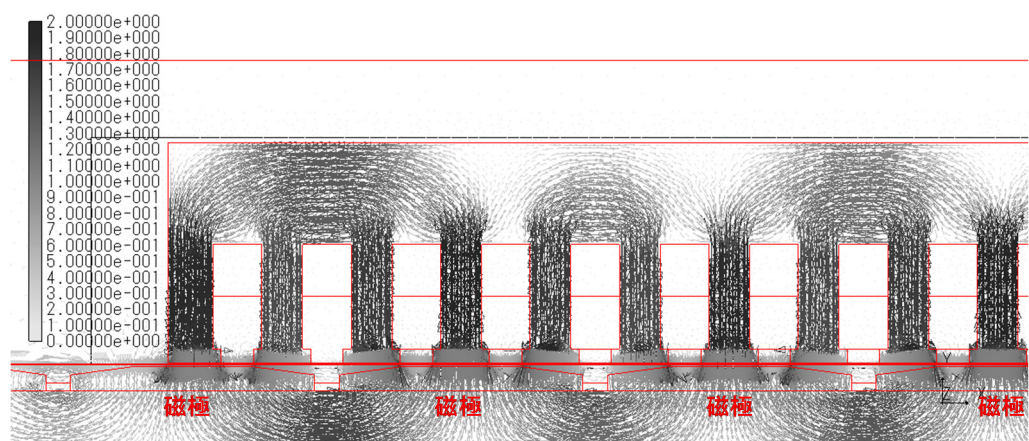
電機子側 (可動部)	相数		3
	推力		65.7N
	周波数		30.3Hz (2m/s)
	電流		0.85A
	極数		4
	スロット数		14
	ポールピッチ		33mm
	巻線ピッチ		1~3
	毎溝線数		190 本 (#1,2,13,14 は 95 本)
	巻線構成		短節・集中・二層・Y 接続
	コア寸法		長さ 160mm×幅 28.5mm×厚さ 50mm
	エアギャップ		0.5mm
界磁側 (固定部)	永久磁石	種類	ネオジム磁石 (NEOMAX-44H)
		寸法	厚さ 3.0mm
	二次鉄心	種類	裏張り鉄板 (塊状鉄心)
		寸法	厚さ 10mm

図 4.1 (b) の PMLSM の巻線構造から明らかなように、各相 (a 相, b 相, c 相) の巻線構造は対称であるが、各巻線間の巻線構造は非対称 (b-c 間の巻線構造は a-b 間および c-a 間と非対称) であり、第 3 章で述べた LIM と同様に、各巻線間の相互インダクタンスの非対称性により、a 相が非対称相であることが推察される。

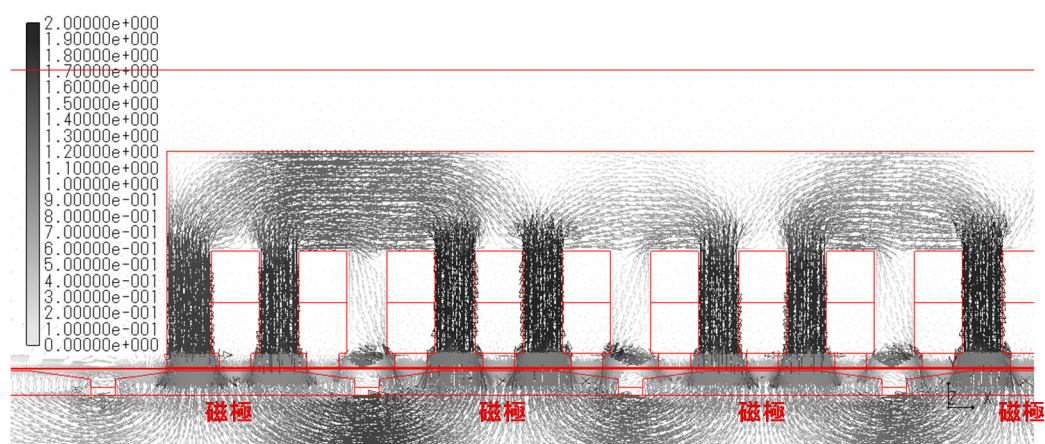
#### 4.2.2 可動子位置に依存した磁束密度分布

図 4.2 は、2 次元電磁界解析によって求めた供試 PMLSM の可動子位置による磁束密度分布の解析例である。ここでは、簡単のため永久磁石のスキューは無視するとともに、純粋な可動子位置による磁束密度分布を調べるため、

電機子電流は零としている．図 4.2 (a) は，磁極上に一次鉄心のティースが 3 本ある場合の磁束密度分布である．これより，すべてのティースの磁束密度はほぼ等しいことが確認される．一方，図 4.2 (b) は，磁極上にティースが 2 本ある場合の磁束密度分布である．この場合は，磁束は集中的に磁極上の 2 本のティースを通っており，磁束密度が高くなることが確認される．このように，供試 PMLSM は，見かけ上は突極性のない表面磁石形の構造を有するが，磁束密度の変化により可動子位置に依存してインダクタンスに周期変化が現れる（図 4.2 (a) の場合と図 4.2 (b) の場合には，B-H 特性における傾きに違いが現れるために両方でインダクタンスの違いが生じる）ことが推察される．



(a) 磁極上にティースが 3 本ある場合



(b) 磁極上にティースが 2 本ある場合

図 4.2 PMLSM の可動子位置による磁束密度分布の解析例

### 4.2.3 単相交流試験によるインピーダンス算出法

図 4.3 は、PMLSM の特性算定試験法として採用した単相交流印加法の試験回路である．ここで、PMLSM の可動子は、二次側の磁石の吸引力で動かないようにしっかりと固定する．図 4.3 の試験回路を例に、単相交流印加法の実施手順を説明する．まず、誘導電圧調整器を調整して所定の大きさの電流を PMLSM の a-b 間に流す．次に、この状態における電圧  $V$  [V]、電流  $I$  [A]、電力  $P$  [W]、周波数  $f$  [Hz] をデジタルパワーメータで測定する．これより、a-b 間からみたインピーダンス  $Z_{ab}$ 、抵抗  $R_{ab}$ 、リアクタンス  $X_{ab}$ 、インダクタンス  $L_{ab}$  は、次式で求められる．

$$Z_{ab} = \frac{V}{I} \text{ } [\Omega] \text{ ..... (4.1)}$$

$$R_{ab} = \frac{P}{I^2} \text{ } [\Omega] \text{ ..... (4.2)}$$

$$X_{ab} = \sqrt{Z_{ab}^2 - R_{ab}^2} \text{ } [\Omega] \text{ ..... (4.3)}$$

$$L_{ab} = \frac{X_{ab}}{2\pi f} \text{ } [\text{H}] \text{ ..... (4.4)}$$

ここでは、a-b 間に対する例を示したが、他の巻線間（b-c 間、c-a 間）および一相端子と中性点間（a-n 間、b-n 間、c-n 間）に対しても同様である．

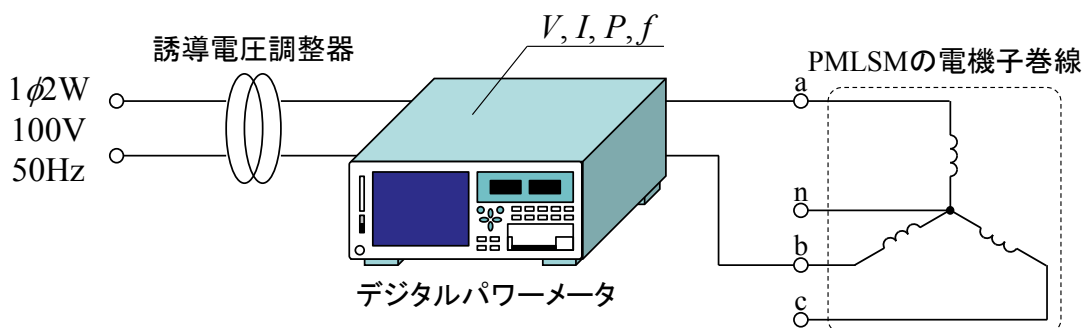


図 4.3 単相交流試験回路

#### 4.2.4 可動子位置に依存したインダクタンス特性

供試 PMLSM の可動子位置に依存したインダクタンス特性を測定するため、可動子の各位置に対する各巻線端子間のインダクタンスを前項で述べた単相交流印加法によって測定した．ここで、基準位置は a 相巻線軸が磁極中央となる位置とし、66mm（ポールピッチが 33mm のため、電気角では  $360^\circ$ ）まで移動させている（図 4.4 参照）．図 4.5 は、その測定結果である．これより、インダクタンスに周期的な変化がみられ、高調波成分に起因するとみられる歪みが含まれていることが確認される．また、各一相端子と中性点間のインダクタンス  $L_{an}$ ,  $L_{bn}$ ,  $L_{cn}$  の変化は空間的に対称であるが、各巻線間のインダクタンス  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  においては、 $L_{ab}$  と  $L_{ca}$  は空間的に対称であるが、 $L_{bc}$  はこれらと非対称であることが確認される．これは、4.2.1 項で示した供試 PMLSM の巻線構造（図 4.1 (b) 参照）から推察される物理像と一致する．

以上の結果より、供試 PMLSM のインダクタンス特性には、巻線相互の非対称性の他に、可動子の位置に依存したインダクタンス分布波形に高調波成分を含んでいることが確認される．このため、供試 PMLSM の特性を正確に表すためには、この影響を考慮した解析手法が必要であると考えられる．

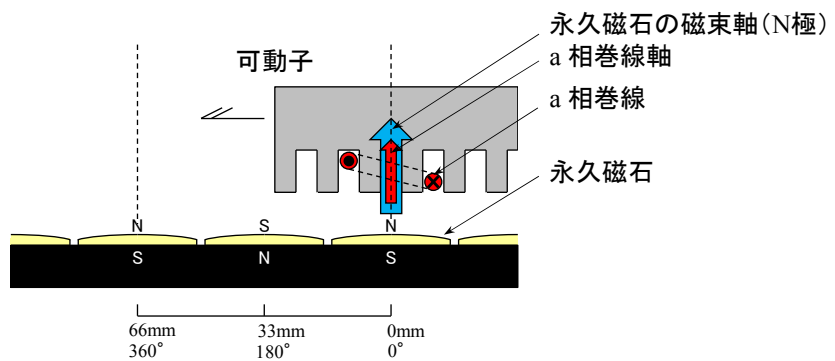


図 4.4 可動子位置に依存したインダクタンスの測定

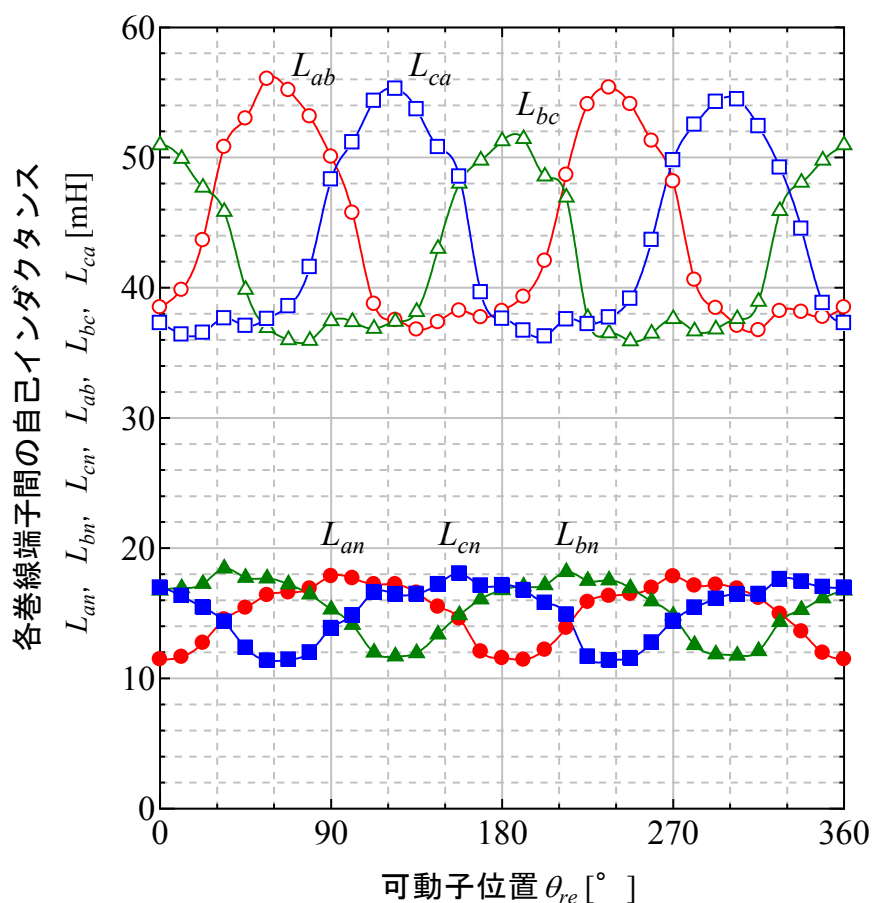


図 4.5 可動子位置に依存したインダクタンス特性の測定結果

### 4.3 インダクタンス高調波を考慮した非対称回路モデル

前節の結果より，供試 PMLSM のインダクタンス特性には，巻線相互の非対称性だけではなく，可動子位置に依存したインダクタンスの周期変化に重畳される高調波（以降，インダクタンス高調波と呼ぶ）が存在することが明らかとなった．

そこで，本節では，前節で示した各巻線間の相互インダクタンスの非対称性やインダクタンス高調波を考慮した PMLSM の三相交流座標系における数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出するとともに，その回路定数を算定する方法について述べる．



### 4.3.1 非対称三相回路モデル

図 4.6 は、PMLSM の三相回路モデルを便宜的に回転形永久磁石同期モータのモデル<sup>[8]</sup>で表したものである．図中の  $r_a, r_b, r_c$  は各相の電機子抵抗， $L_a, L_b, L_c$  は各相の自己インダクタンス， $M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}$  は各巻線間の相互インダクタンスである．なお， $\theta_{re}$  は a 相巻線を基準として反時計回りにとった磁束軸（N 極）の角度（電気角）， $\omega_{re}$  は回転子の角速度（電気角）である．

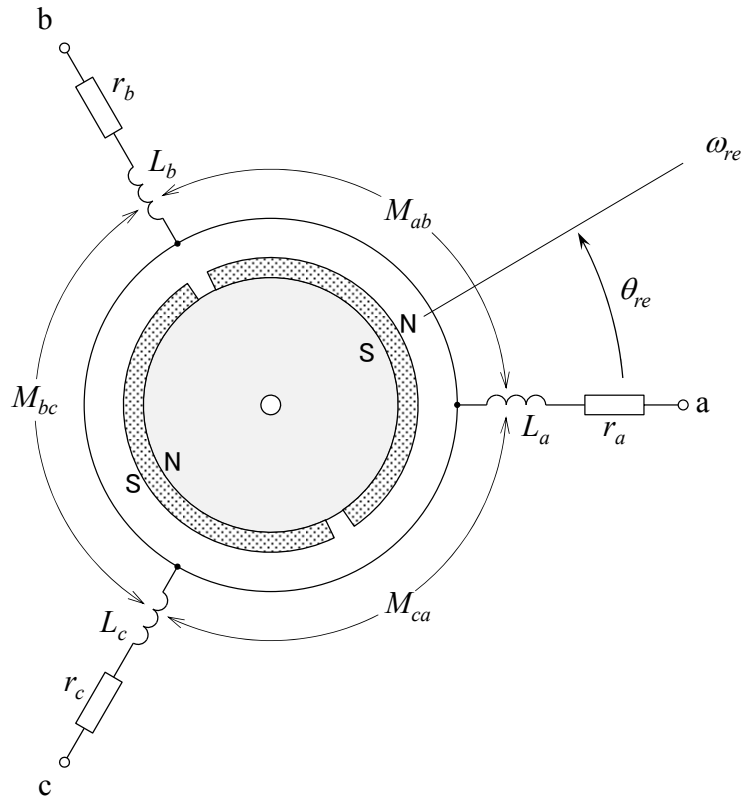


図 4.6 回転形永久磁石同期モータで表わした PMLSM の三相回路モデル

### 4.3.2 三相交流座標系の電圧方程式

図 4.6 の三相回路モデルにおける PMLSM の電圧方程式は，次式で与えられる．

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + PL_a & -PM_{ab} & -PM_{ca} \\ -PM_{ab} & r_b + PL_b & -PM_{bc} \\ -PM_{ca} & -PM_{bc} & r_c + PL_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \cdots \cdots (4.5)$$

ここで、 $v_a, v_b, v_c$  は各相の電機子電圧（モータの中性点に対する巻線端子の相電圧）、 $i_a, i_b, i_c$  は各相の電機子電流、 $e_a, e_b, e_c$  は永久磁石界磁により各相に誘起する速度起電力、 $P (=d/dt)$  は微分演算子である。

本論文では、(4.5)式の  $L_a, L_b, L_c, M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}, e_a, e_b, e_c$  を以下の式<sup>[9]</sup>で表すことにより、インダクタンス高調波を考慮する。

$$L_a = L_{a0} + \sum_{k=1}^{\infty} L_{ak} \cos(2k\theta_{re}) \cdots \cdots \cdots (4.6)$$

$$L_b = L_{b0} + \sum_{k=1}^{\infty} L_{bk} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.7)$$

$$L_c = L_{c0} + \sum_{k=1}^{\infty} L_{ck} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.8)$$

$$M_{ab} = M_{ab0} + \sum_{k=1}^{\infty} M_{abk} \cos\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.9)$$

$$M_{bc} = M_{bc0} + \sum_{k=1}^{\infty} M_{bck} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.10)$$

$$M_{ca} = M_{ca0} + \sum_{k=1}^{\infty} M_{cak} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.11)$$

$$e_a = -\dot{\theta}_{re} \sum_{k=1}^{\infty} K_{eak} \sin((2k-1)\theta_{re}) \cdots \cdots \cdots (4.12)$$

$$e_b = -\dot{\theta}_{re} \sum_{k=1}^{\infty} K_{ebk} \sin\left((2k-1)\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.13)$$

$$e_c = -\dot{\theta}_{re} \sum_{k=1}^{\infty} K_{eck} \sin\left((2k-1)\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.14)$$

ここで、 $L_{a0}, L_{b0}, L_{c0}$  は各相の自己インダクタンスの直流分、 $L_{ak}, L_{bk}, L_{ck}$  は各相の自己インダクタンスの  $2k$  次成分、 $M_{ab0}, M_{bc0}, M_{ca0}$  は各巻線間の相互インダクタンスの直流分、 $M_{abk}, M_{bck}, M_{cak}$  は各巻線間の相互インダクタンスの  $2k$  次成分、 $K_{eak}, K_{ebk}, K_{eck}$  は永久磁石界磁により各相に誘起する速度起電力の  $2k$  次成分の定数である。



一般に、PMLSMは三相三線式によって駆動される。そこで、(4.5)式から三相三線式における線間電圧を用いたPMLSMの電圧方程式を導出する。

(4.5)式から  $v_{ab}$  ( $= v_a - v_b$ ) および  $v_{bc}$  ( $= v_b - v_c$ ) を求め、 $i_b = -i_a - i_c$  を代入して  $i_b$  を除去して整理すると、任意の線間電圧  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  における電圧方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} - R_{12} - R_{21} + R_{22} & -R_{12} + R_{13} + R_{22} - R_{23} \\ R_{21} - R_{22} - R_{31} + R_{32} & -R_{22} + R_{23} + R_{32} - R_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_c \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} L_{11} - L_{12} - L_{21} + L_{22} & -L_{12} + L_{13} + L_{22} - L_{23} \\ L_{21} - L_{22} - L_{31} + L_{32} & -L_{22} + L_{23} + L_{32} - L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P i_a \\ P i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a - e_b \\ e_b - e_c \end{bmatrix} \cdots \quad (4.15)$$

ここで、 $L_{11} = L_a$ ,  $L_{22} = L_b$ ,  $L_{33} = L_c$ ,  $L_{12} = L_{21} = -M_{ab}$ ,  $L_{23} = L_{32} = -M_{bc}$ ,  $L_{31} = L_{13} = -M_{ca}$  であり、 $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{33}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{21}$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{32}$ ,  $R_{31}$ ,  $R_{13}$  は、次式で表される。

$$R_{11} = r_a - \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} L_{ak} \sin(2k\theta_{re}) \cdots \cdots \cdots (4.16)$$

$$R_{22} = r_b - \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} L_{bk} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.17)$$

$$R_{33} = r_c - \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} L_{ck} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.18)$$

$$R_{12} = R_{21} = \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} M_{abk} \sin\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.19)$$

$$R_{23} = R_{32} = \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} M_{bck} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.20)$$

$$R_{31} = R_{13} = \sum_{k=1}^{\infty} 2k \dot{\theta}_{re} M_{cak} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) \cdots \cdots \cdots (4.21)$$

(4.15)式におけるインダクタンスおよび速度起電力は、(4.6)～(4.14)式の値をそのまま用いることができる。

### 4.3.3 三相交流座標系の推力算出式

次に、推力の算出式を文献[10]で示されているトルク式の導出方法を踏襲して導出する．図 4.6 で示した PMLSM の三相回路モデルの入力電力  $P_i$  は、次式で表される．

$$\begin{aligned} P_i &= [\mathbf{i}]^T [\mathbf{v}] \\ &= [\mathbf{i}]^T ([\mathbf{Z}][\mathbf{i}] + [\mathbf{e}]) \\ &= [\mathbf{i}]^T [\mathbf{R}][\mathbf{i}] + [\mathbf{i}]^T P([\mathbf{L}][\mathbf{i}]) + [\mathbf{i}]^T P([\mathbf{M}][\mathbf{i}]) + [\mathbf{i}]^T [\mathbf{e}] \quad \dots\dots\dots (4.22) \end{aligned}$$

ここで、

$$[\mathbf{i}] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad \dots\dots\dots (4.23)$$

$$[\mathbf{v}] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad \dots\dots\dots (4.24)$$

$$[\mathbf{Z}] = [\mathbf{R}] + P[\mathbf{L}] + P[\mathbf{M}] \quad \dots\dots\dots (4.25)$$

$$[\mathbf{R}] = \text{diag}[r_a \quad r_b \quad r_c] \quad \dots\dots\dots (4.26)$$

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_{a0} & -M_{ab0} & -M_{ca0} \\ -M_{ab0} & L_{b0} & -M_{bc0} \\ -M_{ca0} & -M_{bc0} & L_{c0} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.27)$$

$$[\mathbf{M}] = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^{\infty} L_{ak} \cos(2k\theta_{re}) & -\sum_{k=1}^{\infty} M_{abk} \cos\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) & -\sum_{k=1}^{\infty} M_{cak} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) \\ -\sum_{k=1}^{\infty} M_{abk} \cos\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) & \sum_{k=1}^{\infty} L_{bk} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) & -\sum_{k=1}^{\infty} M_{bck} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) \\ -\sum_{k=1}^{\infty} M_{cak} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) & -\sum_{k=1}^{\infty} M_{bck} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) & \sum_{k=1}^{\infty} L_{ck} \cos\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4.28)$$

$$[\mathbf{e}] = [e_a \quad e_b \quad e_c]^T \quad \dots\dots\dots (4.29)$$

まず, (4.22)式の右辺第1項は,

$$[i]^T [R][i] = r_a i_a^2 + r_b i_b^2 + r_c i_c^2 \cdots \cdots \cdots (4.30)$$

となり, 銅損の和である. 次に, (4.22)式の右辺第2項は,

$$[i]^T P([L][i]) = P\left(\frac{1}{2}[i]^T [L][i]\right) \cdots \cdots \cdots (4.31)$$

となり, 自己インダクタンス $[L]$ に蓄えられるエネルギーの時間微分である.

また, (4.22)式の右辺第3項は, 次式で表される.

$$[i]^T P([M][i]) = P\left(\frac{1}{2}[i]^T [M][i]\right) + \frac{1}{2}[i]^T P([M])[i] \cdots \cdots \cdots (4.32)$$

(4.32)式の右辺第1項は, 相互インダクタンス $[M]$ に蓄えられるエネルギーの時間微分である. したがって, 残りの項((4.32)式の右辺第2項)は機械的出力でなければならない. (4.28)式から明らかなように,  $[M]$ は $\theta_{re}$ の関数であるから, 機械的出力を $P_{mR}$ とすると,

$$P_{mR} = \frac{1}{2}[i]^T P([M])[i] = \frac{1}{2}[i]^T \dot{\theta}_{re} \frac{\partial}{\partial \theta_{re}}([M])[i] \cdots \cdots \cdots (4.33)$$

となる. これは, リラクタンストルクによる機械的出力に相当する.

また, (4.22)式の右辺第4項は, 磁石に起因したトルクによる機械的出力に相当するため, これを $P_{mP}$ とすると, 全機械的出力 $P_m$ は, 次式となる.

$$\begin{aligned} P_m &= P_{mR} + P_{mP} \\ &= \frac{1}{2}[i]^T \dot{\theta}_{re} \frac{\partial}{\partial \theta_{re}}([M])[i] + [i]^T [e] \cdots \cdots \cdots (4.34) \end{aligned}$$

ここで, PMLSMの速度 $v_m$ は, ポールピッチを $\tau$ とすると, 次式で表されるため,

$$v_m = \frac{\tau}{\pi} \dot{\theta}_{re} \cdots \cdots \cdots (4.35)$$

PMLSM の推力  $F_m$  は、次式となる．

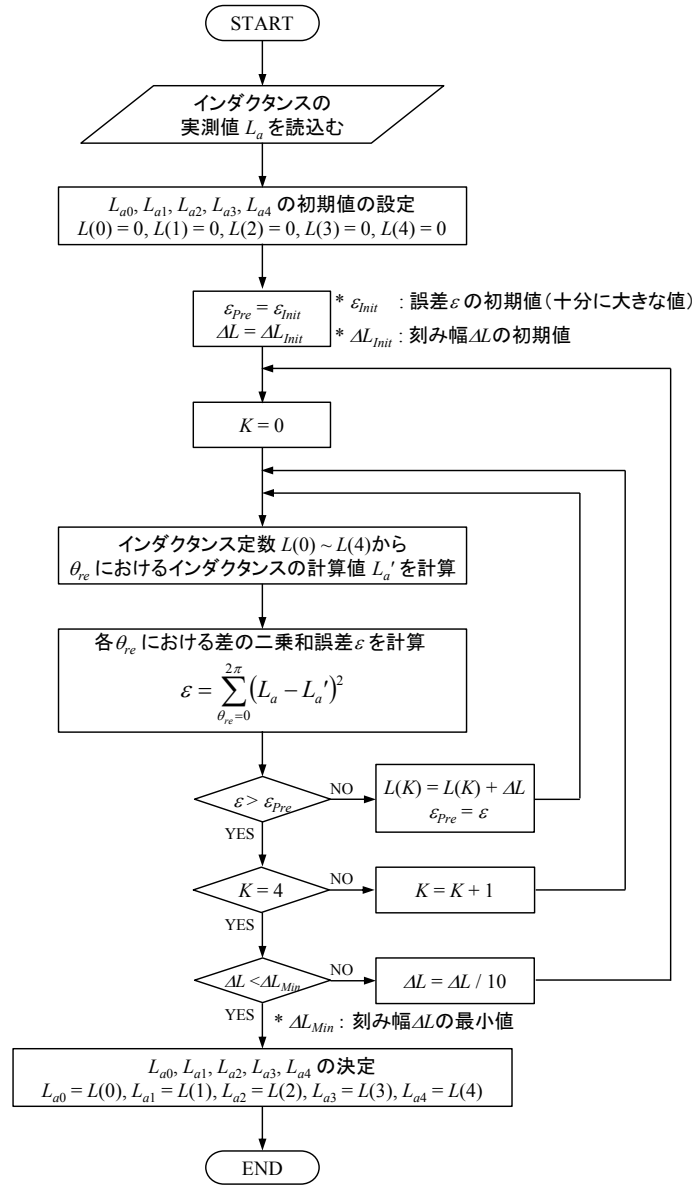
$$\begin{aligned}
 F_m &= \frac{P_m}{v_m} \\
 &= \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{1}{2} [\mathbf{i}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_{re}} ([\mathbf{M}][\mathbf{i}] + \frac{1}{\dot{\theta}_{re}} [\mathbf{i}]^T [\mathbf{e}]) \right\} \\
 &= \frac{\pi}{\tau} \left[ i_a \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ -i_a k L_{ak} \sin(2k\theta_{re}) + i_b k M_{abk} \sin\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + i_c k M_{cak} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) - K_{eak} \sin((2k-1)\theta_{re}) \right\} \right. \\
 &\quad \left. + i_b \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ i_a k M_{abk} \sin\left(2k\left(\theta_{re} + \frac{\pi}{6}\right)\right) - i_b k L_{bk} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + i_c k M_{bck} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) - K_{ebk} \sin\left((2k-1)\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right\} \right. \\
 &\quad \left. + i_c \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ i_a k M_{cak} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{7\pi}{6}\right)\right) + i_b k M_{bc} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{\pi}{2}\right)\right) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - i_c k L_{ck} \sin\left(2k\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) - K_{eck} \sin\left((2k-1)\left(\theta_{re} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right\} \right] \cdots \cdots (4.36)
 \end{aligned}$$

#### 4.4 インダクタンス高調波を考慮した回路定数算定法

本節では、4.3.2 項で導出したモデルの回路パラメータ ( $r_a, r_b, r_c, L_a, L_b, L_c, M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}, e_a, e_b, e_c$ ) を算定する方法について述べる．

まず、(4.5)式の各相の電機子抵抗  $r_a, r_b, r_c$  は、直流電圧降下法によって求める．次に、各相の自己インダクタンス  $L_a, L_b, L_c$  については、4.2.4 項で示した図 4.5 の一相端子と中性点間の自己インダクタンス  $L_{an}, L_{bn}, L_{cn}$  に相当しているため、これを用いて(4.6)～(4.8)式の定数 ( $L_{ak}, L_{bk}, L_{ck}$ ) を同定する．

図 4.7 は、 $L_{ak}$  (ここでは、 $k=0\sim 4$ ) の同定手順を示したものである．同定手順は次のとおりである．まず、インダクタンス  $L_a$  の実測値 ( $=L_{an}$ ) を読み込む．次に、 $L_{a0}\sim L_{a4}$  に初期値を与え、このうちの 1 つの定数 (例えば、 $L_{a0}$ ) の値のみを増減させたときのインダクタンス  $L_a'$  を  $L_{a0}\sim L_{a4}$  から計算し、各


 図 4.7 インダクタンス定数  $L_{ak}$  ( $k=0\sim4$ ) の同定手順

可動子位置  $\theta_{re}$  におけるインダクタンスの計算値  $L'_a$  と実測値  $L_a$  との差の二乗和誤差  $\varepsilon$  が最小になるように  $L_{a0}$  を収斂させる。以降、他の定数 ( $L_{a1}\sim L_{a4}$ ) についても同様に、 $\varepsilon$  が最小となるまで同様の手順を繰り返すことによって、 $L_{a0}\sim L_{a4}$  を同定する。

以上、 $L_{ak}$  の同定手順について述べたが、 $L_{bk}$  および  $L_{ck}$  についても同様の手順を実施することにより同定する。

また、各巻線間の相互インダクタンス  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ ,  $M_{ca}$  については、第3章 3.4.2 項の(3.14)～(3.16)式より、

$$M_{ab} = \frac{1}{2}(L_{ab} - L_a - L_b) \cdots \cdots \cdots (4.37)$$

$$M_{bc} = \frac{1}{2}(L_{bc} - L_b - L_c) \cdots \cdots \cdots (4.38)$$

$$M_{ca} = \frac{1}{2}(L_{ca} - L_c - L_a) \cdots \cdots \cdots (4.39)$$

となるため、4.2.4 項の図 4.5 で示した各巻線端子間のインダクタンス  $L_{an}$  ( $= L_a$ ),  $L_{bn}$  ( $= L_b$ ),  $L_{cn}$  ( $= L_c$ ),  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  の測定結果を(4.37)～(4.39)式に代入することにより、各  $\theta_{re}$  における各巻線間の相互インダクタンス  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ ,  $M_{ca}$  を求めることができる。よって、図 4.7 と同様の手順で(4.9)～(4.11)式の定数 ( $M_{abk}$ ,  $M_{bck}$ ,  $M_{cak}$ ) を同定可能である。

最後に、永久磁石界磁により各相に誘起する速度起電力  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  については、PMLSM を一定速度で駆動させてから電源を開放し、フリーランさせた時における各相の速度起電力波形を測定し、各次数における振幅を図 4.7 と同様の手順で同定した後、 $\dot{\theta}_{re} \approx \omega_{re}$  として  $\omega_{re}$  で除することにより、(4.12)～(4.14)式の定数 ( $K_{eak}$ ,  $K_{ebk}$ ,  $K_{eck}$ ) を同定する。

以上の同定した定数 ( $L_{ak}$ ,  $L_{bk}$ ,  $L_{ck}$ ,  $M_{abk}$ ,  $M_{bck}$ ,  $M_{cak}$ ,  $K_{eak}$ ,  $K_{ebk}$ ,  $K_{eck}$ ) を用いて(4.6)～(4.14)式を計算することにより、 $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ ,  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ ,  $M_{ca}$ ,  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  の算定が可能となる。

## 4.5 提案法の実施例と検証実験

本節では、4.3 節で述べたインダクタンス高調波を考慮した PMLSM の非対称回路モデルの妥当性を検証するために、4.2.1 項で述べた一軸テーブル式 PMSLM に提案法を適用し、電流および推力の計算値と実測値との比較により、その妥当性を検証する。

#### 4.5.1 インダクタンス高調波を考慮した回路定数算定結果

まず、4.2.4 項で示した図 4.5 の各巻線端子間のインダクタンス  $L_{an}$ ,  $L_{bn}$ ,  $L_{cn}$ ,  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  を用いて、前節で述べた回路定数算定法を実施した．表 4.2 は、各相の自己インダクタンス  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$  および各巻線間の相互インダクタンス  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ ,  $M_{ca}$  の各次数における定数の同定結果である．ここで、次数  $k$  は、5 次以降は非常に小さい値であったため、 $k = 0 \sim 4$  まで考慮している．表 4.2 より、 $k = 0 \sim 1$  においては、 $L_{ak} \approx L_{bk} \approx L_{ck}$  および  $M_{bck} < M_{cak} \approx M_{abk}$  であり、4.2.1 項の図 4.1 (b) で示した PMLSM の巻線構造から推察される物理像と一致していることが確認される．なお、 $k = 2$  以降の定数については、有意な差は見られなかった．また、図 4.8 は、表 4.2 の定数から再計算した各相の自己インダクタンス  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$  および各巻線間の相互インダクタンス  $M_{ab}$ ,  $M_{bc}$ ,  $M_{ca}$  の各  $\theta_{re}$  におけるインダクタンスの算定結果である．これより、 $k = 4$  までの定数でインダクタンス高調波を模擬できていることが確認される．

次に、永久磁石界磁により各相に誘起する速度起電力  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  の測定を行った．図 4.9 は、PMLSM を一定速度で駆動させてから電源を開放し、フリーランさせた時における各相の速度起電力波形を測定した結果である．これより、各相の速度起電力波形は対称であったため、ここでは、b 相の速度起電力波形  $e_b$  を用いて  $K_{ebk}$  の同定を行った．表 4.3 はその結果である．また、図 4.10 は、表 4.3 の定数から再計算した b 相の速度起電力の算定結果である．これより、図 4.8 と同様に  $k = 4$  までの定数でインダクタンス高調波を模擬できていることが確認される．

表 4.2 各次数におけるインダクタンス定数の同定結果

$k$ 次定数	$k = 0$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$
$L_{ak}$	15.3	-2.74	-0.76	-0.32	0.03
$L_{bk}$	15.4	-2.91	-0.74	-0.25	0.07
$L_{ck}$	15.1	-2.85	-0.85	-0.32	0.03
$M_{abk}$	6.74	-3.25	0.93	0.25	-0.01
$M_{bck}$	5.79	-2.42	0.68	0.22	-0.01
$M_{cak}$	7.03	-3.36	0.53	0.25	-0.01

※ 単位 mH

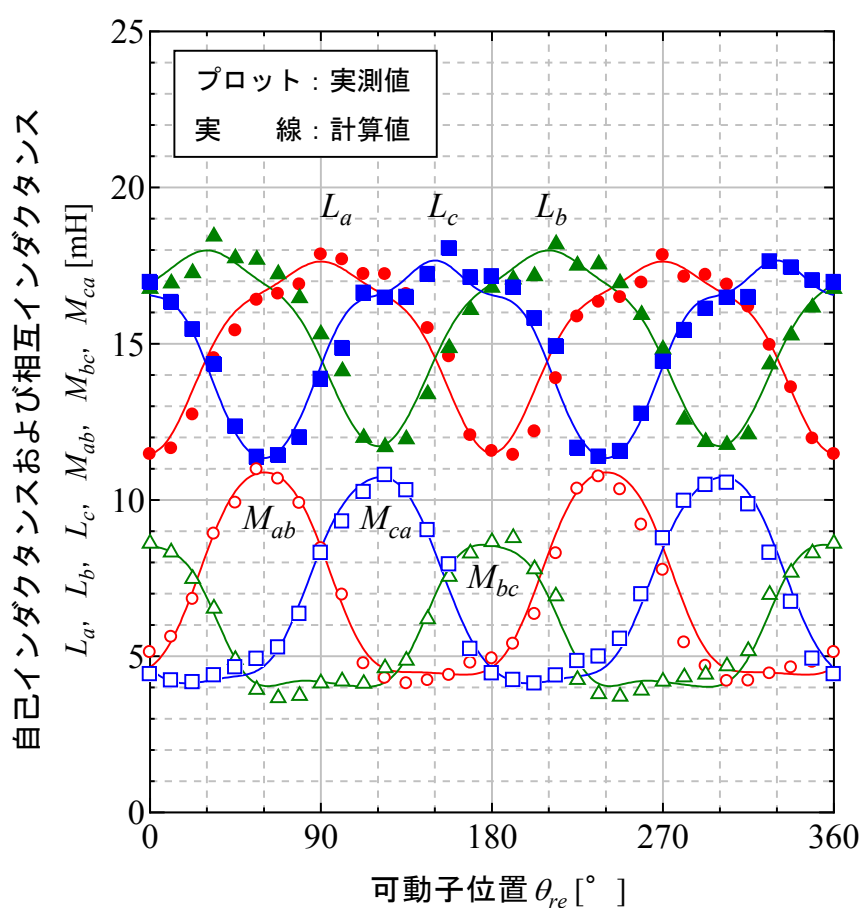


図 4.8 同定した定数から再計算して求めたインダクタンスの算定結果



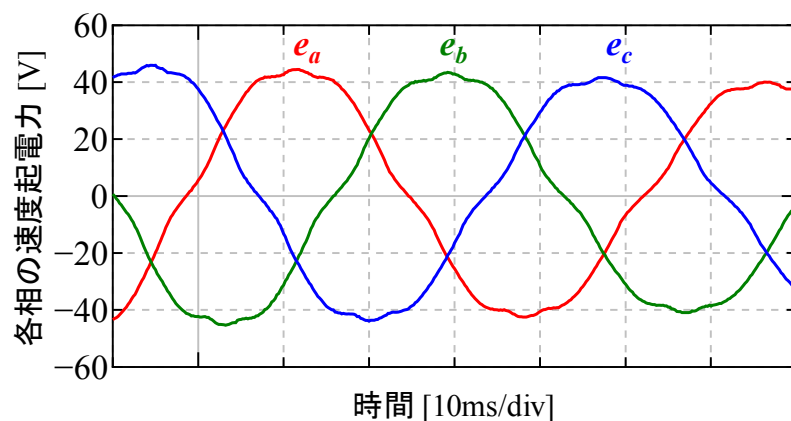


図 4.9 フリーラン時の各相の速度起電力の測定結果

表 4.3 各次数における速度起電力定数の同定結果

$k$ 次定数	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$
$K_{ebk}$	0.357	-0.001	-0.016	-0.006

※ 単位 Vs/rad

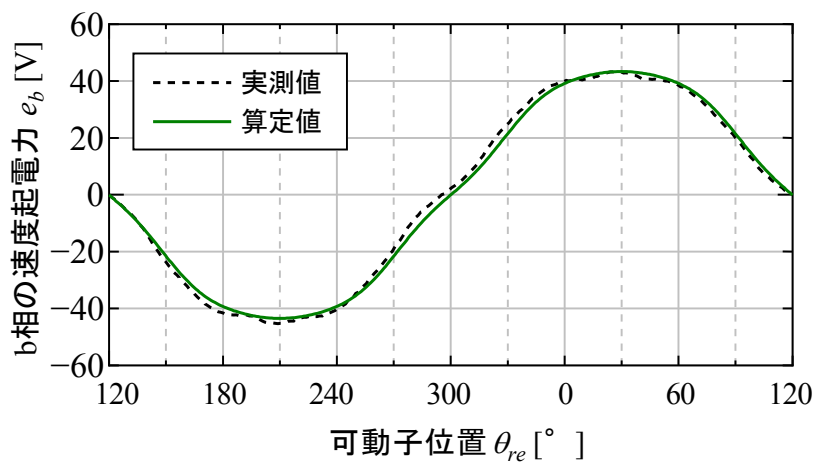


図 4.10 b 相の速度起電力の算定結果

### 4.5.2 電流特性の算出結果とその考察

4.3 節のモデルおよび前項で求めた定数の妥当性を検証するために、図 4.11 の拘束試験回路を構成し、各相の電流特性の測定を行った。ここでは、PMLSM の可動子を固定した状態で定格電流の 50% 程度の電流を目標に 7V/30Hz の低電圧を定格出力 12kVA の三相線形リニアアンプ（NF 回路設計ブロック製精密電力増幅器 8485）によりオープンループで印加し、そのときの各電機子電圧（実効値）の平均値  $V_s$ 、各電機子電流（実効値）の平均値  $I_s$ 、入力電力の実効値  $P_s$  をデジタルパワーメータ（横河電機製 2531）、各相の電機子電流  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  の波形をアナライジングレコーダ（横河電機製 AR1100A）で測定した。また、表 4.2～表 4.3 の定数（ただし、 $K_{eak}=K_{ebk}=K_{eck}$  とする）を用いて、(4.15) 式により、7V/30Hz 印加時の各相の電機子電流  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  を算出した。図 4.12 は、各相の電機子電流の実測値と計算値を比較したものである。

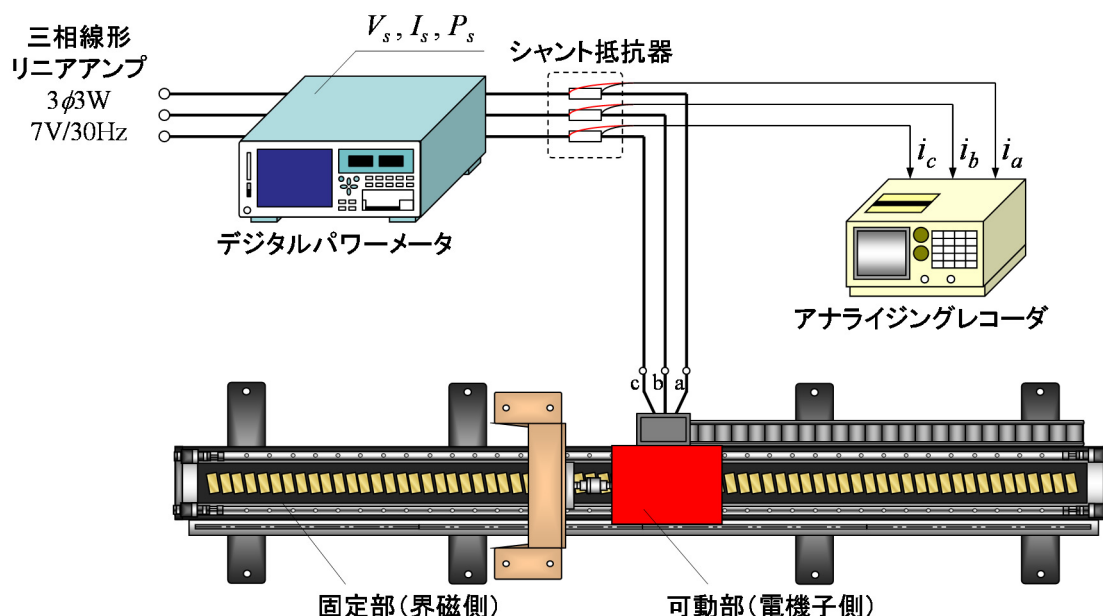


図 4.11 拘束試験回路構成図

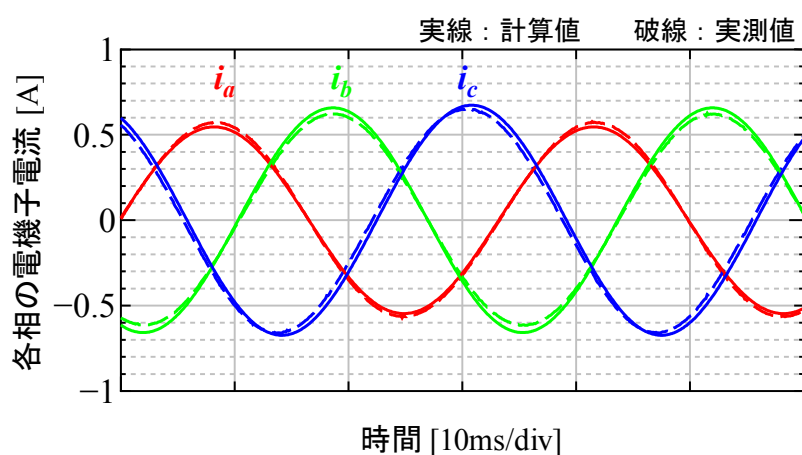
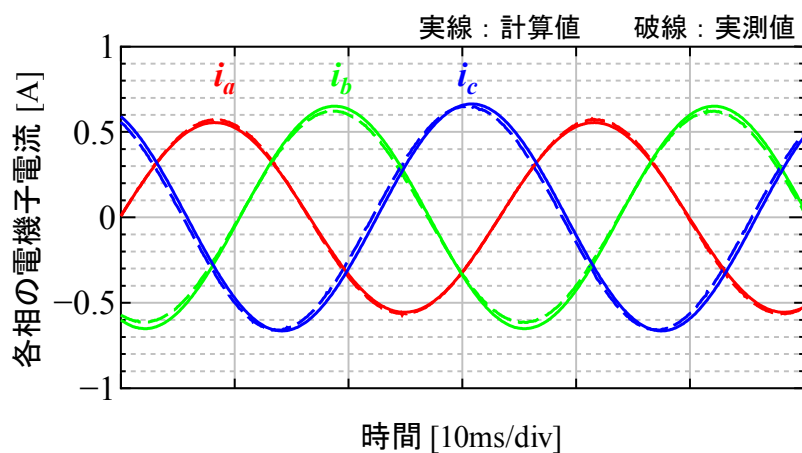

 (a) インダクタンス高調波を考慮 ( $k=0\sim4$  までの定数を使用)

 (b) 基本波分のみ ( $k=0\sim1$  までの定数を使用)

 図 4.12 拘束時における各相の電機子電流波形の実測値と計算値の比較  
(7V/30Hz 印加時)

ここで、図 4.12 (a) は、インダクタンス高調波を考慮 ( $k=0\sim4$  までの定数を使用) した場合、図 4.12 (b) は、基本波分のみ ( $k=0\sim1$  までの定数を使用) の場合の計算結果である。これより、インダクタンス高調波を考慮しなくても各相の電機子電流はいずれも実測波形をよく模擬できており、不平衡電流の算出においては、インダクタンス高調波の影響は少ないことが推察される。

### 4.5.3 推力特性の算出結果とその考察

本節では、ベクトル制御時における PMLSM の推力－位置特性をシミュレーションし、実測値との比較により、巻線相互の非対称性やインダクタンス高調波成分が推力特性算出におよぼす影響について考察する．ここで、推力－位置特性とは、各位置で可動子を固定した状態で、ベクトル制御によって一定の推力を発生するように  $dq$  軸の電流を制御 ( $d$  軸電流指令  $i_d^* = 0$ ,  $q$  軸電流指令  $i_q^* = \text{一定}$ ) したときにおける各位置に対する推力の特性 (定常時の静推力特性) である．

図 4.13 は推力－位置特性を算出するためのシミュレーションに用いたブロック線図である．ベクトル制御のアルゴリズムが実装されたコントローラ部と PMLSM の電圧方程式と推力式が記述されている数式モデル部とに分けることができる．数式モデル部では、三相電圧指令値 ( $v_{ab}^*$ ,  $v_{bc}^*$ ,  $v_{ca}^*$ ) が PMLSM に印加されたときの各相の電機子電流 ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) と発生推力  $F_m$  を出力する．コントローラ部では、各相の電機子電流 ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) と位置  $\theta_{re}$  をフィードバックし、所定の推力  $F_m^*$  を発生させる電流指令値  $i_q^*$  ( $i_d^* = 0$ ) を生成して、これに  $dq$  軸電流 ( $i_d$ ,  $i_q$ ) が追従するように  $dq$  軸電圧指令値 ( $v_d^*$ ,  $v_q^*$ ) を生成し、これによる三相電圧指令値 ( $v_{ab}^*$ ,  $v_{bc}^*$ ,  $v_{ca}^*$ ) を PMLSM へ出力する．

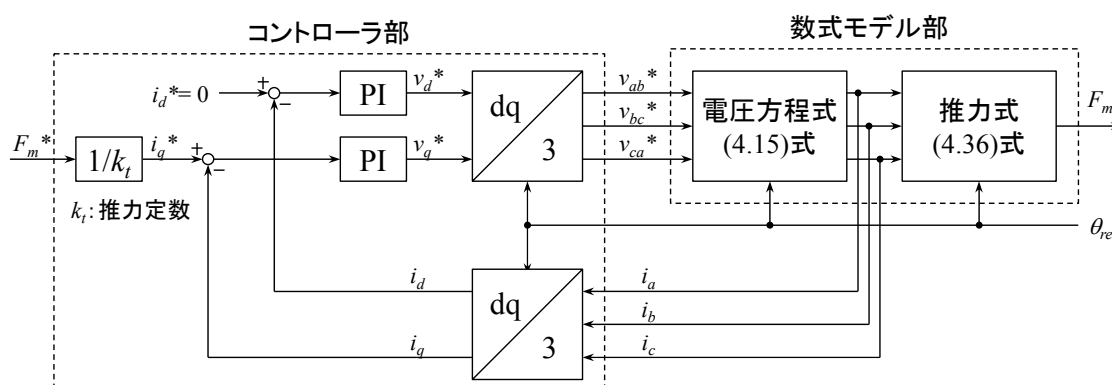


図 4.13 PMLSM のベクトル制御系のブロック線図

また、図 4.14 は、ベクトル制御時における推力－位置特性を測定するための試験回路構成図である．この試験では、電源に定格出力 12kVA の三相線形リニアアンプ (NF 回路設計ブロック製 精密電力増幅器 8485)，電圧，電流，電力の測定にデジタルパワーメータ (横河電機製 2531)，推力の測定にロードセル (共和電業製 LU-SB34 型荷重変換器)，制御コントローラには、DSP (Myway プラス製 PE-Expert)，電流および推力波形の測定にアナライジングレコーダ (横河電機製 AR1100) を使用している．DSP 内には、図 4.13 のコントローラと同一のベクトル制御プログラムを実装している．電流制御周期は  $100\mu\text{s}$  である．

図 4.15 は、図 4.13 のシミュレーションで算出した推力－位置特性の計算値と図 4.14 の回路で測定した推力－位置特性の実測値を比較したものである．実測値においては、 $60^\circ$  の倍数 ( $0^\circ$ ， $60^\circ$ ， $120^\circ$ ， $180^\circ$ ) の位置付近で、推力がやや低下しているが、そこを無視すれば、インダクタンス高調波による推力リップルをよく模擬できていることが確認される． $60^\circ$  の倍数の位置付近で推力が低下しているのは、供試 PMLSM においては、電圧を印加しない状態においても  $60^\circ$  の倍数の位置付近でコギングが発生していたため、この影響により推力が低下したものだと考えられる．

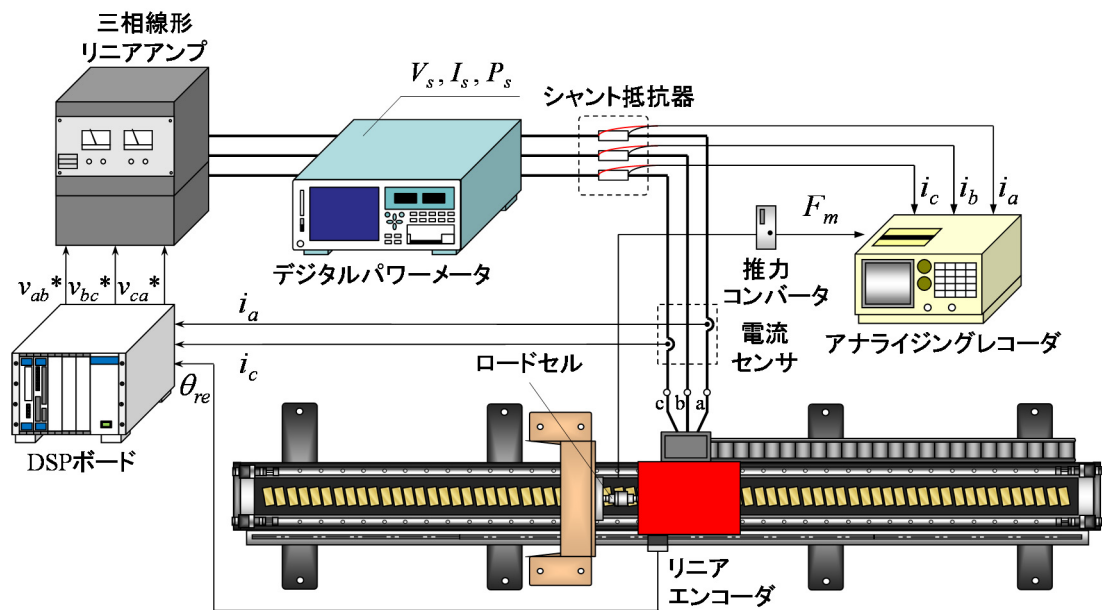


図 4.14 ベクトル制御時における推力－位置特性測定回路構成図

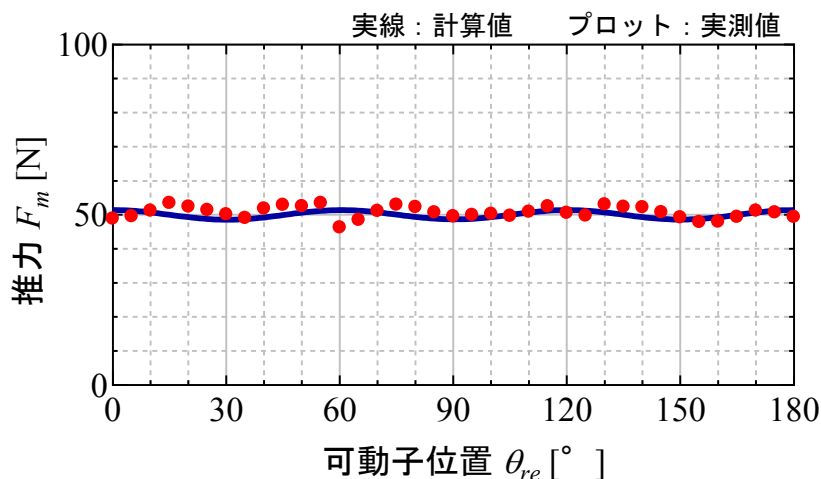
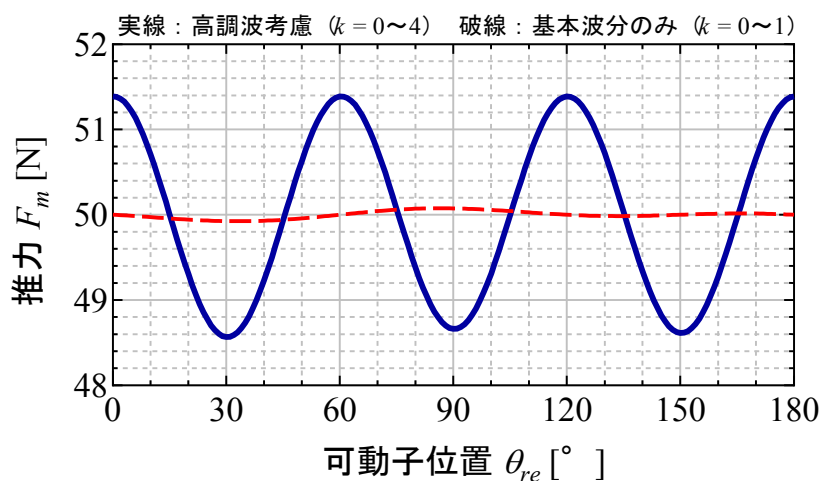


図 4.15 推力－位置特性の実測波形とシミュレーション波形の比較

図 4.16 インダクタンス高調波を考慮した場合と考慮しない場合の  
推力－位置特性の比較

また，図 4.16 は，インダクタンス高調波を考慮（ $k=0\sim 4$  までの定数を使用）した場合と基本波分のみ（ $k=0\sim 1$  までの定数を使用）の場合の推力－位置特性の比較である．これより，基本波分のみの方は，推力リップルがほとんど現れていないことが確認される．したがって，巻線相互の非対称性よりもインダクタンスの高調波成分の方が推力－位置特性における推力リップルに大きく影響することがわかる．このため，推力リップルを含めて高精度な特性算出を行うためには，インダクタンス高調波を考慮することが必要であると考えられる．

## 4.6 まとめ

本章では、供試 PMLSM が有する巻線相互の非対称性やインダクタンス変化に伴う高調波成分までも含んだ非対称回路モデルについて提案するとともに、その回路定数を算定する方法について述べた。まとめると以下のとおりである。

- (1) 供試 PMLSM の可動子位置に対する各巻線端子間の自己インダクタンスの測定結果より、本機のインダクタンス特性には、巻線相互のインダクタンスの非対称性だけではなく、可動子位置に対するインダクタンスの周期変化に高調波（インダクタンス高調波）が含まれていることを明らかにした。
- (2) 巻線相互のインダクタンスの非対称性やインダクタンス高調波を考慮した三相交流座標系における PMLSM の数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出するとともに、その回路定数を算定する方法について提案した。
- (3) 上記 (2) の妥当性については、一般の搬送システムに用いられる一軸テーブル式 PMLSM に対する電流および推力の実測値との比較から明らかにした。
- (4) 上記 (3) より、推力リップルの計算においては、インダクタンス高調波の影響は巻線相互の非対称性の影響よりも大きく、高精度な特性算出を行うためには、インダクタンス高調波を考慮することが必要であることを明らかにした。

提案法は、可動子の拘束のみであるため、既設の PMLSM に対して実施でき、また、不平衡電流や推力リップルを実用上問題のない精度で算出できる。

なお，中性点が引き出されていない PMLSM についての回路定数算定法については，今後の課題である．



## 第4章の参考文献

- [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専門委員会編：  
「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，第  
1259号 (2012)
- [2] 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」，電気学会技術報告書，  
第911号 (2003)
- [3] 電気学会リニアモータのセンシング技術と特性測定法調査専門委員会  
編：「リニアモータを高性能に駆動するセンサ・制御システム」，電気  
学会技術報告，第746号 (1999)
- [4] IEEE Std 115A : “IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous  
Machine Parameters by Standstill Response Testing,” (1987)
- [5] 山口朋信，山本修，荒隆裕：「非対称性を考慮した永久磁石リニア同期  
モータのインダクタンス算出法」，平成18年電気学会産業応用部門大  
会講演論文集，No. Y-63，p. 63 (2006)
- [6] Shu Yamamoto, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara and Takahiro  
Ara : ”Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for  
Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Considering Inductance  
Harmonics and Saliency,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.  
132, No. 2, pp. 219-226 (2012)
- [7] Shu Yamamoto, Takashi Kano, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara, and  
Takahiro Ara : ”Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for  
Permanent Magnet Linear Synchronous Motors Considering Inductance  
Harmonics,” *Proc. of IEEE/IPEC'10*, 23E2-3, pp. 1752-1759 (2010)
- [8] 杉本英彦編著：「AC サーボシステムの理論と設計の実際－基礎からソ  
フトウェアサーボまで－」，総合電子出版社 (1990)
- [9] 北条善久，大森洋一，萩原茂教，小坂卓，松井信行：「集中巻 IPMSM  
のトルク脈動低減制御」，平成16年電気学会産業応用部門大会講演論

文集, Vol. 1, No. 1-105, pp. 499-502 (2004)

- [10] 難波江章, 金東海, 高橋勲, 仲村節男, 山田速敏:「基礎電気機器学」,  
電気学会 (1984)

## 第5章

### 簡易二相モデルを用いた リニア誘導モータの回路定数算定法

#### 5.1 まえがき

リニア誘導モータ（LIM）はストロークが有限であることに起因して定常運転時の実測が極めて困難である<sup>[1][2]</sup>。また、巻線の構造上、各巻線相互の磁気回路が非対称となるため、各相は非対称となる<sup>[3]-[6]</sup>。このため、LIMの特性を正しく評価するには、回転形モータのように一相分の等価回路モデルではなく、三相の等価回路モデルを用いた解析手法が必要となるが、計算が極めて複雑になる問題がある。

回転形誘導モータの場合、実負荷試験が困難な場合には、無負荷試験と拘束試験によって等価回路定数を求め、各種特性算定を行う方法が知られている<sup>[7]</sup>。一方、LIMにおいては、拘束試験は実施可能であるが、無負荷試験は上述の理由により実施が極めて困難である。そこで、無負荷試験に代わる等価無負荷試験を用いた方法が先行研究で提案されている<sup>[8][9]</sup>。ここで、等価無負荷試験とは、従来の無負荷試験のように同期速度で動かして二次側に電流が流れないようにするものとは異なり、二次側の非磁性導板を取り除いて磁性体板のみで二次側を構成し、二次側にほとんど電流が流れないようにすることで、等価的に無負荷状態にする試験である。さらに、リニアモータ固有の非対称性を考慮するために、文献[8]では、三相等価回路をベースとした特性算定法を提案している。しかしながら、実効値ベースの等価回路であるため、定常特性の算出はできるが、過渡特性の算出が困難である他、三相等価回路定数の算定に中性点の引き出しが必要である。また、文献[9]では、非対称性を考慮した二軸座標モデルによる特性算定法を提案している。この算定法は、各相の電流不平衡や推力リップルというリニアモータ固有の特性を過渡時を含めて正確に算出することが出来る優れた方法である。しかしながら、

回路モデルがやや複雑で、ベクトル制御が困難<sup>[10]</sup>な他、文献[8]と同様に回路定数の算定に中性点の引き出しが必須といった課題も残されている。なお、これらの文献の方法は等価無負荷試験が前提となっているが、実際には、二次側の非磁性導体板は磁性体板と接着されて取り除けない場合が多く、この場合には、等価無負荷試験の実施は実用上困難である。

そこで、本章では、文献[9]のモデルよりも簡易的なモデルでありながら、LIM の非対称を考慮できる新たな LIM の二相モデル<sup>[11]-[13]</sup>を提案する。具体的には、LIM の自己誘導回路の対称性から一次、二次ともに各巻線の抵抗や漏れパーミアンスが等しく、相互誘導回路の非対称性から直交二軸方向の主磁束の磁路のパーミアンスのみが異なるという二相誘導モータとして LIM を捉え、この二相誘導モータの電圧方程式におけるインピーダンス行列から、二次側を一次側に固定した静止二軸座標 ( $\alpha\beta$ 座標) 系の数式モデル (電圧方程式および推力式) を導出する。また、このモデルの回路定数を直流試験の結線法を工夫することによって、中性点を用いずに算定する方法についても提案する。

導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送システムに用いられる一軸テーブル式 LIM および二次側を回転円盤とすることによって任意の負荷における定常運転を可能とした回転円盤式 LIM に対する電流および推力の実測値との比較により検証する。

## 5.2 簡易二相モデル

図 5.1 は、二相誘導モータのインダクタンスモデルである．本論文では、次の条件を持った二相誘導モータとして LIM を捉える．

- (1) 一次，二次ともに各相の巻線抵抗は等しい．
- (2) 一次，二次ともに各相の漏れ磁束の磁路のパーミアンスは等しい．
- (3)  $\alpha$  軸の主磁束の磁路のパーミアンスは， $\beta$  軸の主磁束の磁路のパーミアンスと異なる．

上記 (1) および (2) の理由は，第 3 章 3.3.2 項の図 3.10 に示す LIM の各一相端子と中性点間の演算子インピーダンス軌跡  $X_{an}(js) \approx X_{bn}(js) \approx X_{cn}(js)$  の対称性によるものである．また，上記 (3) の理由は，各巻線間の演算子インピーダンス軌跡  $X_{bc}(js) < X_{ca}(js) \approx X_{ab}(js)$  の非対称性によるものである．

つまり，本論文では，LIM の自己誘導回路の対称性から一次，二次ともに各巻線の抵抗や漏れパーミアンスが等しく，相互誘導回路の非対称性から直交二軸方向の主磁束の磁路のパーミアンスのみが異なる二相誘導モータとして LIM を捉えている．

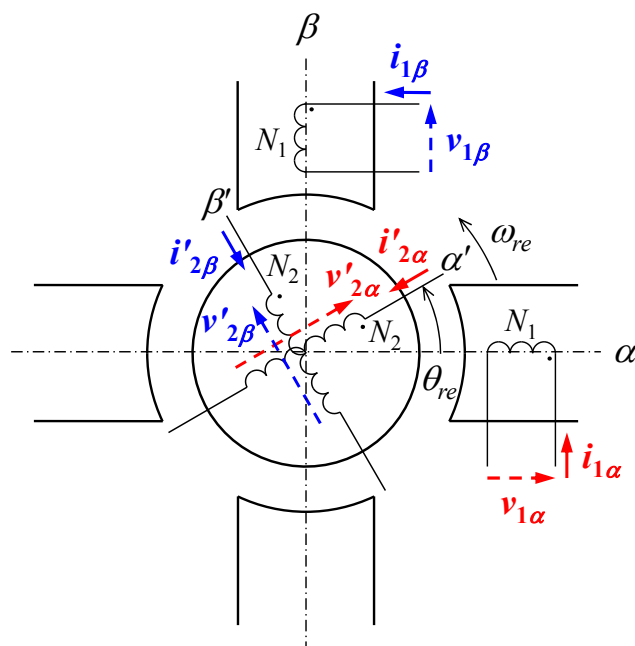


図 5.1 二相誘導モータのインダクタンスモデル

本節では、上述した考え方にもとづいた図 5.1 の二相誘導モータのモデルを用いて、 $\alpha\beta$ 座標（静止二軸座標）系における LIM の電圧方程式および推力の算出式を導出する。

### 5.2.1 $\alpha\beta$ 座標系における電圧方程式

図 5.1 のモデルの電圧方程式は、次式で表される。

$$\begin{aligned} [\mathbf{v}_{\alpha\beta}'] &= [\mathbf{Z}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] \\ &= [\mathbf{R}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] + P([\mathbf{L}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}']) + P([\mathbf{M}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}']) \dots\dots\dots (5.1) \end{aligned}$$

ここで、 $P (=d/dt)$  は微分演算子、他のベクトルおよび行列は、次のとおりである。

$$[\mathbf{v}_{\alpha\beta}'] = [v_{1\alpha} \quad v_{1\beta} \quad v_{2\alpha}' \quad v_{2\beta}']^T \dots\dots\dots (5.2)$$

$$[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta} \quad i_{2\alpha}' \quad i_{2\beta}']^T \dots\dots\dots (5.3)$$

$$[\mathbf{Z}'] = [\mathbf{R}'] + P[\mathbf{L}' + \mathbf{M}'] \dots\dots\dots (5.4)$$

$$[\mathbf{R}'] = \text{diag}[r_1 \quad r_1 \quad r_2 \quad r_2] \dots\dots\dots (5.5)$$

$$[\mathbf{L}'] = \text{diag} \left[ \frac{N_1^2}{R_{1l}} + \frac{N_1^2}{R_d} \quad \frac{N_1^2}{R_{1l}} + \frac{N_1^2}{R_q} \quad \frac{N_2^2}{R_{2l}} \quad \frac{N_2^2}{R_{2l}} \right] \dots\dots\dots (5.6)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{M}'] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{N_1 N_2}{R_d} \cos \theta_{re} & -\frac{N_1 N_2}{R_d} \sin \theta_{re} \\ 0 & 0 & \frac{N_1 N_2}{R_q} \sin \theta_{re} & \frac{N_1 N_2}{R_q} \cos \theta_{re} \\ \frac{N_1 N_2}{R_d} \cos \theta_{re} & \frac{N_1 N_2}{R_q} \sin \theta_{re} & \frac{N_2^2}{R_d} \cos^2 \theta_{re} + \frac{N_2^2}{R_q} \sin^2 \theta_{re} & -\frac{1}{2} \left( \frac{N_2^2}{R_d} - \frac{N_2^2}{R_q} \right) \sin 2\theta_{re} \\ -\frac{N_1 N_2}{R_d} \sin \theta_{re} & \frac{N_1 N_2}{R_q} \cos \theta_{re} & -\frac{1}{2} \left( \frac{N_2^2}{R_d} - \frac{N_2^2}{R_q} \right) \sin 2\theta_{re} & \frac{N_2^2}{R_d} \sin^2 \theta_{re} + \frac{N_2^2}{R_q} \cos^2 \theta_{re} \end{bmatrix} \\ &\dots\dots\dots (5.7) \end{aligned}$$

ただし、 $N_1$ 、 $N_2$  は一次および二次巻線の巻回数、 $R_{1l}$ 、 $R_{2l}$  は一次および二次の漏れ磁束の磁路の磁気抵抗、 $R_d$ 、 $R_q$  は $\alpha$  軸および $\beta$  軸の磁気抵抗、 $r_1$ 、 $r_2$  は

一次および二次巻線の巻線抵抗である。

ここで、 $N_1 = N_2 \equiv N$ 、 $l_1 = N^2/R_{1l}$ 、 $l_2 = N^2/R_{2l}$ 、 $m_d = N^2/R_d$ 、 $m_q = N^2/R_q$  とすると、(5.6)式および(5.7)式は、次式となる。

$$[L'] = \text{diag}[l_1 + m_d \quad l_1 + m_q \quad l_2 \quad l_2] \dots\dots\dots (5.8)$$

$$[M'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & m_d \cos \theta_{re} & -m_d \sin \theta_{re} \\ 0 & 0 & m_q \sin \theta_{re} & m_q \cos \theta_{re} \\ m_d \cos \theta_{re} & m_q \sin \theta_{re} & m_d \cos^2 \theta_{re} + m_q \sin^2 \theta_{re} & -\frac{1}{2}(m_d - m_q) \sin 2\theta_{re} \\ -m_d \sin \theta_{re} & m_q \cos \theta_{re} & -\frac{1}{2}(m_d - m_q) \sin 2\theta_{re} & m_d \sin^2 \theta_{re} + m_q \cos^2 \theta_{re} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.9)$$

これより、二相誘導モータで表した LIM の回路モデルは、図 5.2 のモデルで表される。

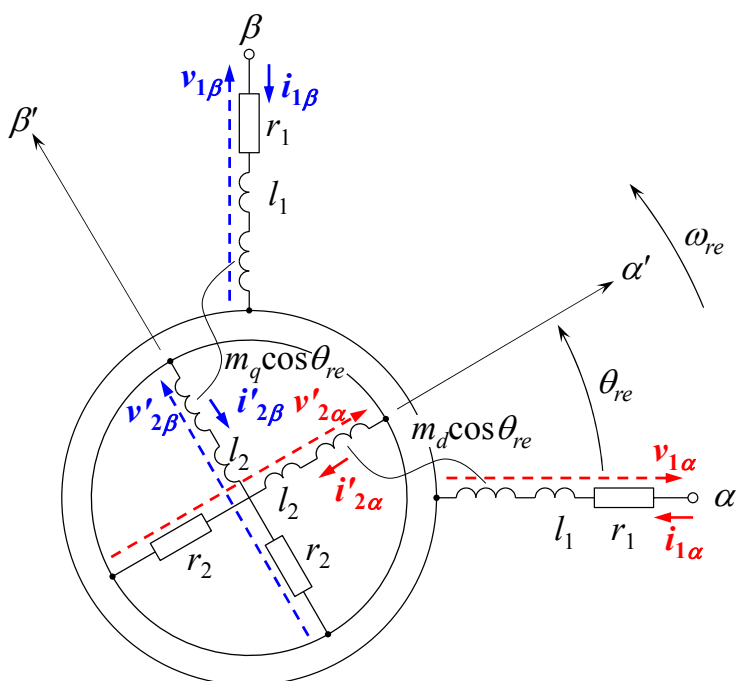


図 5.2 二相誘導モータで表した LIM の回路モデル

図 5.2 のモデルを  $\alpha\beta$  座標 (静止二軸座標) 系の電圧方程式に変換するため、次の座標変換行列  $[C]$  を適用すると、

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos\theta_{re} & -\sin\theta_{re} \\ 0 & 0 & \sin\theta_{re} & \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.10)$$

$$\begin{aligned} [C][v_{\alpha\beta}'] &= [C][Z']i_{\alpha\beta}' \\ &= [C]\{[R']i_{\alpha\beta}' + P([L']i_{\alpha\beta}') + P([M']i_{\alpha\beta}')\} \\ &= [C]\{[R']i_{\alpha\beta}' + P([L' + M']i_{\alpha\beta}')\} \\ &= [C][R']i_{\alpha\beta}' + [C]P([L' + M']i_{\alpha\beta}') \\ &= [C][R']i_{\alpha\beta}' - P([C])[L' + M']i_{\alpha\beta}' + P([C][L' + M']i_{\alpha\beta}') \\ &= [C][R']C^{-1} \cdot [C]i_{\alpha\beta}' - P([C])C^{-1} \cdot [C][L' + M']C^{-1} \cdot [C]i_{\alpha\beta}' \\ &\quad + P([C][L' + M']C^{-1} \cdot [C]i_{\alpha\beta}') \\ &= \{[C][R']C^{-1} - P([C])C^{-1} \cdot [C][L' + M']C^{-1}\}[C]i_{\alpha\beta}' \\ &\quad + P([C][L' + M']C^{-1} \cdot [C]i_{\alpha\beta}') \dots\dots\dots (5.11) \end{aligned}$$

となる。ここで、次のようにおくと、

$$[C][v_{\alpha\beta}'] = [v_{\alpha\beta}] \dots\dots\dots (5.12)$$

$$[C]i_{\alpha\beta}' = [i_{\alpha\beta}] \dots\dots\dots (5.13)$$

$$[C][R']C^{-1} - P([C])C^{-1} \cdot [C][L' + M']C^{-1} = [R] \dots\dots\dots (5.14)$$

$$[C][L' + M']C^{-1} = [L + M] \dots\dots\dots (5.15)$$

(5.11)式は、次式で表される。

$$\begin{aligned} [v_{\alpha\beta}] &= [R] \cdot [i_{\alpha\beta}] + P([L + M] \cdot [i_{\alpha\beta}]) \\ &= ([R] + P[L + M]) \cdot [i_{\alpha\beta}] \\ &= [Z] \cdot [i_{\alpha\beta}] \dots\dots\dots (5.16) \end{aligned}$$



ここで,

$$\begin{aligned} [\mathbf{v}_{\alpha\beta}] &= [v_{1\alpha} \quad v_{1\beta} \quad v_{2\alpha} \quad v_{2\beta}]^T \\ &= [v_{1\alpha} \quad v_{1\beta} \quad 0 \quad 0]^T \dots\dots\dots (5.17) \end{aligned}$$

$$[\mathbf{i}_{\alpha\beta}] = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta} \quad i_{2\alpha} \quad i_{2\beta}]^T \dots\dots\dots (5.18)$$

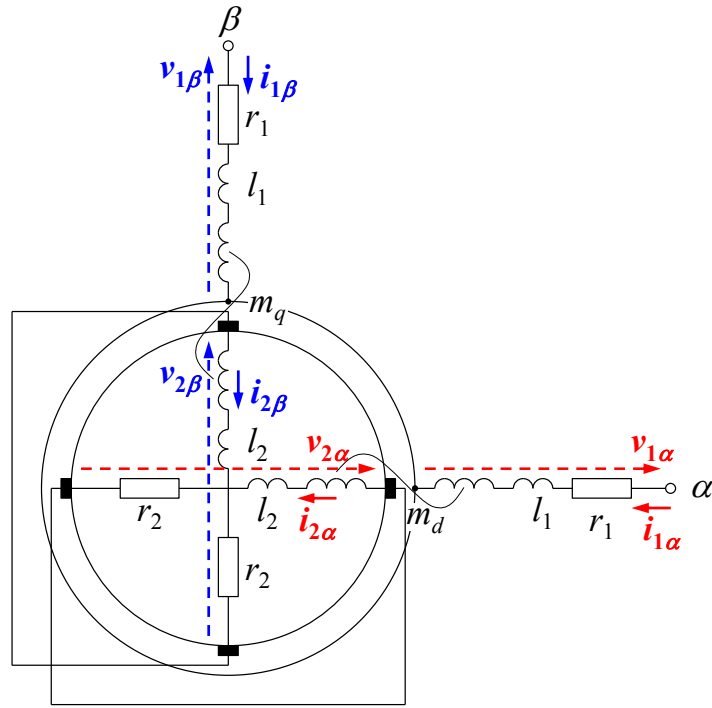
$$\begin{aligned} [\mathbf{R}] &= [\mathbf{C}][\mathbf{R}'][\mathbf{C}]^{-1} - P([\mathbf{C}][\mathbf{C}]^{-1} \cdot [\mathbf{C}][\mathbf{L}' + \mathbf{M}'][\mathbf{C}]^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_{re} m_q & r_2 & \omega_{re}(l_2 + m_q) \\ -\omega_{re} m_q & 0 & -\omega_{re}(l_2 + m_d) & r_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{L} + \mathbf{M}] &= [\mathbf{C}][\mathbf{L}' + \mathbf{M}'][\mathbf{C}]^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} l_1 + m_d & 0 & m_d & 0 \\ 0 & l_1 + m_q & 0 & m_q \\ m_d & 0 & l_2 + m_d & 0 \\ 0 & m_q & 0 & l_2 + m_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{Z}] &= [\mathbf{R}] + P[\mathbf{L} + \mathbf{M}] \\ &= \begin{bmatrix} r_1 + P(l_1 + m_d) & 0 & Pm_d & 0 \\ 0 & r_1 + P(l_1 + m_q) & 0 & Pm_q \\ Pm_d & \omega_{re} m_q & r_2 + P(l_2 + m_d) & \omega_{re}(l_2 + m_q) \\ -\omega_{re} m_d & Pm_q & -\omega_{re}(l_2 + m_d) & r_2 + P(l_2 + m_q) \end{bmatrix} \dots\dots (5.21) \end{aligned}$$

(5.16)～(5.21)式をまとめて再掲すると、次式となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_1 + P(l_1 + m_d) & 0 & Pm_d & 0 \\ 0 & r_1 + P(l_1 + m_q) & 0 & Pm_q \\ Pm_d & \omega_{re} m_q & r_2 + P(l_2 + m_d) & \omega_{re}(l_2 + m_q) \\ -\omega_{re} m_d & Pm_q & -\omega_{re}(l_2 + m_d) & r_2 + P(l_2 + m_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{bmatrix} \\ &\dots\dots\dots (5.22) \end{aligned}$$


 図 5.3  $\alpha\beta$ 座標（静止二軸座標）系における LIM の簡易二相モデル

ゆえに、(5.22)式より、 $\alpha\beta$ 座標（静止二軸座標）系における LIM の簡易二相モデルは、図 5.3 で表される。

### 5.2.2 $\alpha\beta$ 座標系における推力算出式

次に、 $\alpha\beta$ 座標（静止二軸座標）系における推力の算出式を第 4 章 4.3.3 項と同様に、文献[14]で示されているトルク式の導出方法を踏襲して導出する。図 5.1 の回路モデルの入力電力  $P_i$  は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
 P_i &= [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T [\mathbf{v}_{\alpha\beta}] \\
 &= [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T [\mathbf{Z}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}] \\
 &= [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T [\mathbf{R}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}] + [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T P([\mathbf{L}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]) + [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T P([\mathbf{M}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}]) \dots\dots\dots (5.23)
 \end{aligned}$$

まず、(5.23)式の右辺第 1 項は、

$$[\mathbf{i}_{\alpha\beta}]^T [\mathbf{R}'] [\mathbf{i}_{\alpha\beta}] = r_1(i_{1\alpha})^2 + r_1(i_{1\beta})^2 + r_2(i_{2\alpha})^2 + r_2(i_{2\beta})^2 \dots\dots\dots (5.24)$$

となり，銅損の和である．次に，(5.23)式の右辺第2項は，

$$[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T P([\mathbf{L}'][\mathbf{i}_{\alpha\beta}']) = P\left(\frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T [\mathbf{L}'][\mathbf{i}_{\alpha\beta}']\right) \dots\dots\dots (5.25)$$

となり，自己インダクタンス $[\mathbf{L}']$ に蓄えられるエネルギーの時間微分である．  
また，(5.23)式の右辺第3項は，次式で表される．

$$[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T P([\mathbf{M}'][\mathbf{i}_{\alpha\beta}']) = P\left(\frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T [\mathbf{M}'][\mathbf{i}_{\alpha\beta}']\right) + \frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T P([\mathbf{M}'])[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] \dots\dots\dots (5.26)$$

(5.26)式の右辺第1項は，相互インダクタンス $[\mathbf{M}']$ に蓄えられるエネルギーの時間微分である．したがって，残りの項（(5.26)式の右辺第2項）は機械的出力でなければならない．(5.9)式から明らかなように， $[\mathbf{M}']$ は， $\theta_{re}$ の関数であるから，機械的出力を $P_m$ とすると，

$$P_m = \frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T P([\mathbf{M}'])[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] = \frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T \dot{\theta}_{re} \frac{\partial}{\partial \theta_{re}}([\mathbf{M}'])[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] \dots\dots\dots (5.27)$$

となる．

ここで，LIM 二次側の速度 $v_m$ は，ポールピッチを $\tau$ とすると，次式で表されるため，

$$v_m = \frac{\tau}{\pi} \dot{\theta}_{re} \dots\dots\dots (5.28)$$

LIM の推力 $F_m$ は，次式となる．

$$\begin{aligned} F_m &= \frac{P_m}{v_m} \\ &= \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{1}{2}[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']^T \frac{\partial}{\partial \theta_{re}}([\mathbf{M}'])[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'] \right\} \\ &= \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{1}{2}([\mathbf{C}]^T[\mathbf{i}_{\alpha\beta}'])^T \frac{\partial}{\partial \theta_{re}}([\mathbf{M}'])([\mathbf{C}]^T[\mathbf{i}_{\alpha\beta}']) \right\} \\ &= \frac{\pi}{\tau} \{ (i_{1\beta} m_q i_{2\alpha} - i_{1\alpha} m_d i_{2\beta}) - (m_d - m_q) i_{2\alpha} i_{2\beta} \} \dots\dots\dots (5.29) \end{aligned}$$

### 5.3 簡易二相モデルの回路定数算定法

本節では、前節で導出した図 5.3 の  $\alpha\beta$  座標（静止二軸座標）系における LIM の回路モデルの回路定数 ( $r_1, r_2, l_1, l_2, m_d, m_q$ ) の算定法について述べる。

まず、 $r_1$  は直流電圧降下法によって求める。残りの回路定数については、第 3 章 3.2.2 項で述べた二段階電圧印加方式の直流試験法において、 $\alpha$  軸および  $\beta$  軸方向の起磁力となるように、巻線端子間の接続を工夫した直流試験法によって得られる  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸の演算子インピーダンス  $X_\alpha(js)$  および  $X_\beta(js)$  を用いて決定する。

#### 5.3.1 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の演算子インピーダンス算出法

第 3 章 3.3.2 項の図 3.10 に示す LIM の各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡から明らかなように、 $X_{bc}(js) < X_{ca}(js) \approx X_{ab}(js)$  の関係があることから、a 相巻線は、b 相および c 相巻線との結合が高い。また、a 相は、b 相および c 相と非対称な相となる。図 5.4 は、このような巻線配置において非対称相である a 相を基準とする巻線軸にとった場合における直流試験の結線である。このときの巻線による合成起磁力の方向（黒い太い矢印で図示）は、 $\alpha$  軸方向（a 相の巻線軸の方向）と一致する。一方、図 5.5 は、非対称相でない相（ここでは、b 相）を基準とする巻線軸にとった場合における直流試験の結線である。このとき、巻線による合成起磁力の方向は、 $\alpha$  軸方向（b 相の巻線軸の方向）と一致しない。以上のことから、 $\alpha$  軸の演算子インピーダンス  $X_\alpha(js)$  を算出するためには、図 5.4 のように非対称相である a 相の巻線軸を  $\alpha$  軸と一致させるように結線しなければならないことがわかる。

次に、 $\alpha$  軸の演算子インピーダンス算出法について述べる。図 5.4 (a) の結線時において、 $\alpha$  軸の演算子インピーダンス  $X_\alpha(js)$  は、次式で求められる。

$$X_\alpha(js) = \frac{2}{3} \frac{Z_{a-bc}(\omega) - r_{a-bc}}{js} \dots\dots\dots (5.30)$$

ここで、 $Z_{a-bc}(\omega)$  は、a-bc 端子間からみた各滑り角周波数  $\omega$  におけるインピーダンス、 $r_{a-bc}$  は、a-bc 間の巻線抵抗である。

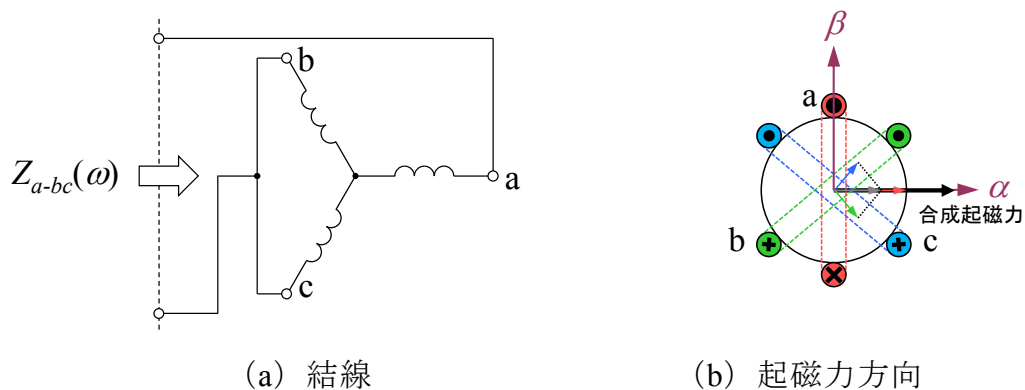


図 5.4 非対称相（a 相）を巻線軸の基準にとった場合の  
 $\alpha$  軸に対する直流試験の結線

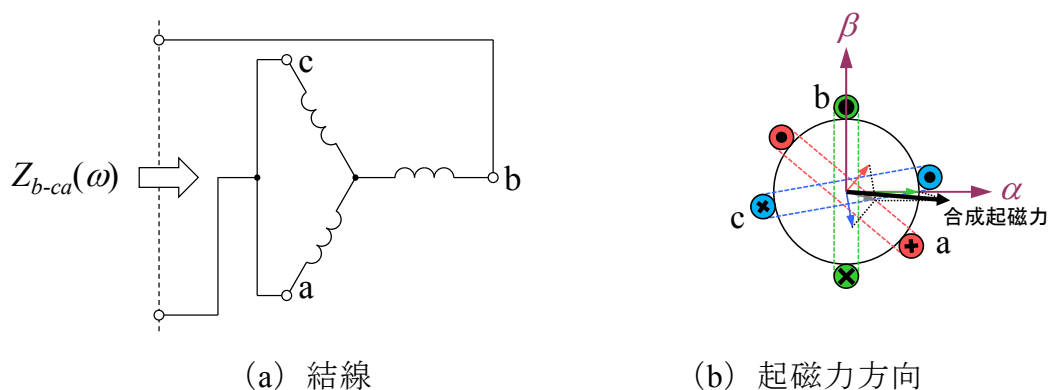


図 5.5 非対称相以外の相（b 相）を巻線軸の基準にとった場合の  
 $\alpha$  軸に対する直流試験の結線

同様に、 $\beta$  軸の演算子インピーダンス  $X_\beta(js)$  を算出するための直流試験の結線は、図 5.6 となる。このときの合成起磁力は、 $\beta$  軸方向の起磁力と一致する。なお、図 5.7 のように非対称相以外の相（ここでは、b 相の例を図示）を基準とする巻線軸にとると、合成起磁力は、 $\beta$  軸方向の起磁力と一致しない。

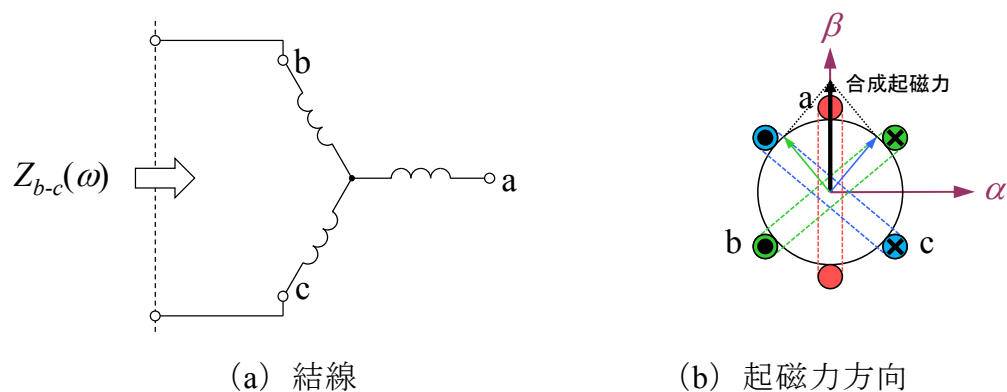


図 5.6 非対称相（a 相）を巻線軸の基準にとった場合の  
 $\beta$  軸に対する直流試験の結線

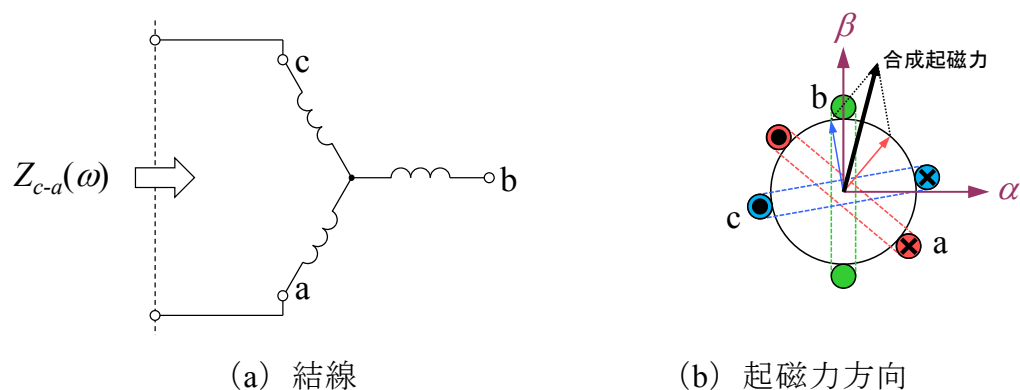


図 5.7 非対称相以外の相（b 相）を巻線軸の基準にとった場合の  
 $\beta$  軸に対する直流試験の結線

図 5.6 (a) の結線時において、 $\beta$  軸の演算子インピーダンス  $X_\beta(js)$  は、次式で求められる。

$$X_\beta(js) = \frac{1}{2} \frac{Z_{b-c}(\omega) - r_{b-c}}{js} \dots\dots\dots (5.31)$$

ここで、 $Z_{b-c}(\omega)$  は、b-c 端子間からみた各滑り角周波数  $\omega$  におけるインピーダンス、 $r_{b-c}$  は、b-c 間の巻線抵抗である。

### 5.3.2 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の回路定数同定法

前項で述べた  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸の演算子インピーダンス  $X_\alpha(js)$  および  $X_\beta(js)$  は、図 5.8 の等価回路において、一次抵抗  $r_1$  を差し引いた端子から二次側をみたときのインピーダンスに相当している。また、図 5.9 は、 $\alpha$  軸等価回路の二次回路を 2 回路で表現した等価回路である。この二次回路を 2 つの回路で表現する回路構成は、同期機の等価回路モデルの 1 つとして IEEE std 115A<sup>[15]</sup> に記載されているものであり、二次インピーダンスの周波数依存性を回路定数を用いて等価的に表現することができると考えられる。LIM においては、二次導体に渦電流を形成することから、二次回路の周波数依存性の影響を受けやすいと考えられ、本論文においてもこの二次回路を 2 回路で表現した等価回路を採用している。図 5.10 は、図 5.9 の二次側を 2 回路で表した  $\alpha$  軸等価回路の回路定数の同定手順を示したフローチャートである。

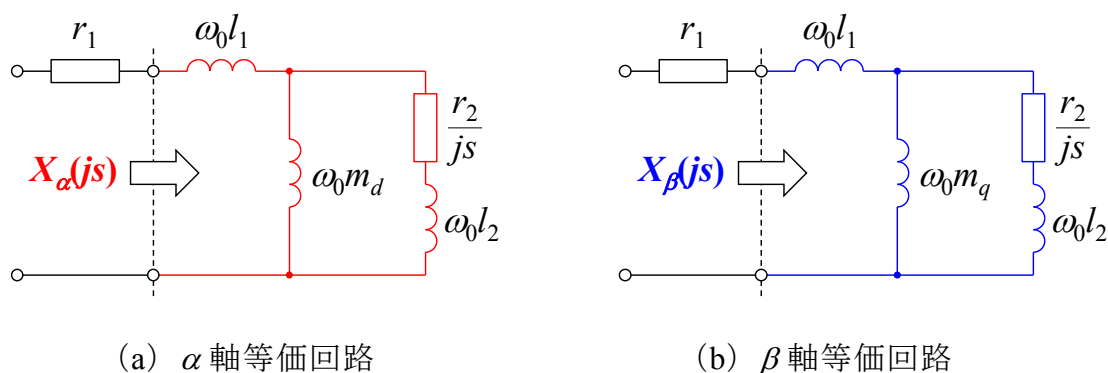


図 5.8  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸の等価回路

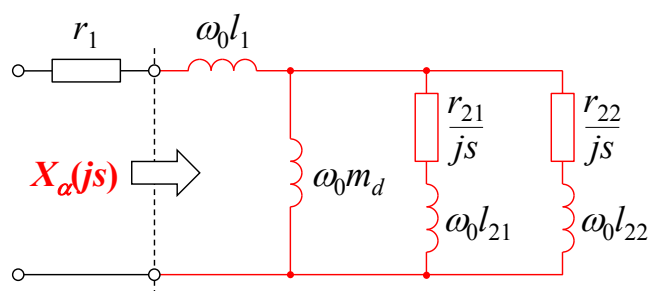
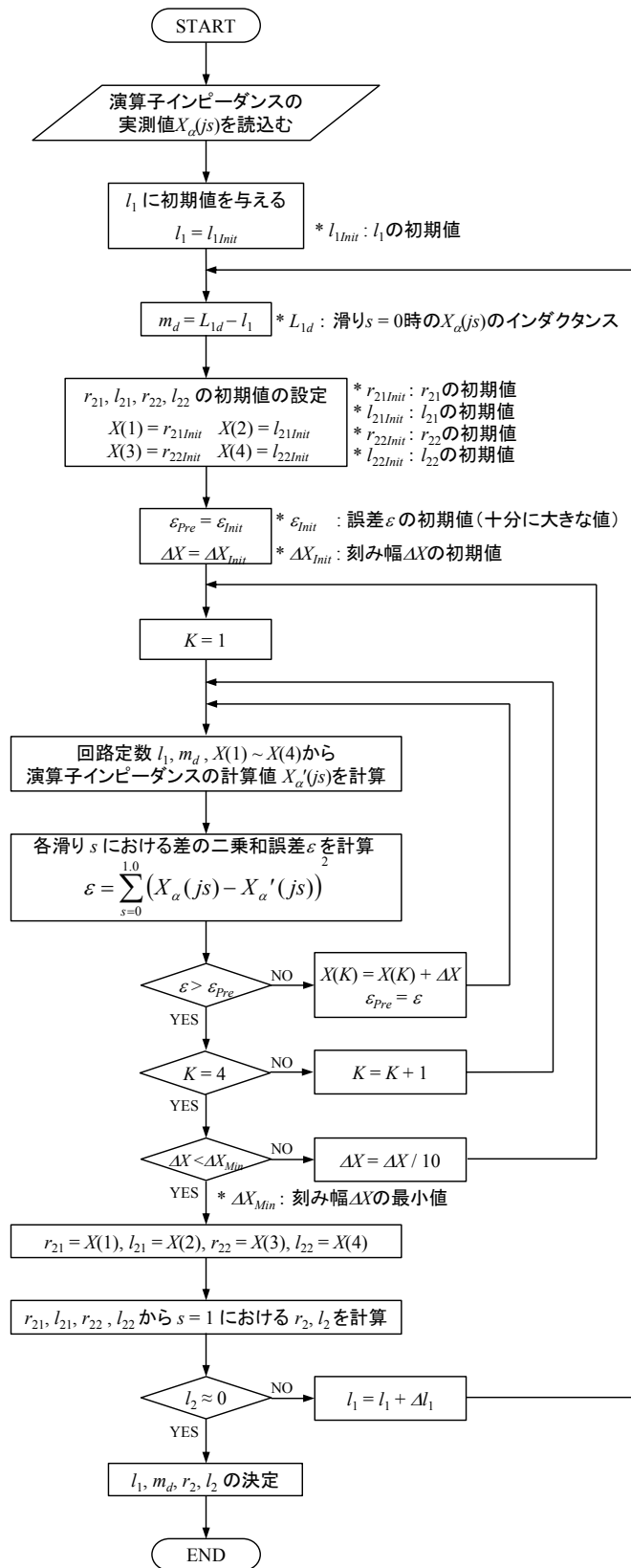


図 5.9 二次回路を 2 回路で表した  $\alpha$  軸等価回路


 図 5.10  $\alpha$  軸等価回路の回路定数同定手順



回路定数同定手順は、次のとおりである．まず、演算子インピーダンスの実測値  $X_\alpha(js)$  を読み込む．次に、 $l_1$  に初期値を与え、 $s=0$  時の  $X_\alpha(js)$  のインダクタンス  $L_{1d}$  から、これを差し引くことにより、 $m_d$  を求める．そして、4 つの二次回路定数 ( $r_{21}$ ,  $l_{21}$ ,  $r_{22}$ ,  $l_{22}$ ) に初期値を与え、このうちの 1 つの二次回路定数（例えば、 $r_{21}$ ）の値のみを増減させたときの演算子インピーダンス  $X'_\alpha(js)$  を回路定数 ( $l_1$ ,  $m_d$ ,  $r_{21}$ ,  $l_{21}$ ,  $l_{22}$ ,  $l_{22}$ ) から計算し、各滑り  $s$  における演算子インピーダンスの計算値  $X'_\alpha(js)$  と実測値  $X_\alpha(js)$  との差の二乗和誤差  $\varepsilon$  が最小になるように  $r_{21}$  を収斂させる．以降、他の二次回路定数 ( $l_{21}$ ,  $r_{22}$ ,  $l_{22}$ ) についても同様に、 $\varepsilon$  が最小となるまで同様の手順を繰り返す．全ての二次回路定数の収斂が終わったら、 $s=1$  における合成二次抵抗  $r_2$  および合成二次漏れリアクタンス  $l_2$  を計算する．供試 LIM においては、二次導体がアルミ板であるため、その物理像から  $l_2 \approx 0$  と考えられる<sup>[16]</sup>．そこで、 $l_2 \approx 0$  となるまで  $l_1$  の値を変化させながら、以降同様の手順を繰り返し、全ての回路定数 ( $l_1$ ,  $m_d$ ,  $r_2$ ,  $l_2$ ) を決定する．

以上、 $\alpha$  軸等価回路の回路定数同定手順について述べたが、 $\beta$  軸等価回路についても同様である（図 5.9 および図 5.10 において、 $\alpha$  を  $\beta$  に、 $d$  を  $q$  に読み替えればよい）．なお、 $l_1$ ,  $l_2$ ,  $r_2$  については、 $\alpha$  軸および  $\beta$  軸等価回路でそれぞれ得られた 2 つの値の平均値として決定する．決定したこれらの回路定数を前節の(5.22)式および(5.29)式に適用することによって、LIM 運転時の電流や推力の特性算出が可能である．

## 5.4 提案法の実施例と検証実験

本節では、5.2～5.3 節で述べた LIM の簡易二相モデルとその回路定数算定法を第 3 章 3.3.1 項で述べた一軸テーブル式 LIM に適用し、簡易二相モデルにより算出した運転時の電流および推力の計算値と実測値との比較により、その妥当性を検証する．

#### 5.4.1 $\alpha$ 軸および $\beta$ 軸の回路定数同定結果

図 5.4 (a) および図 5.6 (a) のそれぞれの結線において，第 3 章 3.2.2 項で述べた二段階電圧印加方式の直流試験法を実施し，(5.30)および(5.31)式により，LIM の  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸の演算子インピーダンス  $X_\alpha(js)$  および  $X_\beta(js)$  を求め，図 5.10 の手順で  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸等価回路の回路定数を同定した．図 5.11 は，そのときの一次漏れインダクタンス  $l_1$  の変化に対する二次漏れインダクタンス  $l_2$  の値を示したものである．これより， $l_1$  が約 15mH のところで  $\alpha$  軸， $\beta$  軸ともに  $l_2$  がほぼ零になっていることが確認される．供試 LIM においては，二次導体がアルミ板であるため， $l_2$  はほぼ零と考えられ，このときの  $l_1$  が物理的に妥当な一次漏れインダクタンスだと考えられる．このときの  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸等価回路の回路定数を表 5.1 および表 5.2 にまとめる．

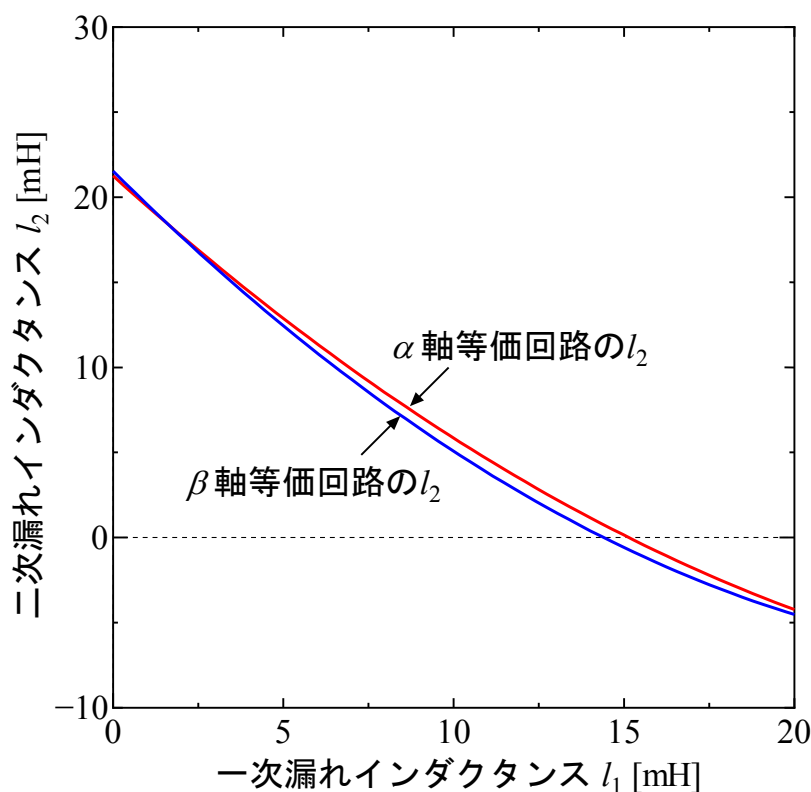


図 5.11 回路定数同定において一次漏れインダクタンスを変化させたときの二次漏れインダクタンス

表 5.1  $\alpha$  軸等価回路の回路定数同定結果

項目	記号	値	単位
一次抵抗	$r_1$	1.80	$\Omega$
一次漏れインダクタンス	$l_1$	15.1	mH
$\alpha$ 軸の励磁インダクタンス	$m_d$	37.5	mH
二次抵抗 1	$r_{21}$	4.97	$\Omega$
二次漏れインダクタンス 1	$l_{21}$	-0.552	mH
二次抵抗 2	$r_{22}$	26.7	$\Omega$
二次漏れインダクタンス 2	$l_{22}$	427	mH
合成二次抵抗	$r_2$	4.94	$\Omega$
合成二次漏れインダクタンス	$l_2$	0.0130	mH

※ただし、 $r_1$  は直流電圧降下法によって算定

表 5.2  $\beta$  軸等価回路の回路定数同定結果

項目	記号	値	単位
一次抵抗	$r_1$	1.80	$\Omega$
一次漏れインダクタンス	$l_1$	14.4	mH
$\beta$ 軸の励磁インダクタンス	$m_q$	29.1	mH
二次抵抗 1	$r_{21}$	4.51	$\Omega$
二次漏れインダクタンス 1	$l_{21}$	-0.628	mH
二次抵抗 2	$r_{22}$	27.8	$\Omega$
二次漏れインダクタンス 2	$l_{22}$	296	mH
合成二次抵抗	$r_2$	4.46	$\Omega$
合成二次漏れインダクタンス	$l_2$	0.0130	mH

※ただし、 $r_1$  は直流電圧降下法によって算定

また，図 5.12 は， $\alpha$  軸および $\beta$  軸の演算子インピーダンス軌跡  $X_\alpha(js)$  および  $X_\beta(js)$  の実測値と計算値を示したものである．ここで，破線（灰色）は実測値，点線（赤色： $\alpha$  軸，青色： $\beta$  軸）は二次回路を 1 回路で同定した回路定数から再計算した計算値，実線（赤色： $\alpha$  軸，青色： $\beta$  軸）は二次回路を 2 回路で同定した回路定数から再計算した計算値を示している．これより，二次回路を 2 回路で同定した軌跡のほうが二次回路を 1 回路で同定した軌跡よりも実測値により近い値となっており，提案法の妥当性が確認される．

表 5.1 および表 5.2 により算定（ $l_1$ ， $l_2$ ， $r_2$  は平均値を使用）した図 5.3 の簡易二相モデルの回路定数算定結果を表 5.3 にまとめる．

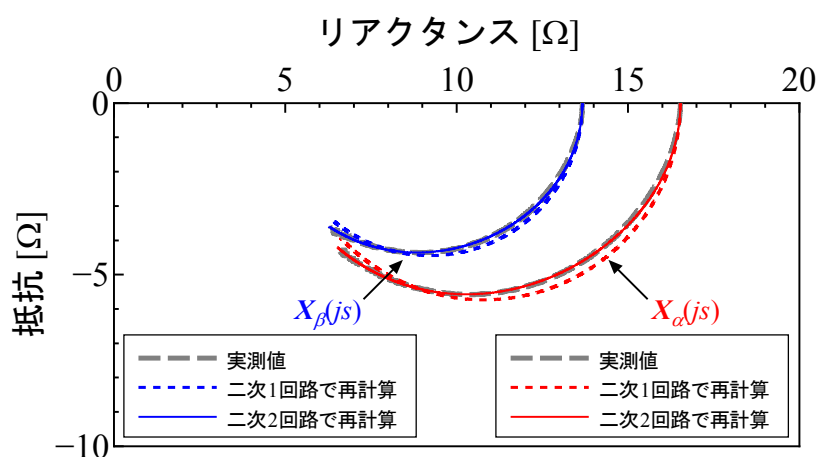


図 5.12 LIM の $\alpha$  軸および $\beta$  軸の演算子インピーダンス軌跡

表 5.3 簡易二相モデルの回路定数算定結果

項目	記号	値	単位
一次抵抗	$r_1$	1.80	$\Omega$
一次漏れインダクタンス	$l_1$	14.8	mH
$\alpha$ 軸の励磁インダクタンス	$m_d$	37.5	mH
$\beta$ 軸の励磁インダクタンス	$m_q$	29.1	mH
二次抵抗	$r_2$	4.70	$\Omega$
二次漏れインダクタンス	$l_2$	0.0130	mH

### 5.4.2 電流特性の算出結果とその考察

無負荷時の各相の不平衡電流を等価的に実測するために、等価無負荷試験を実施した。まず、LIM の二次側を裏張り鉄板のみの状態（第3章 3.4.3 項の図 3.13 参照）とし、図 5.13 の試験回路を構成した。次に、100V/50Hz の電圧を定格出力 12kVA の三相線形パワーアンプ (NF 回路設計ブロック製 精密電力増幅器 8485) により印加し、そのときの各一次線間電圧（実効値）の平均値  $V_0$ 、各一次相電流（実効値）の平均値  $I_0$ 、三相電力の実効値  $P_0$  をデジタルパワーメータ（横河電機製 2531）、モータの中性点に対する各相の巻線端子を見た一次相電圧  $v_{1a}$ 、 $v_{1b}$ 、 $v_{1c}$  の波形および各相の一次相電流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  の波形をアナライジングレコーダ（横河電機製 AR1100A）で測定した。供試 LIM の定格電圧は 200V であるが、ここでは、線形時における検討を行うため、半電圧の 100V 印加としている。デジタルパワーメータの実測値は、 $V_0 = 100\text{V}$ 、 $I_0 = 4.21\text{A}$ 、 $P_0 = 161\text{W}$  であった。また、アナライジングレコーダで測定した各一次相電圧  $v_{1a}$ 、 $v_{1b}$ 、 $v_{1c}$  の実測波形を図 5.14、各一次相電流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  の実測波形を図 5.15 に示す。

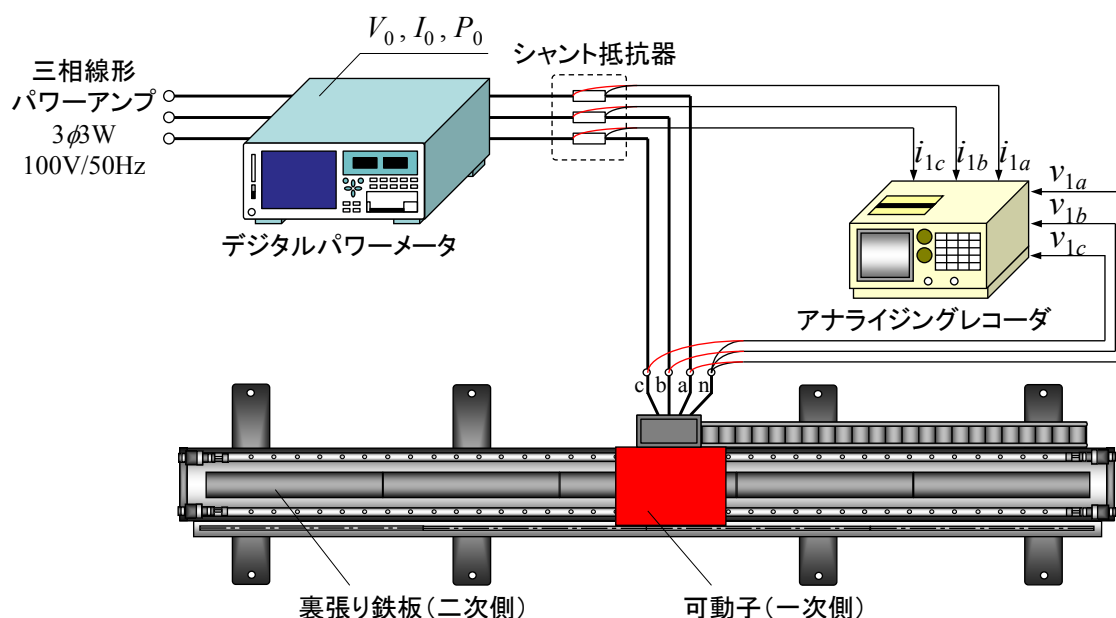


図 5.13 等価無負荷試験回路構成図

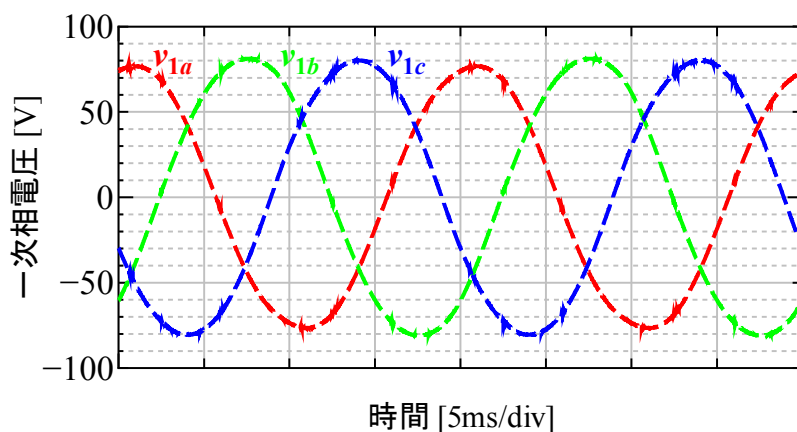


図 5.14 等価無負荷試験時の一次相電圧実測波形（100V 印加時）

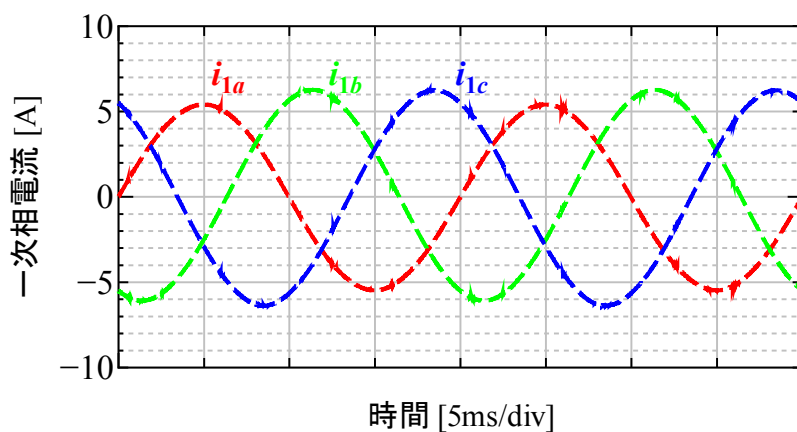


図 5.15 等価無負荷試験時の一次相電流実測波形（100V 印加時）

図 5.14 および図 5.15 より，一次相電圧および一次相電流は， $v_{1a} < v_{1b} \approx v_{1c}$ ， $i_{1a} < i_{1b} \approx i_{1c}$  となり，b 相と c 相は対称であるが，a 相はこれらと非対称であることが確認される．これは，第 3 章 3.3.1 項で述べた図 3.9 (b) の LIM の巻線構造から推察される物理像と一致している．

さらに、図 5.3 の簡易二相モデルの妥当性を検証するために、等価無負荷試験のシミュレーションにより電流特性の検証を行った。等価無負荷試験は二次導体を取り除いて行うため、それを模擬するために(5.22)式ではなく一次側のみで表した次式を使用した。

$$\begin{bmatrix} v_{1\alpha} \\ v_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + P(l_1 + m_d) & 0 \\ 0 & r_1 + P(l_1 + m_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5.32)$$

ここで、 $\alpha$  軸および $\beta$  軸の一次電圧  $v_{1\alpha}$ ,  $v_{1\beta}$  は、図 5.14 の等価無負荷試験時における一次相電圧  $v_{1a}$ ,  $v_{1b}$ ,  $v_{1c}$  の実測値を三相/二相変換した電圧を用いた。図 5.16 は、(5.32)式より求めた $\alpha$  軸および $\beta$  軸の一次電流  $i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$  を二相/三相変換して求めた一次相電流のシミュレーション波形である。これより、 $i_a < i_b \approx i_c$  となり、図 5.15 の実測波形とほぼ同様の結果が得られていることが確認される。また、各相の一次相電流の実効値は、実測では、a 相が 3.83A, b 相が 4.44A, c 相が 4.42A であり、シミュレーションでは、a 相が 3.46A, b 相が 4.02A, c 相が 3.97A であった。図 5.15 の実測値を基準として、a 相が 9.7%, b 相が 9.5%, c 相が 10.2%といずれも 10%程度の誤差で不平衡電流を算出できていることが確認される。

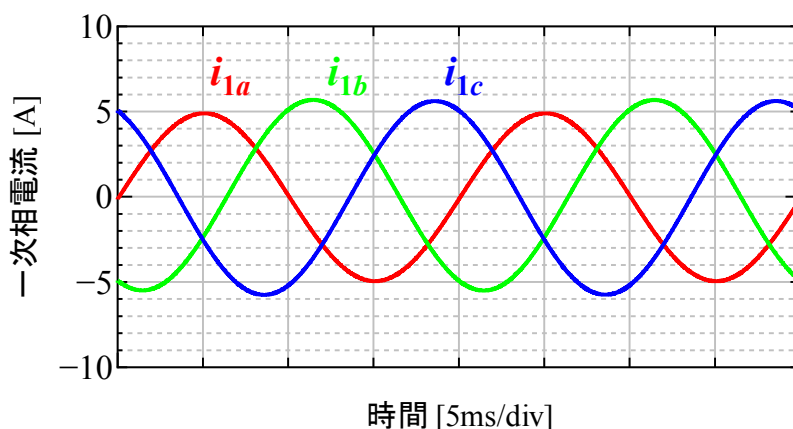
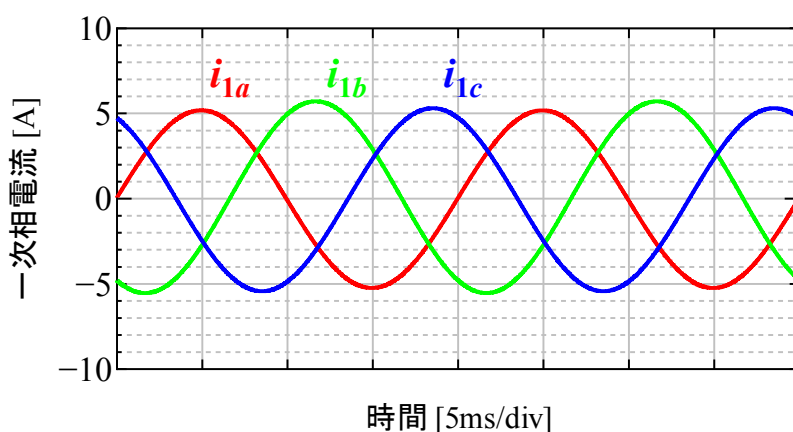
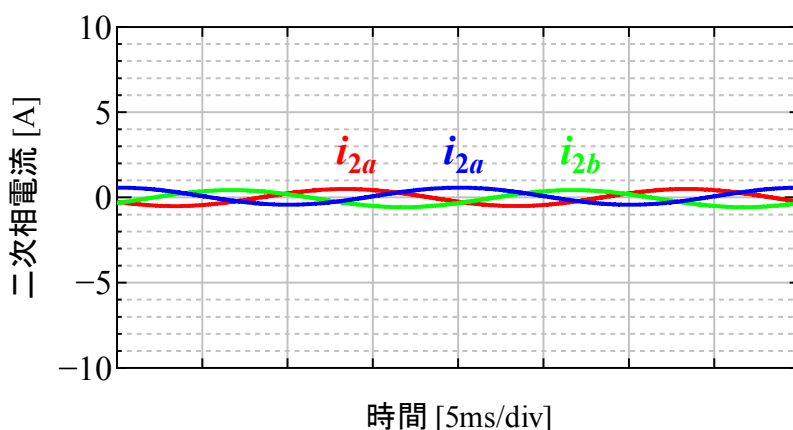


図 5.16 簡易二相モデルによる等価無負荷試験時の一次相電流シミュレーション波形（等価無負荷試験時の一次相電圧の実測値印加時）

一方，二次側を考慮した(5.22)式を用いて，無負荷 ( $s=0$ ) 時の電流特性のシミュレーションを行った．図 5.17 は，(5.22)式より求めた $\alpha$  軸および $\beta$  軸の一次電流  $i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$  および二次電流  $i_{2\alpha}$ ,  $i_{2\beta}$  を二相/三相変換して求めた一次相電流および二次相電流のシミュレーション結果である．図 5.17 (a) より， $i_a < i_c < i_b$  となり，図 5.16 の傾向と異なっていることが確認される．これは，図 5.17 (b) に示すように無負荷時においても二次電流が流れることに起因するものと考えられる．この妥当性については，次節で二次側を回転円盤とすることによって定常運転が可能な特殊な LIM を用いて検証する．



(a) 一次相電流波形



(b) 二次相電流波形

図 5.17 簡易二相モデルによる無負荷時の一次相電流および二次相電流シミュレーション波形（等価無負荷試験時の一次相電圧の実測値印加時）



### 5.4.3 推力特性の算出結果とその考察

次に、推力特性を検証するために、拘束試験により静推力の測定を行った。まず、LIM の可動子を固定した状態で、図 5.18 の試験回路を構成した。次に、100V/50Hz の電圧を定格出力 12kVA の三相線形リニアアンプ（NF 回路設計ブロック製 精密電力増幅器 8485）により印加し、そのときの各一次線間電圧（実効値）の平均値  $V_s$ 、各一次相電流（実効値）の平均値  $I_s$ 、入力電力の実効値  $P_s$  をデジタルパワーメータ（横河電機製 2531）、モータの中性点に対する各相の巻線端子を見た一次相電圧  $v_{1a}$ 、 $v_{1b}$ 、 $v_{1c}$  の波形、各相の一次相電流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  の波形および推力  $F_m$  の波形をアナライジングレコーダ（横河電機製 AR1100A）で測定した。このときのデジタルパワーメータの実測値は、 $V_s = 57.6\text{V}$ 、 $I_s = 6.73\text{A}$ 、 $P_s = 767\text{W}$  であった。また、アナライジングレコーダで測定した推力  $F_m$  の実測波形を図 5.19 に示す。これより、推力に Peak-to-Peak 値で約 4.5N のリプルがみられ、平均推力は 81.1N であった。一方、拘束試験時に測定した一次相電圧  $v_{1a}$ 、 $v_{1b}$ 、 $v_{1c}$  の実測値を三相/二相変換した電圧を用いて(5.22)式により、拘束時における  $\alpha$  軸および  $\beta$  軸の一次、二次電流

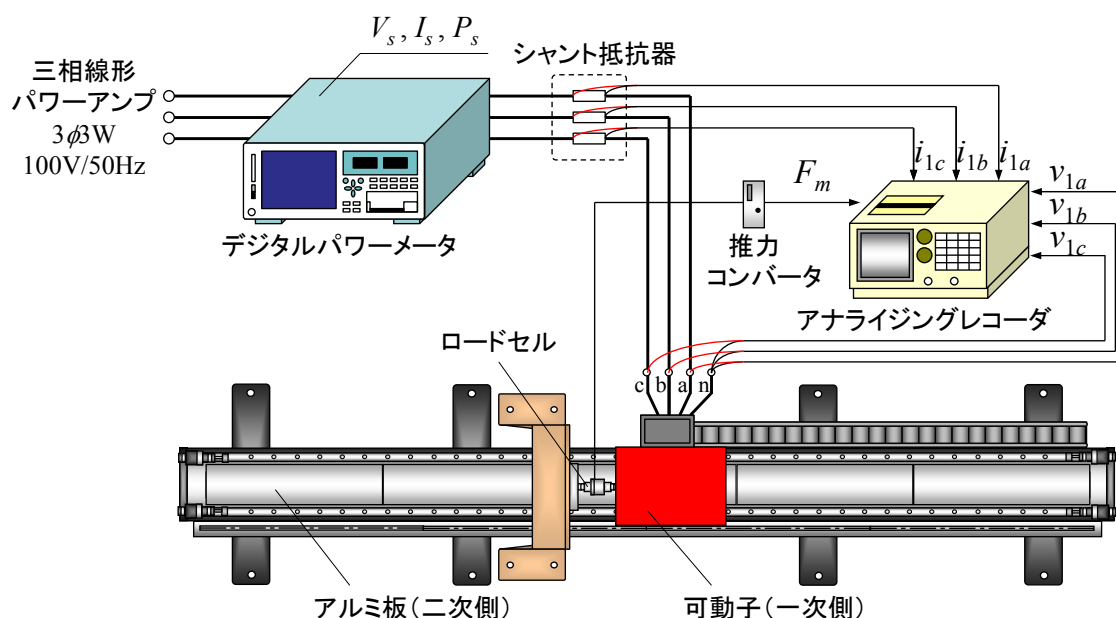


図 5.18 拘束試験回路構成図

$i_{1\alpha}$ ,  $i_{1\beta}$ ,  $i_{2\alpha}$ ,  $i_{2\beta}$ を求め、(5.29)式により推力を算出した．その結果を図 5.20 に示す．これより，推力に Peak-to-Peak 値で約 4.0N のリプルがみられ，実測値とほぼ同様の傾向が得られていることが確認される．しかしながら，平均推力については，95.9N であり，実測値よりも 20%程度大きめの値となった．これについては，提案する簡易二相モデルが鉄損を考慮していないことによるものだと考えられる．そこで，鉄損が平均推力に及ぼす影響を考察する．

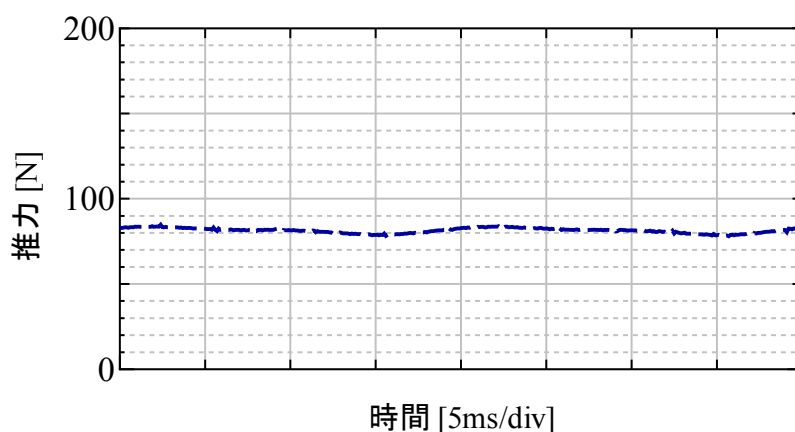


図 5.19 拘束時の推力実測波形（100V 印加時）

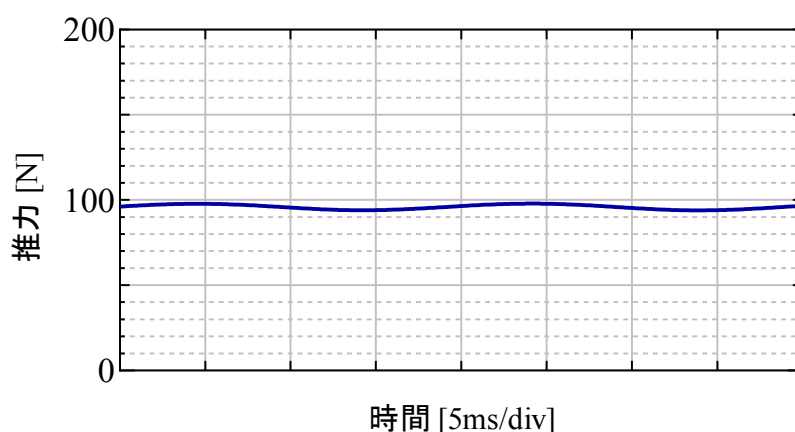


図 5.20 拘束時の推力シミュレーション波形  
（拘束試験時の一次相電圧の実測値印加時）

まず、前項の等価無負荷試験の結果より、鉄損  $W_i$  を求めると、

$$W_i = P_0 - 3I_0^2 r_1 = 65.2 \text{ W} \quad \dots\dots\dots (5.33)$$

となる。

次に、拘束試験の結果を用いて二次入力  $P_2$  から平均推力  $F_{mave}$  を求めると、

$$F_{mave} = \frac{P_2}{v_s} = \frac{P_s - 3I_s^2 r_1 - W_i}{v_s} = 84.4 \text{ N} \quad \dots\dots\dots (5.34)$$

ただし、 $v_s (= 2\pi f_0)$ 、 $f_0$ ：電源周波数）は同期速度である。

となり、図 5.19 の平均推力とほぼ一致する。

ここで、鉄損を考慮せずに平均推力  $F_{mave}$  を求めると、

$$F_{mave} = \frac{P_2}{v_s} = \frac{P_s - 3I_s^2 r_{l1}}{v_s} = 96.5 \text{ N} \quad \dots\dots\dots (5.35)$$

となり、図 5.20 の平均推力とほぼ一致する。

以上の結果より、提案法における平均推力の計算値と実測値の差は鉄損の影響によるものだと考えられる。鉄損を考慮したモデルとその回路定数算定法については今後の課題である。

## 5.5 回転円盤式リニア誘導モータによる検証実験

5.4.2 項では、無負荷試験の等価試験である等価無負荷試験による検証を行ったが、無負荷 ( $s = 0$ ) 時における電流の特性評価は行えていない。

そこで、本節では、二次側を回転円盤とすることによって任意の負荷における定常運転が可能な特殊な LIM（回転円盤式 LIM）を用いて、簡易二相モデルの無負荷電流算定結果の妥当性を検証する。

### 5.5.1 回転円盤式リニア誘導モータ

図 5.21 は、供試機として使用した回転円盤式 LIM（神鋼電機製）である。この LIM は二次側を回転円盤とした特殊な構造をしており、定常運転が可能である。一次側の平板状片側式 LIM は、固定部となっており、三相交流を印加することによって二次側を構成する回転円盤を駆動する。二次側の回転円盤は厚さ 2.5mm の扇形状のアルミ板（二次導体）を厚さ 10mm の円盤状の鋼板（二次鉄心）に取り付けた構成となっており、アルミ板は二次損失による熱歪を生じないようにリングを 6 分割したセクタにしている。この円盤は、タイミングベルトを介して負荷として AC サーボモータが連結されており、回転数を制御することにより任意の滑りを作ることができる。エアギャップは、専用のハンドルにより任意設定が可能である。ここでは、ギャップ面に対して垂直な方向に働く吸引力で回転円盤の偏心が生じないようにエアギャップは 5.0mm と大きめにとっている。

回転円盤式 LIM では、LIM の一次側の同期速度と二次側の回転円盤の同期回転数にわずかなずれが生じる。これは、回転円盤の速度と LIM の進行磁界の同期速度間の滑りが、一次鉄心下の円盤半径によって異なることと、円盤の速度成分の方向が進行磁界と一致しないことによって生じるものである<sup>[17]</sup>。本機においては、一次鉄心の長さと比較して円盤の径が大きいことからこの影響は少ないと考えられ、円盤にはたらく推力の作用する半径が一次鉄心中心と円盤軸中心間の距離  $R_c$  に等しいとして、次式により円盤の同期回転数  $N_s$  を決定している。

$$N_s = \frac{60v_s}{2\pi R_c} [\text{min}^{-1}] \dots\dots\dots (5.36)$$

本機において電源周波数が 50Hz 時における同期回転数  $N_s$  は、

$$N_s = \frac{60v_s}{2\pi R_c} = \frac{60 \times 2 \times 0.054 \times 50}{2\pi \times 0.51} \approx 101 [\text{min}^{-1}] \dots\dots\dots (5.37)$$

となる。

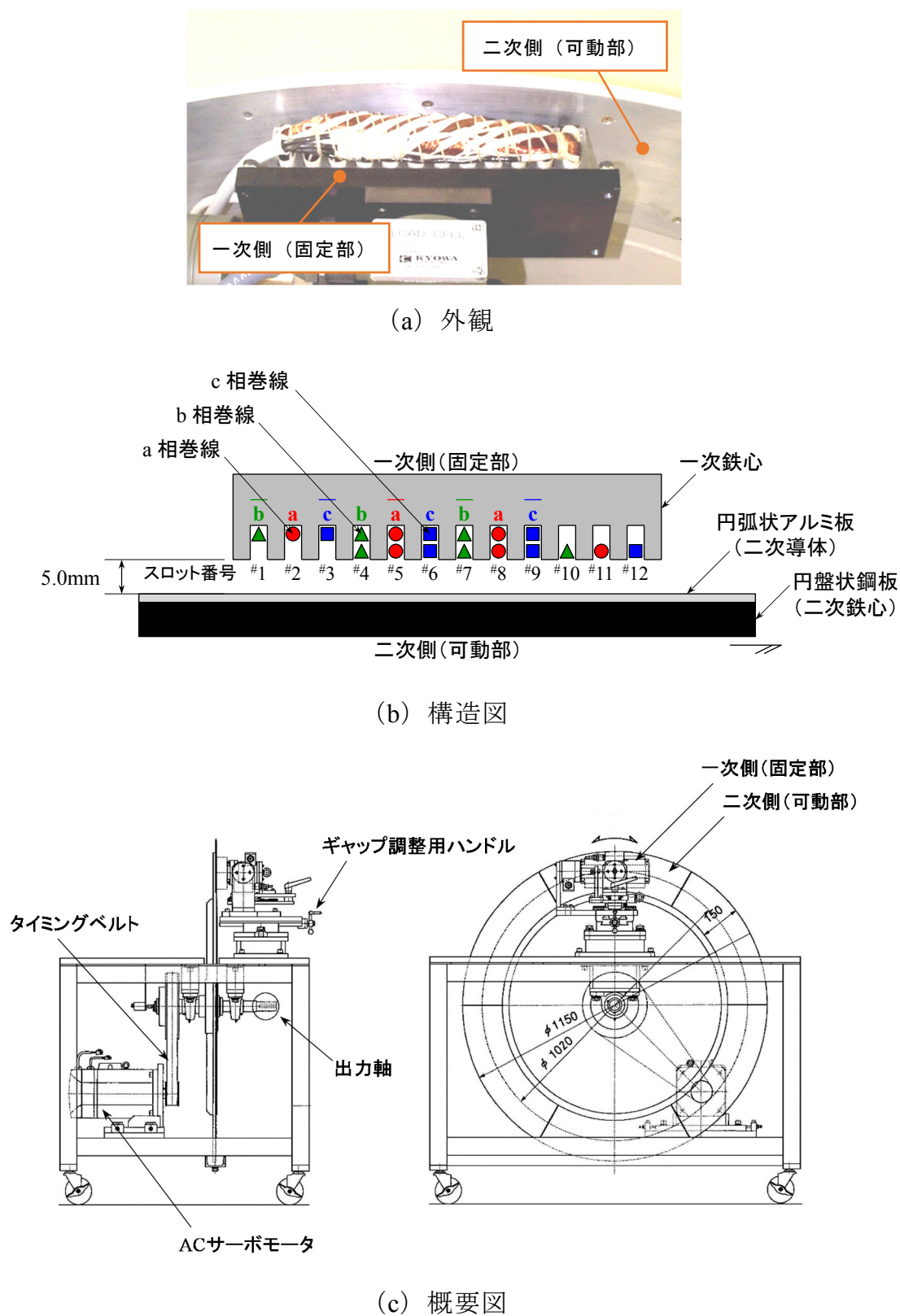


図 5.21 回転円盤式 LIM

また，図 5.21 (b) の巻線構造より，第 3 章 3.3.1 項の図 3.9 で示した LIM と同様に，a 相が非対称相となることがわかる．この LIM の仕様を表 5.4 にまとめる．

表 5.4 回転円盤式 LIM の仕様

一次側 (固定部)	相数		3
	電圧		200V
	周波数		50Hz
	電流		6A
	極数		3
	スロット数		12
	ポールピッチ		54mm
	巻線ピッチ		1~4
	毎溝線数		308 本 (#1,2,3,10,11,12 は 154 本)
	巻線構成		全節・集中・二層・Y 接続
	コア寸法		長さ 222mm×幅 49.5mm×厚さ 50mm
	エアギャップ		5.0mm
二次側 (可動部)	二次導体	種類	扇形状アルミ板 (非磁性導体)
		寸法	平均長さ 534.1mm×幅 150mm×厚さ 2.5mm
	二次鉄心	種類	円盤状鋼板 (塊状鉄心)
		寸法	直径 1150mm, 厚さ 10mm

### 5.5.2 回転円盤式リニア誘導モータによる評価

簡易二相モデルの  $s=0$  時における電流特性（図 5.17 (a)）の評価を行うため、回転円盤式 LIM を用いて無負荷試験を実施した．無負荷試験の実施手順は以下のとおりである．まず、図 5.22 に示す試験回路図を構成し、100V/50Hz の電圧を印加して LIM を駆動する．次に、円盤の同期回転数  $N_s$  ( $101\text{min}^{-1}$ ) となるように AC サーボモータの回転数を調整して無負荷 ( $s=0$ ) とし、このときの各一次線間電圧（実効値）の平均値  $V_0$ 、各一次相電流（実効値）の平均値  $I_0$ 、三相電力の実効値  $P_0$  をデジタルパワーメータ（横河電機製 2531）、モータの中性点に対する各相の巻線端子を見た一次相電圧  $v_{1a}$ 、 $v_{1b}$ 、 $v_{1c}$  の波形および各相の一次相電流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  の波形をアナライジングレコーダ（横河電機製 AR1100A）で測定した．図 5.23 は、アナライジングレコーダで測定した各相の一次相電流  $i_{1a}$ 、 $i_{1b}$ 、 $i_{1c}$  の実測波形である．これより、図 5.17 (a) の無負荷時の一次相電流のシミュレーション波形と同様に  $i_a < i_c < i_b$  となり、各相とも電流の大きさが異なることが確認される．

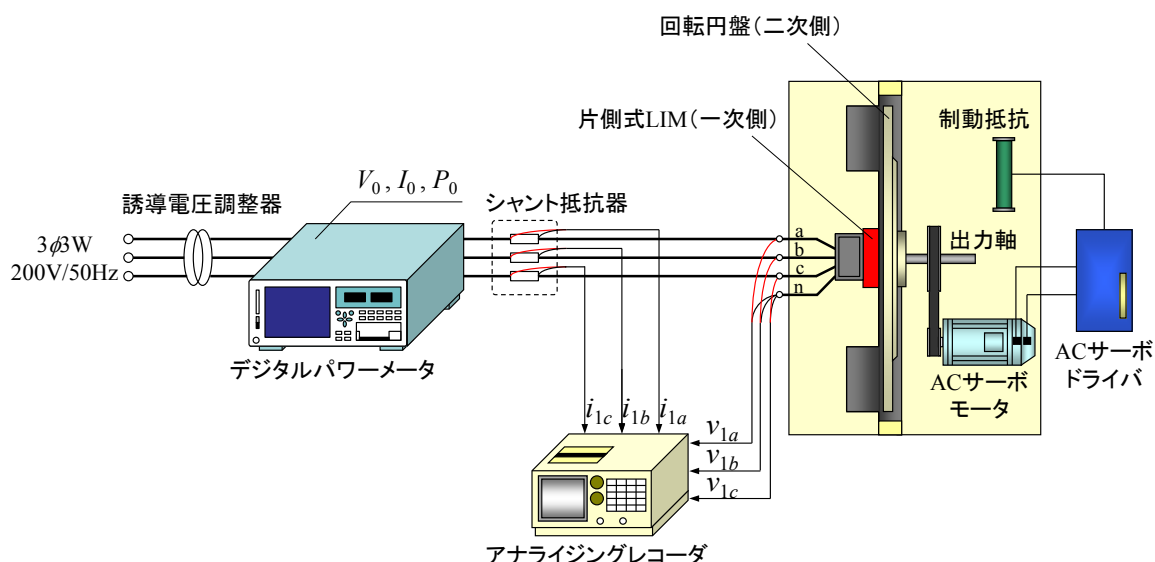


図 5.22 回転円盤式 LIM の試験回路構成図

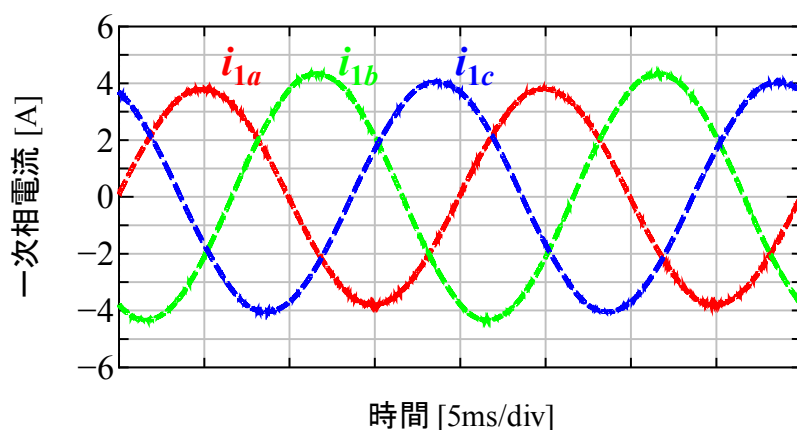


図 5.23 無負荷時の一次相電流実測波形（100V 印加時）

また，図 5.24 は提案法を実施して求めた無負荷 ( $s=0$ ) 時の一次相電流シミュレーション波形である．ここで，簡易二相モデルの回路定数は，表 5.5 に示す値を用いている．図 5.23 の実測波形と比較すると，ほぼ同様の傾向を示していることが確認される．また，各相の一次相電流の実効値は，実測では，a 相が 2.68A，b 相が 3.06A，c 相が 2.86A であり，シミュレーションでは，a 相が 2.49A，b 相が 2.70A，c 相が 2.58A であった．実測値を基準として，a 相が 7.1%，b 相が 11.8%，c 相が 9.8%といずれも 10%程度の誤差で不平衡電流を算出できていることが確認される．



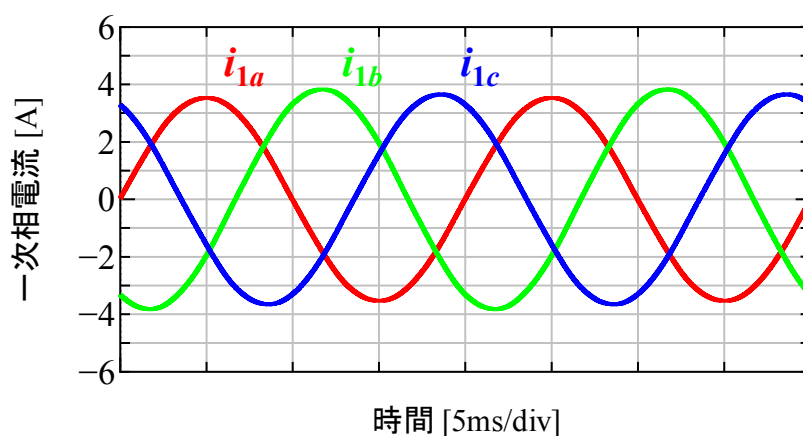


図 5.24 簡易二相モデルによる無負荷時の一次相電流  
シミュレーション波形（無負荷試験時の一次相電圧の実測値印加時）

表 5.5 簡易二相モデルの回路定数算定結果（回転円盤式 LIM）

項目	記号	値	単位
一次抵抗	$r_1$	4.58	$\Omega$
一次漏れインダクタンス	$l_1$	38.8	mH
$\alpha$ 軸の励磁インダクタンス	$m_d$	36.0	mH
$\beta$ 軸の励磁インダクタンス	$m_q$	26.3	mH
二次抵抗	$r_2$	8.06	$\Omega$
二次漏れインダクタンス	$l_2$	0.0134	mH

## 5.6 まとめ

本章では、簡易的なモデルでありながら、LIM の非対称性を考慮した新たな LIM の二相モデルを提案するとともに、このモデルの回路定数を算定する方法について述べた。まとめると以下のとおりである。

- (1) LIM の自己誘導回路の対称性から一次、二次ともに各巻線の抵抗や漏れパーミアンスが等しく、相互誘導回路の非対称性から直交二軸方向の主磁束の磁路のパーミアンスのみが異なる二相誘導モータとして LIM を捉えた新たなモデルを提案した。
- (2) 上記 (1) のモデルの回路定数を求めるための試験法として、結線法を工夫した新たな直流試験法を提案した。本試験法は中性点が引き出されていない LIM に対しても適用可能である。
- (3) 上記 (2) の試験法によって得られた演算子インピーダンスを用いて、LIM の物理像から二次漏れインダクタンスをほぼ零と仮定した等価回路の回路定数同定法について提案した。
- (4) 上記 (1) ～ (3) の妥当性については、一般の搬送システムに用いられる一軸テーブル式 LIM および二次側を回転円盤とすることによって任意の負荷における定常運転が可能な回転円盤式 LIM に対する電流および推力の実測値との比較から明らかにした。

提案法は、可動子の拘束や機器の分解も必要なく、既設 LIM に対して実施でき、また、不平衡電流や推力リップルを実用上問題のない精度で算出できる。

なお、任意の線間電圧における LIM の電圧方程式や鉄損を考慮したモデルおよびその回路定数算定法については、今後の課題である。

## 第5章の参考文献

- [1] 電気学会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）
- [2] 電気学会産業用リニア駆動システムの評価技術調査専門委員会編：「産業用リニア駆動システムの評価技術」，電気学会技術報告，第930号（2003）
- [3] 電気学会リニア電磁駆動装置解析手法の体系化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の体系と技術動向」，電気学会技術報告，第1074号（2006）
- [4] 電気学会リニアドライブシステムの連成解析手法調査専門委員会編：「リニアドライブシステムの数値解析に関わる動向とその解析例」，電気学会技術報告，第913号（2003）
- [5] 電気学会リニア電磁駆動装置設計技術の高度化調査専門委員会編：「リニア電磁駆動装置解析の現状」，電気学会技術報告，第797号（2000）
- [6] 電気学会リニアモータのセンシング技術と特性測定法調査専門委員会編：「リニアモータを高性能に駆動するセンサ・制御システム」，電気学会技術報告，第746号（1999）
- [7] 電気学会誘導機標準特別委員会編：「電気学会電気規格調査会標準規格誘導機（JEC-2137-2000）」，電気書院（2000）
- [8] 内海達見，山口功：「リニア誘導モータの始動時における三相等価パラメータ値算定」，電気学会論文誌D，Vol. 120-D，No. 11，pp. 1283-1288（2000）
- [9] 杉本英彦，巴正信，松村正三，石井俊昭：「片側式リニア誘導モータの拘束試験に基づく非対称定数算定法」，電気学会論文誌D，Vol. 113，No. 2，pp. 247-255（1993）
- [10] 杉本英彦，巴正信，松村正三，渡辺英紀：「リニア誘導モータの非対称定数を考慮したベクトル制御法とその特性」，電気学会論文誌D，Vol.

- 114-D, No. 1, pp. 17-24 (1994)
- [11] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara and Toshihisa Shimizu : “A Method to Calculate the Performance and Circuit Parameters of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 4, pp. 409-417 (2015)
- [12] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara and Toshihisa Shimizu : ”A Method to Calculate the Performance of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model,” *IPEC2014*, 21P5-7, pp. 3044-3049 (2014)
- [13] 山本修, 荒隆裕 : 「 $\alpha\beta$ 変換を用いた三相リニア誘導モータの特性算定」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-18, pp. 151-152 (2005)
- [14] 難波江章, 金東海, 高橋勲, 仲村節男, 山田速敏 : 「基礎電気機器学」, 電気学会 (1984)
- [15] IEEE Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing, IEEE Std. 115A (1987)
- [16] 野中作太郎 : 「片側式リニア誘導モータの等価回路定数と特性計算式の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 115-D, No. 3, pp. 223-232 (1995)
- [17] 新谷勉, 野島俊則, 荏田充二 : 「簡易試験装置によるリニアモータ評価試験」, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-92-40, pp. 19-28 (1992)

## 第6章 結論と今後の課題

リニアモータは、回転形モータを半径方向に切り開いて直線状に伸ばした構造を有するために様々な問題が生じる。特に問題となるがストロークが有限であることに起因して実負荷試験が困難な他、回転形モータのような規格化された特性算定試験法がないことである。また、端部による端効果や巻線相互の非対称性の影響で各相の電流は不平衡となる他、推力リップルを生じるなど、回転形モータと比較すると複雑な特性を有する。

このような背景を踏まえて、本論文では、リニアモータ固有の課題である不平衡電流や推力リップルを実測評価するための回路モデルを導出し、その回路定数をリニアモータを駆動させることなく、静止したままの試験によって得られた電氣的な測定値のみを用いて算定する方法について述べた。

以下に、本論文の各章別に得られた結論をまとめる。

第1章では、産業界におけるリニアモータの応用範囲と技術動向について述べる中で、リニアモータには回転形のモータのように規格化された特性試験法がなく、ストロークが有限であるために定常特性の測定が極めて困難である他、構造に起因する非対称性の影響で不平衡電流や推力リップルを生じるなど複雑な特性を有することについて示し、これらの課題に対する本研究の目的について論じた。

第2章では、本研究で対象としているリニア誘導モータ（LIM）および永久磁石リニア同期モータ（PMLSM）の構造や特徴について整理し、先行研究で提案されている回転ドラムや回転円盤などの特殊な負荷装置を用いた実負荷試験による特性測定法や実負荷試験の代わりとなる等価試験を用いた特性算定法の利点と欠点を明確にした。この中で、特殊な負荷装置を用いた実負

荷試験や二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷試験は、実用上実施が困難であることを指摘し、搬送用低速リニアモータの本質である不平衡電流や推力リップルを考慮できる簡便で高精度な静止試験による特性算定試験法の必要性を論じた。

第3章では、LIMの特性算定試験法として採用した直流試験法によって得られるLIMの各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡から、LIMの各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案した。まず、直流試験によるインピーダンス算出法（直流試験法）について述べるとともに、ヒステリシスの影響を考慮した二段階電圧印加方式の直流試験法について述べ、滑り周波数が低い領域のインピーダンス特性の算出精度を向上できることを半閉スロットのかご形回転子を有する誘導電動機の無負荷試験による実測値との比較により示した。また、供試LIMの巻線構造と直流試験法によって得られた各巻線端子間の演算子インピーダンス軌跡との対比から、直流試験法は巻線相互の非対称的なインピーダンスを正確に算出できることを示した。さらに、直流試験法によって求めた演算子インピーダンス軌跡の滑り周波数が零となる点のリアクタンスから求まるインダクタンスを用いて、各巻線間の非対称な相互インダクタンスを算定する方法について提案し、先行研究で提案されている二次側の非磁性導体板を取り除いた等価無負荷状態において、一相端子と中性点間に単相交流を印加し、他の二相に生じる誘導起電力から各巻線間の相互インダクタンスを算定する方法による算定結果との比較により、その妥当性を明らかにした。

第4章では、PMLSMが有する非対称性やインダクタンス変化に起因する高調波成分（インダクタンス高調波）を含んだ非対称回路モデルとその回路定数を算定する方法について提案した。まず、PMLSMの特性算定試験法として採用した単相交流印加法を用いて可動子位置に依存した各巻線端子間のインダクタンスの変化を測定し、供試機とした表面磁石形PMLSMのインダクタンス分布波形は高調波成分を含んで歪んでいることを示した。また、こ

れらを考慮した三相交流座標系における数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出し、その回路定数を算定する方法を提案した．導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送システムに用いられる一軸テーブル式 PMLSM を用いて実測した電流および推力リップルの波形との比較により検証した．さらに、各可動子位置に拘束した状態で、ベクトル制御（ $d$  軸電流  $i_d=0$ 、 $q$  軸電流  $i_q$  = 一定）によって一定推力を発生させたときの推力一位置特性の計算値と実測値の比較から推力リップルの計算においては、巻線相互の非対称性の影響よりもインダクタンス高調波の影響のほうが大きいことを明らかにした．

第5章では、従来のモデルよりも簡易的なモデルでありながら、LIM の非対称性を考慮した新たなモデル（簡易二相モデル）とその回路定数を算定する方法について提案した．具体的には、第3章で算出した LIM の演算子インピーダンス軌跡から明らかのように、LIM の自己誘導回路の対称性から一次、二次ともに巻線の抵抗や漏れパーミアンスが等しく、相互誘導回路の非対称性から直交二軸方向の主磁束の磁路のパーミアンスのみが異なるという二相誘導モータとして LIM を捉え、この二相誘導モータの電圧方程式におけるインピーダンス行列から、二次側を一次側に固定した静止二軸座標（ $\alpha\beta$ 座標）系の数式モデル（電圧方程式および推力式）を導出した．また、この簡易二相モデルの回路定数を直流試験の結線法を工夫することによって、中性点を用いずに算定する方法についても提案した．導出した数式モデルならびにその回路定数算定法の妥当性は、一般的な搬送システムに用いられる一軸テーブル式 LIM および二次側を回転円盤とすることによって任意の負荷運転を可能とした回転円盤式 LIM を用いて実測した電流および推力リップルの波形との比較により検証した．なお、提案法により算出した推力の平均値は実測よりも 20%ほど大きめに算出されており、この差は鉄損を考慮していないことによるものであることを明らかにした．

以下は今後の課題である.

- (1) 巻線間相互インダクタンスやインダクタンス高調波を考慮した回路定数を中性点を用いずに算定する方法の開発

巻線間相互インダクタンスやインダクタンス高調波による回路定数の算定には, 中性点が必要であるため, 中性点が引き出されていないリニアモータに対する回路定数算定法について検討する必要がある.

- (2) 任意の線間電圧を用いた簡易二相モデルの電圧方程式の導出

簡易二相モデルの電圧方程式は, 相電圧 (モータの中性点に対する巻線端子電圧) を用いた方程式であるが, 一般に LIM は三相三線式で駆動されるため, 線間電圧を用いた電圧方程式の導出が必要である.

- (3) 鉄損を考慮した簡易二相モデルとその回路定数算定法

簡易二相モデルによって算出した推力の平均値は, 実測よりも過大評価されているため, 算出精度を向上させるためには, 鉄損を考慮したモデルとその回路定数算定法が必要である.

- (4) 簡易二相モデルに基づく非対称性を考慮したベクトル制御手法の開発

LIM の高性能制御化に向けて簡易二相モデルの定数を用いた LIM の非対称性を考慮したベクトル制御手法の開発が必要である.

以上, 本論文で提案する方法は, リニアモータを駆動させることなく, 静止したままの試験によって得られた電氣的な測定値のみを用いたものである. このため, 既設のリニアモータに対して容易に実施でき, また, リニアモータ固有の課題である不平衡電流や推力リップルを実用上問題のない精度で算定できる.

本論文で提案する方法がリニアモータの特性算定試験法の一つとして, 産業界に貢献できれば幸いである.



## 付録

### 各角周波数におけるインピーダンスを算出するための 直流試験法の理論式の導出

#### A1 シグナム関数のフーリエ変換

特殊関数のフーリエ変換の公式によれば, 次のシグナム関数  $\text{sgn } t$  (付図 1.1)

$$\text{sgn } t = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ -1 & t < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (A1.1)$$

のフーリエ変換  $F_{\text{sgn}}(\omega)$  は,

$$F_{\text{sgn}}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{sgn } t e^{-j\omega t} dt = \frac{2}{j\omega} \dots\dots\dots (A1.2)$$

となる. ただし,  $\omega$  は角周波数である.

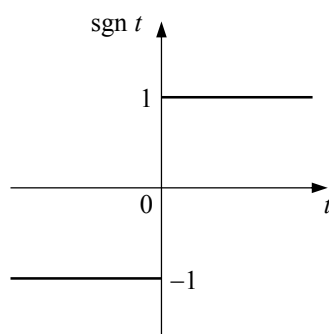
次に, (A1.2) 式のフーリエ逆変換は,

$$\text{sgn } t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F_{\text{sgn}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (A1.3)$$

となり, (A1.3) 式に (A1.2) 式を代入することにより, (A1.4) 式が得られる.

$$\text{sgn } t = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{j\pi\omega} e^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (A1.4)$$

すなわち, このシグナム関数  $\text{sgn } t$  は,  $(1/j\pi\omega)e^{j\omega t}$  ( $\omega$  の範囲は,  $-\infty \sim +\infty$ ) なる無数の交流を重ね合わせたものである.



付図 1.1 シグナム関数

## A2 直流試験法の原理

### A2.1 電圧および電流波形のフーリエ変換

付図 2.1 は、直流試験回路の原理図である．同図において、スイッチ SW を接点 a 側に閉じ、直流電圧  $V_{DC}$  を印加する．負荷に流れる電流が定常電流  $I_{DC}$  になった後、時刻  $t=0$  において、SW を接点 a 側から接点 b 側に切り換える．切り換え時のアーク電圧を無視すれば、電圧  $v(t)$ 、電流  $i(t)$  の変化はそれぞれ付図 2.2、付図 2.3 となる．

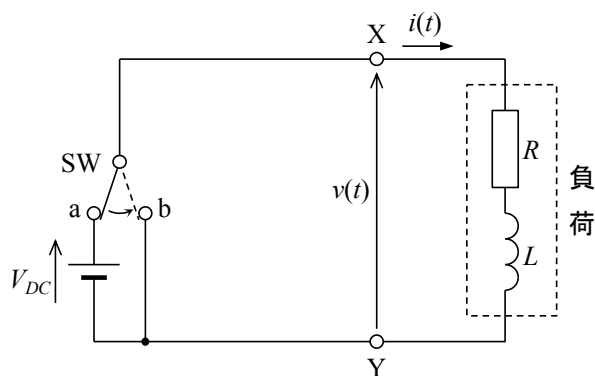
付図 2.2 を付録 A1 の付図 1.1 と比較すると  $v(t)$  は、

$$v(t) = -\frac{V_{DC}}{2} \operatorname{sgn} t + \frac{V_{DC}}{2} \dots\dots\dots (A2.1)$$

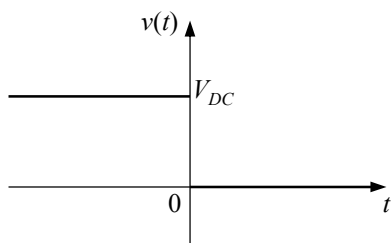
となり、(A2.1)式に(A1.4)式を代入すると

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} j \frac{V_{DC}}{2\pi\omega} e^{j\omega t} d\omega + \frac{V_{DC}}{2} \dots\dots\dots (A2.2)$$

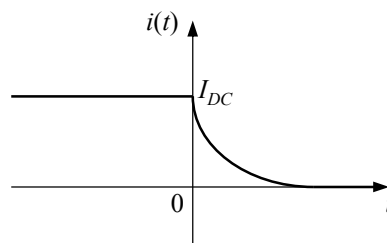
となる．(A2.2)式の右辺第 1 項は、無数の交流電圧を合成したものである．



付図 2.1 直流試験回路の原理図



付図 2.2 電圧  $v(t)$  の変化



付図 2.3 電流  $i(t)$  の変化

一方、付図 2.3 の電流波形  $i(t)$  は、付図 2.4 (a) の  $i_P(t)$  と同図 (b) の  $i_N(t)$  に分解して考えることができる。

まず、 $i_P(t)$  は、 $v(t)$  と同様に考えることができるため、次式となる。

$$i_P(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} j \frac{I_{DC}}{2\pi\omega} e^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC}}{2} \dots\dots\dots (A2.3)$$

次に、 $i_N(t)$  のフーリエ変換を  $F_N(\omega)$  とすれば、

$$F_N(\omega) = \int_{-\infty}^0 i_N(t) e^{-j\omega t} dt + \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots (A2.4)$$

となり、 $t < 0$  で  $i_N(t) = 0$  より、(A2.4) 式は (A2.5) 式となる。

$$F_N(\omega) = \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt \dots\dots\dots (A2.5)$$

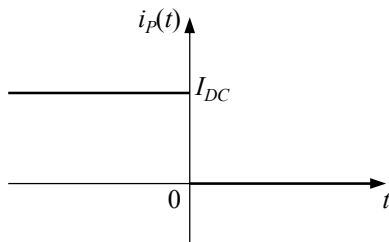
(A2.5) 式をフーリエ逆変換すると、

$$i_N(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt \right) e^{j\omega t} d\omega \dots\dots\dots (A2.6)$$

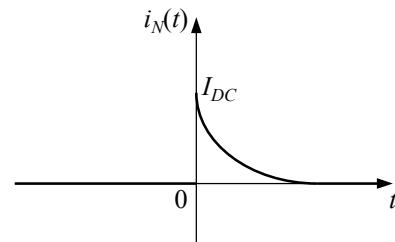
となり、(A2.3) 式および (A2.6) 式より、 $i(t)$  は、

$$\begin{aligned} i(t) &= i_P(t) + i_N(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt + j \frac{I_{DC}}{\omega} \right) e^{j\omega t} d\omega + \frac{I_{DC}}{2} \dots\dots\dots (A2.7) \end{aligned}$$

となる。(A2.7) 式の右辺第 1 項は、無数の交流電流を合成したものである。



(a)  $i_P(t)$  の波形



(b)  $i_N(t)$  の波形

付図 2.4 電流  $i(t)$  の分解波形

## A2.2 各角周波数におけるインピーダンス算出式

(A2.2)式と(A2.7)式の右辺第 1 項の被積分関数の同じ周波数成分を比較すると，交流電圧  $v_{ac}$

$$v_{ac} = j \frac{V_{DC}}{2\pi\omega} e^{j\omega t} \dots\dots\dots (A2.8)$$

に対する交流電流  $i_{ac}$  は，

$$i_{ac} = \frac{1}{2\pi} \left( \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt + j \frac{I_{DC}}{\omega} \right) e^{j\omega t} \dots\dots\dots (A2.9)$$

である．

(A2.8)式および(A2.9)式より，付図 2.1 の端子 X-Y からみた各角周波数におけるインピーダンス  $Z(\omega)$  は，

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= \frac{v_{ac}}{i_{ac}} \\ &= \frac{1}{\frac{\omega}{jV_{DC}} \int_0^{+\infty} i_N(t) e^{-j\omega t} dt + \frac{I_{DC}}{V_{DC}}} \dots\dots\dots (A2.10) \end{aligned}$$

として導出される．

付図 2.1 では，負荷の例として  $R$ - $L$  直列回路を取り扱っているが，線形性が成立していれば，どのような負荷に対しても周波数特性を求める一般式として，上式を用いることができる．

## 研究業績

(本論文に関するもの)

### I. 学術論文

- [1] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara, Toshihisa Shimizu : “ A Method to Calculate the Performance and Circuit Parameters of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model,” *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 4, No. 4, pp. 409-417, 2015/7
- [2] Shu Yamamoto, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara, Takahiro Ara : ” Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Considering Inductance Harmonics and Saliency,” *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 132, No. 2, pp. 219-226, 2012/2
- [3] 山本修, 平原英明, 荒隆裕 : 「直流試験法を用いた簡易特性算定法によるリニア誘導モータの各種二次導体に対する特性比較」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 11, pp. 1117-1125, 2001/11
- [4] 平原英明, 山本修, 荒隆裕 : 「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 11, pp. 1201-1202, 2001/11

### II. 国際会議論文

- [1] Hideaki Hirahara, Shu Yamamoto, Takahiro Ara, Toshihisa Shimizu : ” A Method to Calculate the Performance of Linear Induction Motors Using Simple Two-Phase Model,” IPEC2014, 21P5-7, pp. 3044-3049, 2014/5/21 (Hiroshima, Japan)
- [2] Shu Yamamoto, Takashi Kano, Tomonobu Yamaguchi, Hideaki Hirahara, Takahiro Ara : ” Asymmetric Circuit Models and Parameter Measurement for

Permanent Magnet Linear Synchronous Motors Considering Inductance Harmonics,” Proc. of IEEJ/IPEC'10, 23E2-3, pp. 1752-1759, 2010/6/23 (Sapporo, Japan)

### Ⅲ. 口頭発表論文

- [1] 平原英明, 山本修, 荒隆裕, 清水敏久:「各巻線間の相互インダクタンスを用いた交流機の一次漏れインダクタンス算定法の検討」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-14-134, pp. 25-30, 2014/10
- [2] 平原英明, 山本修, 荒隆裕, 清水敏久:「直流試験によるリニア誘導モータの一次漏れインダクタンス算定法の検討」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-66, pp. 345-346, 2014/8
- [3] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕, 清水敏久:「非対称な相互インダクタンスを有する交流機の電機子漏れインダクタンス算定法の検討」, 平成 26 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-047, pp. 83-84, 2014/3
- [4] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕, 清水敏久:「直流試験による交流機の電機子漏れインダクタンス算定法の検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 3, No. 3-34, pp. 209-210, 2013/8
- [5] 平原英明, 山本修, 田中晃, 荒隆裕:「直流試験による誘導機の一次定数算定法の検討」, 平成 25 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-059, p. 103, 2013/3
- [6] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「各巻線間の相互インダクタンスを考慮したリニア誘導モータの電流特性算出法」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-01-148, pp. 109-114, 2001/10
- [7] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験法によるリニア誘導モータの相互インダクタンス算出法」, 平成 13 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. 214, pp. 921-922, 2001/8
- [8] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「静止試験によるリニア誘導モータの等価回路定数算出法の検討」, 平成 13 年電気学会全国大会講演論文集, Vol. 5, No. 5-060, p. 1826, 2001/3

- 
- [9] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「静止試験によるリニア誘導モータの始動特性算定法－回転円盤式試験装置を用いた評価－」, 電気学会研究会資料回転機研究会, RM-00-92, pp. 1-6, 2000/10
- [10] 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験法による回転円盤式リニア誘導モータの特性算定」, 平成 12 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol. 2, No. T-62, p. 710, 2000/8

#### IV. その他の論文

- [1] 田中晃, 平原英明, 山本修, 荒隆裕:「直流試験による交流回転機の特性算出法の開発」, 職業能力開発研究誌, Vol. 30, No. 1, pp. 85-90, 2014/4

#### V. 表彰

- [1] 電気学会スチューデントポスターコンペティション優秀発表賞, 2000/8
- [2] 電気学会優秀論文発表賞, 2002/3

## 謝辞

本論文は、首都大学東京 清水 敏久 教授のご指導のもとに作成されたものである。終始、ご懇切なご指導とご鞭撻を賜ったことに對し心から厚くお礼申し上げます。

また、審査員として貴重なご意見およびご助言を頂いた学内審査員の和田 圭二 准教授、五箇 繁善 准教授、学外審査員の芝浦工業大学 赤津 観 教授に厚くお礼申し上げます。

そして、本研究の先鞭をつけていただき、終始、ご指導とご教示を賜った職業能力開発総合大学校 山本 修 教授に深く感謝の意を表します。また、本研究を進めるに際して、貴重なご助言とご示唆をいただいた関東職業能力開発大学校 荒 隆裕 校長（職業能力開発総合大学校教授兼務）に厚くお礼申し上げます。さらに、本研究を行うにあたって、協力して頂いた職業能力開発総合大学校 田中 晃 准教授をはじめ、関係する教職員の皆様に深く感謝いたします。

最後に、首都大学東京 清水研究室ならびに職業能力開発総合大学校 山本研究室の皆様、そして、これまでの研究生活を温かく見守り、支援してくれた両親に深く感謝いたします。

2016 年 1 月 31 日 平原 英明