

修士論文

車両駆動用リニア誘導モータのベクトル制御のための
端効果を考慮した等価回路の同定法と性能評価

平成19年2月2日 提出
指導教員 古関 隆章 助教授

東京大学大学院 工学系研究科
電気工学専攻 56412
山口 瑛史

内容梗概

リニア誘導モータを駆動力とする交通システムは、低コストであり保守が容易、また直接駆動により従来の鉄道の問題であった粘着から解放されるため、現在普及が進められている。しかしリニア誘導モータには端効果という問題点が存在しており、またその制御方法も従来の回転形誘導モータがベクトル制御を行っているのに対して、それより古いすべり周波数一定制御により駆動されている。

本研究ではリニア誘導モータへのベクトル制御の適用を目指し、回転形誘導モータの理論に基づきながら端効果を考慮に含めた等価回路を提案し、電磁界解析との比較を行うことで端効果の影響を表現できることを示した。

そこで得られた等価回路定数を基に動的モデルを構築し、ベクトル制御の考え方を示していくつかの運転パターンについてシミュレーションを行い性能を評価した。

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
第 2 章	リニア誘導モータの概要	4
2.1	リニア誘導モータの構造	4
2.2	リニア誘導モータの端効果	5
2.3	回転形誘導モータのモデル化	7
2.4	誘導モータのベクトル制御	11
第 3 章	端効果を考慮した LIM の等価回路	12
3.1	LIM の等価回路	12
3.2	回転形誘導モータの回路定数の同定法と LIM へ適用する際の問題点	14
3.3	リニア誘導モータの回路定数の同定法の提案	15
3.3.1	回路定数同定のための測定データの生成 - 二次元差分法	15
3.3.2	等価回路の同定法 - 最適化問題への帰着	16
3.4	等価回路による特性	20
3.4.1	速度の離散値として求めた等価回路	20
3.4.2	速度の連続関数として求めた等価回路 - 関数の選び方	21
3.4.3	速度の連続関数として求めた等価回路 - 参照する速度の選び方	23
3.5	提案した同定法の適用例 - 都市内交通用 LIM	27
3.5.1	速度の離散値として求めた等価回路	27
3.5.2	速度の二次関数として求めた等価回路	29
3.5.3	低速域の結果を用いて求めた等価回路	29
3.6	端効果損失抵抗の挿入	32
3.6.1	電磁界解析と等価回路による特性の差	32
3.6.2	端効果損失抵抗の挿入	32
3.6.3	端効果損失抵抗による特性	33
3.7	実車試験結果から同定を行う時の考え方	35
第 4 章	リニア誘導モータのベクトル制御	36
4.1	リニア誘導モータの動的モデル化	36
4.2	LIM のベクトル制御の考え方	42
4.3	LIM の運転パターンに応じたベクトル制御	44
4.3.1	一次電流を一定とした時	44
4.3.2	推進力を一定とした時	45

第 5 章 結論	47
5.1 まとめ	47
5.2 今後の課題	47
参考文献	48
発表文献	49
謝辞	50

第1章 序論

1.1 研究の背景

現在、リニアモータを駆動力として用いる交通システムが多く実用化され、また実用化を目指して研究されている。地球の環境問題が深刻化する昨今、移動手段としては非常に便利である自動車や高速性に優れる飛行機であるが、大量輸送ということを考えると図 1.1 に示すように人・km 当たりのエネルギー消費量が大きく、またそのエネルギー源も多くを化石燃料に依存しているため、地球に優しい交通手段であるとは言いがたい。その点電気鉄道はエネルギー消費量も少なく、またエネルギー源も電気、すなわち化石燃料のみに頼るものではないため地球に優しい交通手段であるといえる。

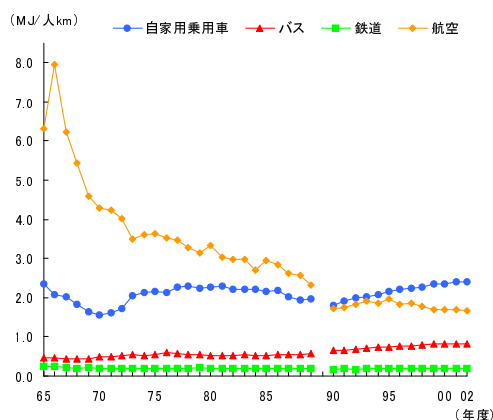


図 1.1: 人・km 当たりのエネルギー消費量 [1]

電気鉄道は一般的に直流モータや回転形誘導モータによりトルクを発生させ、ギアを介して車輪と軌道との間にはたらく摩擦力（粘着力）により駆動されている。しかし粘着力は雨や雪などの気候条件により大きく変動し、また鉄同士の間にはたらく粘着力はそれほど大きくないため空転、滑走が発生してしまう。そのため車輪や軌道を傷めたり、また急勾配には弱いという問題点がある。

その点リニアモータはそれが発生する推進力を直接車両の駆動力として用いることができるため、従来の鉄道にあった粘着の問題から解放される点で理想的な駆動システムである。このダイレクト駆動という特長のため空転や滑走がなくなり、急勾配や急曲線も走行可能になるため軌道を施設する際の自由度が増すことになる。また、直接駆動であることから磁気浮上と組み合わせることでギア、車輪を省略することも可能となる。

リニアモータというと超電導磁気浮上により時速 500km を超える、JR-Maglev のような高速鉄道の方が注目されがちである。JR-Maglev は地上を一次、車上を二次としたリニア同期モータにより駆動されるが、距離が長い地上側の設備が複雑であるため建設コストが高くなるという欠点があり、その適用対象は高速化要求が高い交通需要の大きな路線に限定される [2]。

一方リニア誘導モータ (Linear Induction Motor、以下 LIM と略す) は前述のリニアモータとしての特長に加え、二次側がアルミや銅の導体板と磁路を形成するための鉄板を組み合わせただけのリアクションプレートであるため構造が簡単であり堅牢、保守が容易、また距離が長い軌道の方を二次側とするこ

とで地上設備のコストを抑えることができるという長所を持つ。また車上に載せる一次側も扁平な構造となるため車両の断面積を小さくすることが可能であり、前述のように急勾配や急曲線も走行可能であることからトンネルの建設コストの削減が可能であるため大阪市交通局長堀鶴見緑地線をはじめとするリニアメトロとして普及が進んでおり、特に既存の路線を延長する、地上の既存路線との相互直通運転を図るといった理由がない限り、新しい地下鉄の路線はすべてリニアメトロとして計画が進められている [3]。また、常電導電磁石を利用した吸引式磁気浮上システム HSST (High Speed Surface Transport) としては 2005 年の愛知万博に合わせて開業した図 1.2 の東部丘陵線「Linimo」が営業を行っている。その他海外でもカナダのスカイトレインやマレーシアの Putra LRT などでも LIM が用いられている。



(a) HSST (Linimo)

(b) リニアメトロ (東京都交通局大江戸線)

図 1.2: リニア誘導モータにより駆動される交通システム

1.2 研究の目的

LIM には前述の様々な長所がある一方、従来の回転形モータに比べてギャップ長を大きくする必要があり力率、効率が悪いという特徴が指摘されている。さらに、モータが有限長であるというその構造上、回転形誘導モータと異なり「端」が存在し、高速走行時に推進力や効率が低下する「端効果」が問題となる。そのため、高速交通用の LIM を設計し、その駆動制御方法を正しく決めるには端効果の影響を考慮することが必要になる。

一方、回転形誘導モータにより駆動する従来の鉄道は、その当初は V/f 一定・すべり周波数制御が用いられたが、マイクロプロセッサにより高速な演算が実現したことから近年ではベクトル制御が主流になり、高速、高精度な応答や空転・滑走対策が可能となった。しかし先に述べた、現在営業運転が行われている LIM により駆動する交通システムは回転形誘導モータでは一世代前の制御方法といえる V/f 一定・すべり周波数制御により駆動されている。これをベクトル制御化することには、次のような長所が期待される。

1. 速度の関数として駆動電圧、駆動周波数を最適化することによる効率の向上
2. 応答速度の向上による位置制御の高精度化

回転形誘導モータも LIM も、その基本原理は同じ「誘導モータ」であることから、理論が確立している回転形誘導モータのモデルに基づき、LIM 特有の効果を加えることで LIM のモデルを作ること考える。これにより既存のベクトル制御理論を大きく変更することなく、従来の電源装置のソフトウェアを微小変更することで LIM にも適用することや、そのような効率、精度のよい駆動方法を前提とした

新しいモータの設計に役立つことが期待される。そこで本研究では LIM のベクトル制御を目指し、回転形誘導モータのモデルに基づく LIM の回路定数を同定する方法を提案し、それを利用した動的シミュレーションを通して制御方法の検討を行うことを目的とする。

回転形誘導モータと LIM の大きな違いは先に述べた端効果の存在である。そこで本研究では主に端効果に注目し、これが LIM の機械的速度の関数であるという仮定をおくことで、ベクトル制御を行う上で必要となる等価回路の定数を機械的速度の関数として同定する方法を提案する。将来的には実際に LIM を搭載した車両により走行試験を行い、その結果から同定することが目標であるが、本論文ではその走行試験を模擬するものとして電磁界数値解析を行い、その電流、電圧特性から同定法を導出する。そして同定された等価回路から算出される推進力と、電磁界数値解析から直接得られる推進力の比較をして「答え合わせ」をすることで、モデル同定の良否を評価し、等価回路モデルの問題点を抽出してその改良について論ずる。最後に、左記で得た結果を元に実用的な LIM のモデル化を行い、動的な回路シミュレーションを通してベクトル制御の性能評価を行う。

第2章 リニア誘導モータの概要

本章では回転形誘導モータと LIM を対比させながら、その構造や特徴などについて述べる。

2.1 リニア誘導モータの構造

一般的に回転形誘導モータは、図 2.1 に示すように二次側回転子鉄心の外側に一次側固定子巻線を配置した構造になっている。一次巻線に多相交流電流を流すことで一次、二次間のギャップに回転磁界を発生させ、回転磁界と二次側に流れる誘導電流の相互作用によってトルクが生じ、回転磁界の速度よりもすべりの分だけ遅れて二次側が回転するものである。

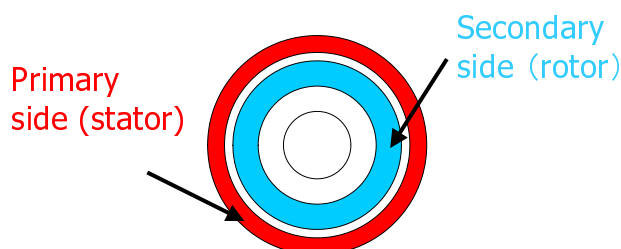
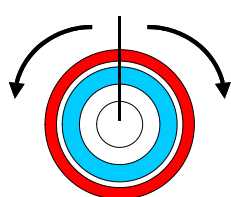
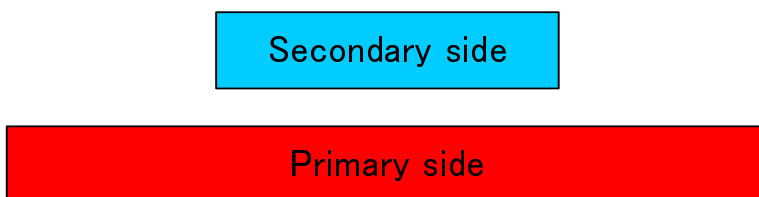


図 2.1: 回転形誘導モータの構造

一方 LIM は、図 2.2 (a) のように回転形誘導モータの回転軸を中心に平面に切り開いた構造となっている。図 2.2 (b) において駆動原理を回転形誘導モータと同様に考えると、一次巻線に多相交流電流を流すことでギャップに進行磁界を発生させ、進行磁界と二次側に流れる誘導電流の相互作用によって推進力が生じ、進行磁界の速度よりもすべりの分だけ遅れて二次側が直進運動するものである、ということができる。



(a) 図 2.1 を切り開く



(b) 短二次形 / 地上一次形 LIM の構造

図 2.2: 回転形誘導モータの構造と短二次形 / 地上一次形 LIM

LIM は一次側と二次側の関係により分類され、一次側のほうが短いものが短一次形、長いものが長一次形と呼ばれる。車両駆動用に LIM を用いる際は、巻線を持ち構造が複雑な一次側が短くなるように車両に載せ、導体板だけですむ二次側を地上に敷くことでコストを小さくできる図 2.3 の短一次形が主流である。

2.2 リニア誘導モータの端効果

回転形誘導モータも LIM 同様に切り開いた状態を考えると、回転形誘導モータは無限の長さを持つ、または両端が周期的な境界であると考えることができる。従ってギャップ中の磁界はどこで観測しても均一となる。

一方 LIM では図 2.2 のように長さが有限である、すなわち端が存在することになり、電流と磁束との関係は一次遅れの伝達関数で表現できるので両端で磁界が不均一となる。そのためギャップ中の磁界が不均一となり、諸特性に悪影響を与える。これが LIM の端効果である。これを以下の図 2.3 で説明する。

車上の一次側が左向きに進行している場合に、固定された二次側から一次巻線が作る磁束を観測することを考える。まず、これから LIM が接近してくる左側（入口端）で観測すると、車両が来るまでは観測される磁束は 0 であるが、車両が来たところで磁束が観測されることになる。それまで 0 であったところから急激に立ち上がるため、二次側導体板にはその磁束変化を打ち消すような渦電流が流れることになる。この渦電流により本来ステップ状に立ち上がるはずだった磁束は打ち消され、数百 msec のオーダの遅れをもってゆっくりと立ち上がるようになる。これが入口端効果である。

一方、LIM が離れていく右側（出口端）で観測すると、車両が存在するところでは磁束は一定の大きさで観測されているが、車両から外に出たところでは観測される磁束は 0 になる。出口側でもそれまで存在していた磁束が急激に 0 になろうとするため二次側導体板に渦電流が生じる。このため、本来はステップ状に消えるはずだった磁束は緩やかに尾を引くような形で車両の外にまで残るようになる。これが出口端効果である。ただし出口端での現象は L が小さいため入口端の現象よりも速く収束すると考えられる。また出口端においては磁気エネルギーを捨てることになるが、すでにモータの能動的機能はそこにはないためそのエネルギーを回収する手段はなく、出口端の問題を論ずる実用的意味は小さい。

入口端での磁束の立ち上がりの遅さは推進力の減少に、出口端で磁束が後ろに残ることはブレーキ力の増加となるが、上記の理由から特に入口端効果の方が性能に大きく影響を与える。

ここで一次側の移動速度を変化させて二次側の定点から磁束を観測すると、移動速度が低速の際は立ち上がった後の磁束を観測できる時間が長く、高速の際は立ち上がるまでの時間が長く観測されるようになる。従って高速になるほど観測できる磁束が小さくなるため、発生する推進力も小さくなる。すなわち、高速になるほど端効果の影響は大きくなる。

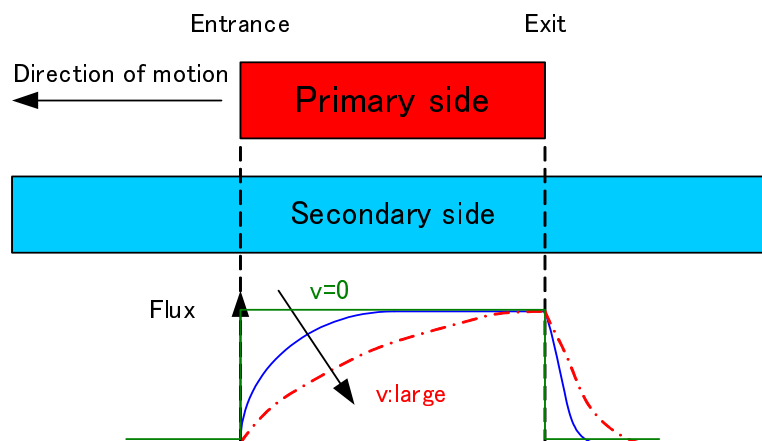
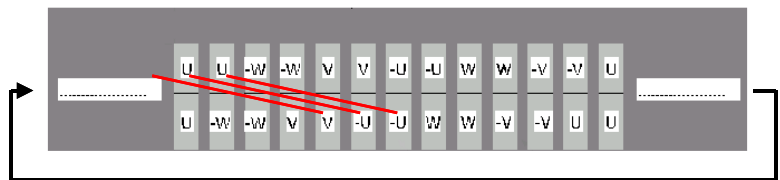


図 2.3: 公共交通で主要な短一次形 / 車上一次形 LIM とその端効果

また端が存在することにより、巻線の相互関係が不平衡になることも挙げられる。回転形誘導モータを平面に切り開いた状態では端は周期境界と考えられるため、各相の巻線間の相互結合はどこをとっても等しく三相は対称である。一方 LIM の場合は図 2.4 のように両端部と中心部の巻線の相互関係が異なるため、各相間の相互結合も異なる。そのため三相非対称性が生じる。



(a) 回転形誘導モータ



(b) LIM

図 2.4: 巻線の相互結合

2.3 回転形誘導モータのモデル化

目的の項でも述べたように、本研究の目的は LIM を回転形誘導モータの拡張モデルとして捉え、可能な限り回転形誘導モータの理論が適用できる形で LIM のベクトル制御を目指すことである。本節では LIM のベクトル制御を行う方法を考える上で基本となる、回転形誘導モータのモデルについて述べる [5][4]。

最もよく用いられる誘導モータは三相かご形誘導モータであるが、三相のままでは変数が多くなり各相の関係が複雑になるため二相 $\alpha - \beta$ 座標系に変換し、更に同期速度で回転する $d - q$ 座標系に変換することで諸量を直流として考察するのが一般的である。

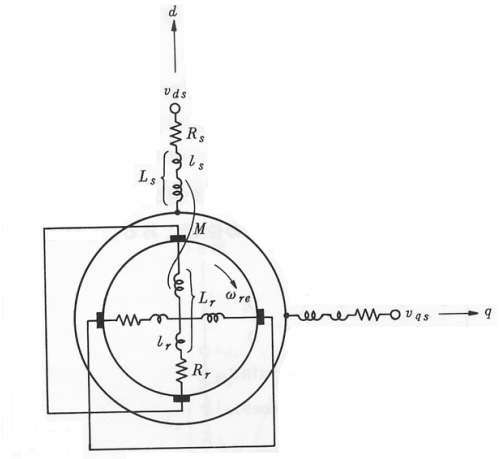


図 2.5: $d - q$ 座標系における回転形誘導モータのモデル

図 2.5 は dq 変換後の回転形誘導モータを表したものである。 Φ を磁束、 i を電流、 l を漏れインダクタンス、 M を相互インダクタンス、また添え字の 1, 2 は一次側（固定子）、二次側（回転子）、 d, q は d 軸、 q 軸の変数を表すとすると磁束 Φ は

$$\Phi_{1d} = L_1 i_{1d} + M i_{2d} \quad (2.1)$$

$$\Phi_{1q} = L_1 i_{1q} + M i_{2q} \quad (2.2)$$

$$\Phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} \quad (2.3)$$

$$\Phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} \quad (2.4)$$

と表すことができる。ここで、 L_1 、 L_2 は一次、二次自己インダクタンスであり、 l_1 、 l_2 を一次、二次漏れインダクタンスとすると

$$L_1 = l_1 + M \quad (2.5)$$

$$L_2 = l_2 + M \quad (2.6)$$

の関係がある。この時生じる電圧 v は、 R_1 、 R_2 を一次、二次巻線抵抗、 ψ を回転角度とすると

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{d\Phi_{1d}}{dt} - \Phi_{1q} \frac{d\psi}{dt} \quad (2.7)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q} + \frac{d\Phi_{1q}}{dt} + \Phi_{1d} \frac{d\psi}{dt} \quad (2.8)$$

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} + \frac{d\Phi_{2d}}{dt} - \Phi_{2q} \frac{d\psi}{dt} \quad (2.9)$$

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + \frac{d\Phi_{2q}}{dt} + \Phi_{2d} \frac{d\psi}{dt} \quad (2.10)$$

となる。式 (2.1) を式 (2.7) に代入すると、時間依存性を持つのは電流のみなので

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 L_1 i_{1q} + M \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_1 M i_{2q} \quad (2.11)$$

と表される。以下同様にしてこれらの式を整理すると、d-q 軸における電圧・電流方程式 (2.12) を得る。ここで、 ω_1 、 ω_s は一次、すべり角周波数、 p は微分演算子 $\frac{d}{dt}$ であり、 $\omega_1 = \frac{d\psi}{dt}$ である。またかご形誘導モータなので二次側に生じる電圧 v_{2d}, v_{2q} は 0 である。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega_1 L_1 & pM & -\omega_1 M \\ \omega_1 L_1 & R_1 + pL_1 & \omega_1 M & pM \\ pM & -\omega_s M & R_2 + pL_2 & -\omega_s L_2 \\ \omega_s M & pM & \omega_s L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

機械的出力 P_m は、二次側角周波数を ω_2 として

$$P_m = \omega_2 M (i_{2d} i_{1q} - i_{2q} i_{1d}) \quad (2.13)$$

また、トルク T は、極対数を P_0 として

$$T = P_0 M (i_{2d} i_{1q} - i_{2q} i_{1d}) \quad (2.14)$$

と求められる。

実際には二次側電流よりも二次側磁束を状態変数とする方が見通しがよい。式 (2.3)、式 (2.3) から

$$i_{2d} = \frac{1}{L_2} (\Phi_{2d} - M i_{1d}) \quad (2.15)$$

$$i_{2q} = \frac{1}{L_2} (\Phi_{2q} - M i_{1q}) \quad (2.16)$$

を式 (2.12) に代入し整理すると式 (2.17) の一次電流、二次磁束を状態変数とした状態方程式が得られる。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & \omega & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} & \frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} \\ \omega & -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & -\frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & \omega_s \\ 0 & \frac{MR_2}{L_2} & -\omega_s & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

ここで σ は漏れ係数であり、次式 (2.18) で表される。

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2} \quad (2.18)$$

機械的出力とトルクを二次磁束を用いて書き換えると

$$P_m = \omega_2 \frac{M}{L_2} (\Phi_{2d} i_{1q} - \Phi_{2q} i_{1d}) \quad (2.19)$$

$$T = P_0 \frac{M}{L_2} (\Phi_{2d} i_{1q} - \Phi_{2q} i_{1d}) \quad (2.20)$$

と求められる。

これらの関係をブロック線図に書き表すと図 2.6 となる。

ここで用いられる抵抗、インダクタンスなどの定数は、図 2.7 で示される、回転形誘導モータの一相当たりの等価回路における定数と同じである。従って誘導モータのモデル、更には次節で述べるベクトル制御において所望するトルクなどを得るための指令値を求める上では、これらの回路定数が必要になる。

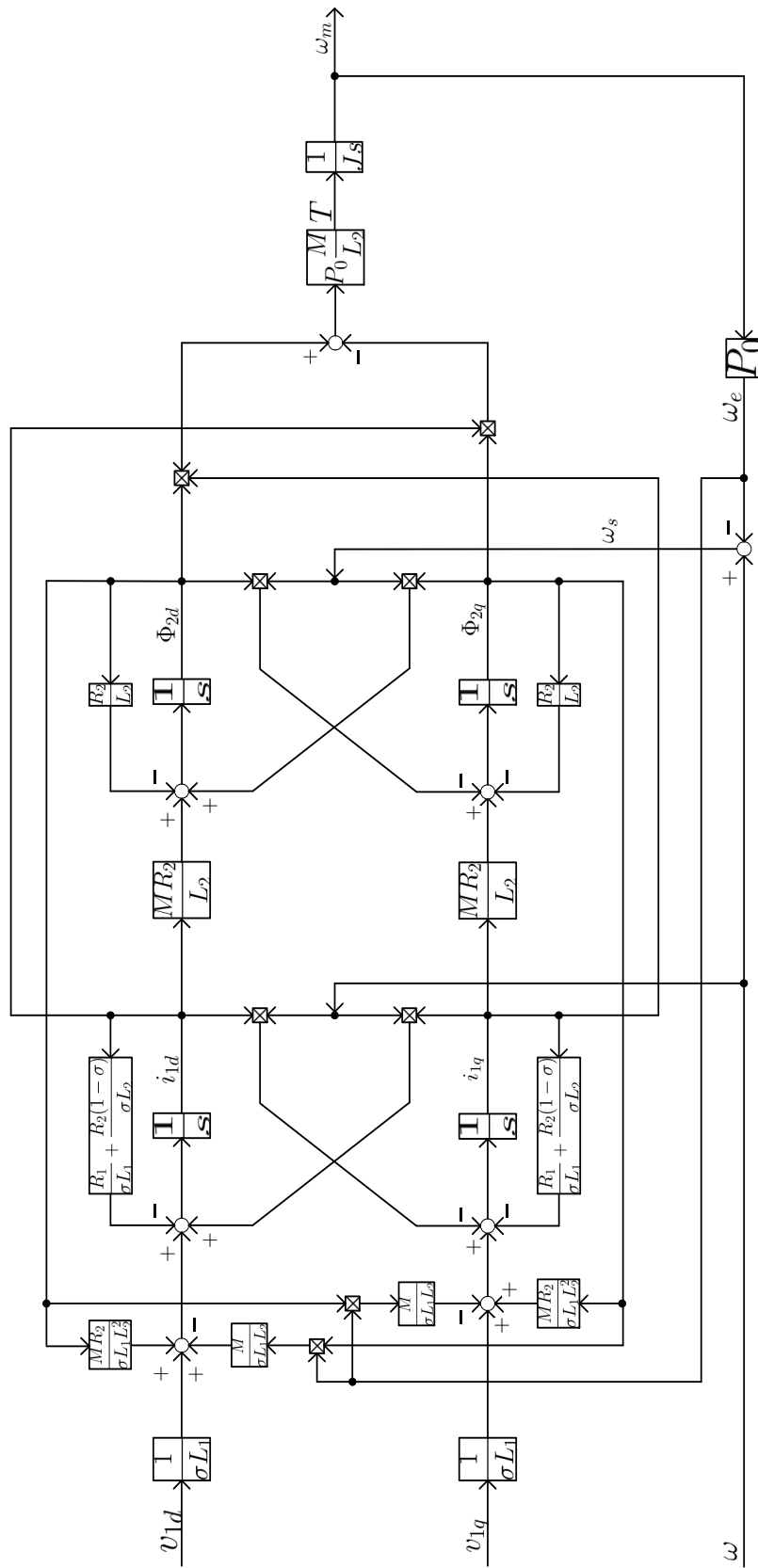


図 2.6: $d-q$ 座標系における回転形誘導モータのブロック線図

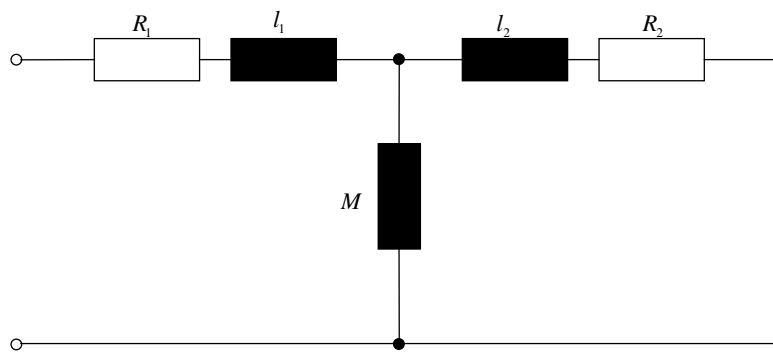


図 2.7: 回転形誘導モータの一相当たり等価回路

2.4 誘導モータのベクトル制御

直流モータでは固定子の界磁巻線に界磁電流 i_f が、回転子の電機子巻線にはブラシと整流子を介して電機子電流 i_a が流れており、界磁電流の作る磁束 $\Phi_f (\propto i_f)$ と電機子電流の角度が常に機械的に直交関係を保つようになっている。従って、瞬時トルク T は K を構造によって決まる比例定数として、

$$T = K i_f i_a \quad (2.21)$$

となり、瞬時トルクは i_f と i_a の積に比例する。ここで i_f を一定に保つと、 i_a の瞬時値を電機子電圧により制御することでトルクを数 msec オーダの小さな遅れのみで制御することができるため、一般的に直流モータは制御性がよいと言われる。

誘導モータにおいては、式 (2.20) より、 $\Phi_{2q} = 0$ となるように制御すれば、トルクは

$$T = P_0 \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} i_{1q} \quad (2.22)$$

となり、 Φ_{2d} を一定値 Φ_2 に保てば i_{1q} に比例することが分かる。これらの条件を満たすには、式 (2.3)、(2.4) から

$$\Phi_2 = M i_{1d} + L_2 i_{2d} \quad (2.23)$$

$$0 = M i_{1q} + L_2 i_{2q} \quad (2.24)$$

$$\therefore i_{2q} = -\frac{M}{L_2} i_{1q} \quad (2.25)$$

式 (2.12) の第 3 行と式 (2.25) から

$$i_{2d} = -\frac{pM}{R_2 + pL_2} i_{1d} \quad (2.26)$$

従って二次鎖交磁束は

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \frac{MR_2}{R_2 + pL_2} i_{1d} \\ &= \frac{M}{1 + p\tau_2} i_{1d} \end{aligned} \quad (2.27)$$

となる。ここで、 τ_2 は二次側時定数であり、

$$\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} \quad (2.28)$$

である。式 (2.27) より、 Φ_2 は i_{1d} に対して百 msec オーダの大きな時定数 τ_2 の遅れをもって立ち上がるので、その過渡現象を回避し Φ_2 を一定値にすれば、トルク T は i_{1q} に対して瞬時に応答することができる。式 (2.27) から

$$i_{1d} = \left(1 + p\frac{L_2}{R_2}\right) \frac{\Phi_{2d}}{M} \quad (2.29)$$

となるので、指令値としては

$$i_{1d}^* = \frac{\Phi_{2d}^*}{M} \quad (2.30)$$

を与えればよいことが分かる。

また、 $\Phi_{2q} = 0$ とするにはすべり周波数を

$$\omega_s = \frac{R_2 M}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (2.31)$$

と制御すればよい。

第3章 端効果を考慮したLIMの等価回路

3.1 LIMの等価回路

2章で、誘導モータのベクトル制御を行うには正確な回路定数が必要であることを述べた。回転形誘導モータは回転速度による特性の変化はないため、等価回路の各回路定数は速度によらない定数として扱われる。一方LIMは端効果の影響により機械的速度によって推進力が変化する。従ってLIMの等価回路を決定するには速度依存性を考慮する必要がある。

図2.7は回転形誘導モータの一相あたり等価回路であるが、本研究ではこの回路をLIMの等価回路として適用することを考える（なお、一次巻線のインピーダンスは二次側とは別に測定できるので、ここでは0として扱う）。回転形誘導モータでは R_0 などの回路定数は一定であるが、LIMの等価回路として適用するには端効果を考慮に含める必要があるため、本研究では端効果が機械的速度 v の関数であると仮定する。すなわち各回路定数が速度の関数として表現できるものと考え、 $R_0(v)$ のように扱うこととする。従って、本研究で考えるLIMの等価回路は図3.1に示されるものとなる。なお、一般的な回転形誘導モータと同様に鉄損は0として扱い、また2章で M と表現した一次、二次間の相互インダクタンスを L_0 と表記する。

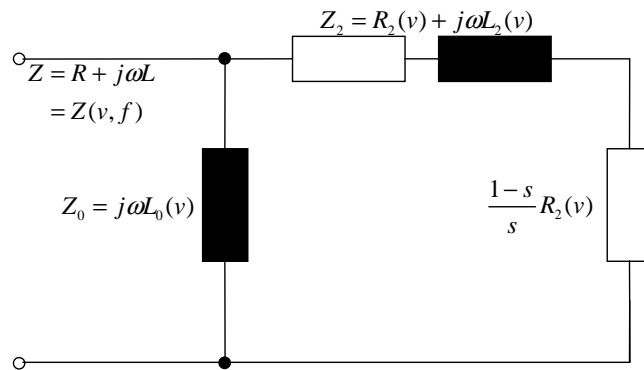


図 3.1: 速度の関数として表したLIMの等価回路

回転形誘導モータの場合は三相平衡状態を考えるため、各相の等価回路が同一であり一相当たりの等価回路として扱うことができる。LIMの場合は巻線の構造が三相で対称になっておらず、三相不平衡状態が生じるため、各相ごとに等価回路を考える必要がある。しかし車両駆動用LIMとして考えた場合には、1つのインバータに対して複数のLIMを接続するのが一般的であり、各LIM間は図3.2のように相順を変えて接続されるため、三相の不平衡はある程度打ち消されると考えることが可能である。そこで本研究では各相ごとの等価回路を作成し、各相の等価回路定数の平均を取ることで、三相不平衡を無視して扱う。

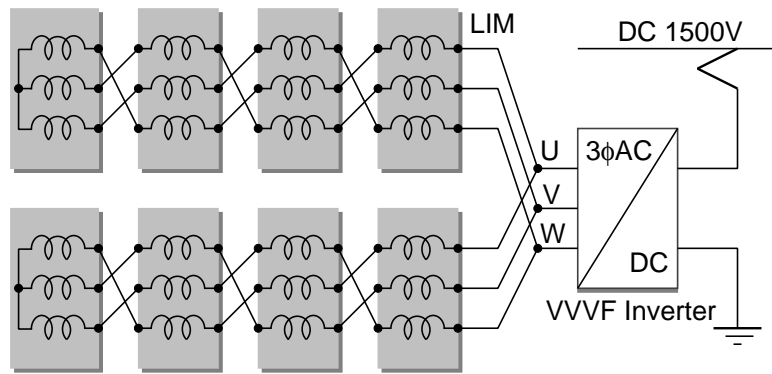


図 3.2: インバータから見た LIM の結線例 [6]

3.2 回転形誘導モータの回路定数の同定法と LIM へ適用する際の問題点

図 2.7 に示す回転形誘導モータにおいては各回路定数は速度依存性がないため、一次巻線以外の回路定数は図 3.3 (a) に示すようにすべり 0 の無負荷状態と、(b) のすべり 1 の拘束状態という 2 つの動作点でインピーダンスを測定することで決定される。

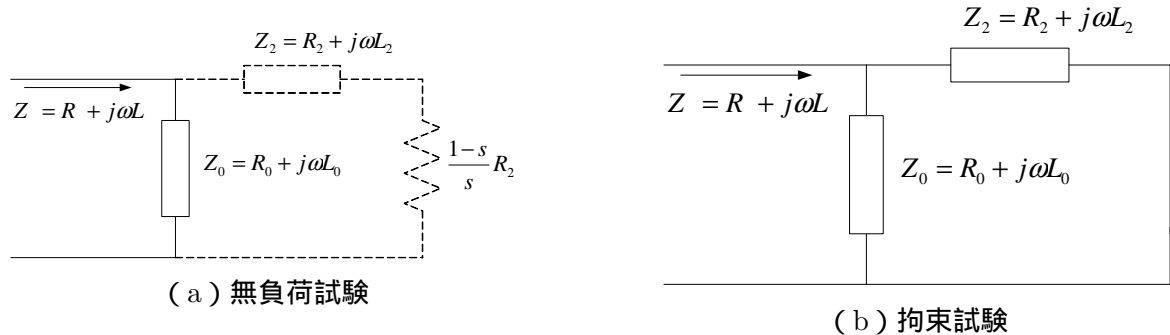


図 3.3: 回転形誘導モータの回路定数の伝統的な同定法

しかし、速度依存性を考慮した LIM の等価回路は、機械的速度によって回路定数が変化するため、各速度ごとに測定を行う必要がある。さらに、LIM は回転形誘導モータと同様のすべり数%という状態で運転すると、端効果が顕著となり効率が悪くなるため、すべり十数%程度を動作点として使用している。したがってすべり 0、1 という状態は通常の動作点からは大きく離れ、これによって決定される等価回路では各種特性を十分に反映させることが不可能である。

このことは特に実車による測定を行う際に問題となる。回転形誘導モータはどんなに高速になろうともその場に設置して回転させるだけで測定を行うことができるが、LIM では高速で走行する状態で測定を行うためにはそれだけの長さを持った線路などの設備が必要となり、非現実的である。これらの問題を解決するためには、可能な限り低速で、かつ実際に走行する状態に近い条件で測定を行った結果から回路定数を求める方法を考えることが必要である。

3.3 リニア誘導モータの回路定数の同定法の提案

3.2 節の考察により、通常のリニア誘導モータの回路定数の同定法をそのまま LIM の等価回路に適用することは不可能である。そこで、本節では実際の走行状態で使用する動作点、すなわち実用的な範囲での動作点における測定に基づいた回路定数の同定法を提案する。

3.3.1 回路定数同定のための測定データの生成 - 二次元差分法

ここで、本研究で用いる測定データについて説明する。本研究の目的の1つとして、実車を走行させて測定を行った結果から等価回路を同定するということがあるが、その方法論を確立するためにはどのような測定を行えばよいかを示す必要がある。しかし、実車による測定は3.2 節で述べたように手間が非常に大きいため、多くのデータを得ることができない。そこで本研究においては実車による測定に代わるものとして、電磁界解析を用いることとする。

端効果を考慮した LIM の解析方法としては、山村のフーリエ級数法 (Fourier transformation technique)、野中の空間高調波法 (Space Harmonic Technique)、有限要素法 (Finite Element Method)、有限差分法 (Finite Difference Method) などが挙げられる。LIM はその構造から格子点状に領域を分割する有限差分法により精度よく端効果を考慮した解析が可能であるため、本研究では二次元差分法により電磁界解析を行い、これを実車を用いた走行試験に代える。ここで三次元でなく二次元としたのは、進行方向に対する端効果を議論するなら二次元解析が有用であり、不必要に計算コストを大きくする三次元解析を避けるためである。図 3.4 に車両駆動用 LIM の例として HSST-200 型 LIM の解析モデルを示す [7]。この車両は最高速度 200km 程度を想定して設計されたものである。図中左右方向 (x 方向) が進行方向、紙面奥行き方向 (z 方向) が枕木方向となる。

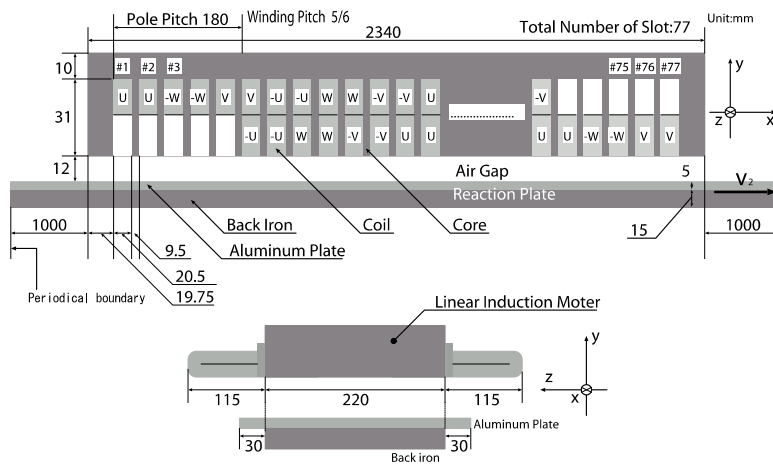


図 3.4: LIM の解析モデル (HSST-200 型)

このモデルに対して、マクスウェル方程式から導出される次の基礎方程式 (3.1) を解くことでベクトルポテンシャル A を求め、電流、電圧の関係からインピーダンスを求めることができる。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu_y \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu_x \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_0 + \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + v_2 \frac{\partial A}{\partial x} \right) \quad (3.1)$$

ここで σ は導体板の導電率、 ν は透磁率、 J_0 は強制電流密度、 v_2 は一次側と二次側との間の相対速度である。

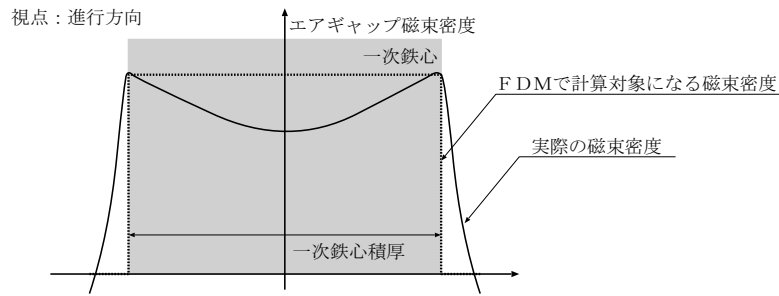


図 3.5: LIM の枕木方向の磁束密度分布 [6]

二次元解析なのでベクトルポテンシャル A は z 方向にのみ存在し、その大きさは z 方向の位置によらず一定として扱うが、実際の LIM では図 3.5 のように z 方向にも位置に依存して物理量の大きさが変わる。これを縁効果 (Edge-effect) と呼ぶ。

縁効果を考慮するには三次元解析を行うか、簡易的にはリアクションプレートの導電率を補正することで二次元解析でも縁効果を含めることができる。本研究では端効果に主眼を置いたため、縁効果に関しては導電率の補正のみを行うこととする。そのため、実際の LIM と比較すると推進力などの特性においてその大きさに差が生じることとなるが、まずは電磁界解析から得られる特性と等価回路から求められる特性が一致することのみを目指し、電磁界数値解析と実際の LIM との照合は議論の対象外とする。図 3.6 にその関係図を示す。

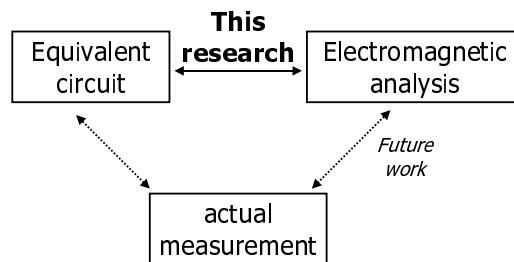


図 3.6: 本研究における対応関係

3.3.2 等価回路の同定法 - 最適化問題への帰着

本研究で用いる LIM 等価回路と従来の回転形誘導モータの等価回路の形は同じである。従って一次側から見たインピーダンスについて、測定を行って得た結果と等価回路から計算されるものが同じになるように回路定数を決める、という基本的な考え方は回転形誘導モータの回路定数の同定法と同じである。

まず、同定に用いる動作点としては、実際に使用するすべりの領域を用いることとする。前述のように 2 つの動作点を用いれば、図 3.1 の回路定数を決めることができるが、本研究においては実用する領域において精度よく特性を表現するため、各速度ごとに力行側、回生制動側の動作点近辺から複数点を回路定数決定のための参照点として選ぶ (ここでは例として力行側 3 点、回生制動側 3 点ずつの計 6 点を用いて説明する)。この 6 点の周波数 f を f_1, f_2, \dots, f_6 とする。本研究で対象とする HSST-200 型については、解析を行う速度と各速度ごとの周波数を表 3.1 のように定める。HSST-200 では力行時はすべり周波数 12.5Hz、回生制動時は同 -12.5Hz で走行するので、各速度ごとにすべり周波数 $\pm 12.5\text{Hz}$ となる周波数を中心とし、 $\pm 1\text{Hz}$ ずらした点を用いる。

表 3.1: 解析を行う速度と周波数

speed(km/h)	frequency(Hz)					
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
0	11.5	12.5	13.5	-11.5	-12.5	-13.5
10	19.2	20.2	21.2	-3.8	-4.8	-5.8
20	26.9	27.9	28.9	3.9	2.9	1.9
40	42.4	43.4	44.4	19.4	18.4	17.4
60	57.8	58.8	59.8	34.8	33.8	32.8
80	73.2	74.2	75.2	50.2	49.2	48.2
100	88.7	89.7	90.7	65.7	64.7	63.7
120	104.1	105.1	106.1	81.1	80.1	79.1
140	119.5	120.5	121.5	96.5	95.5	94.5
160	135.0	136.0	137.0	112.0	111.0	110.0
180	150.4	151.4	152.4	127.4	126.4	125.4
200	165.8	166.8	167.8	142.8	141.8	140.8

次に、各速度においてその6点における実機による測定、または電磁界解析を行い、インピーダンスを測定する。ここでは実機による測定の際の取り扱いを容易にするため、インピーダンスは複素数 $Z = R + jX$ ではなく、絶対値と力率 $\cos \phi$ として扱う。一方、各回路定数は機械的速度の関数であると仮定しているため、ある速度 v における回路定数を $R_0(v), L_0(v), R_2(v), L_2(v)$ と適当に定めれば、一次側から見たインピーダンスの絶対値、力率 $\cos \phi$ を図 3.7 のように速度一定の条件下での周波数 f の関数として描くことができる。

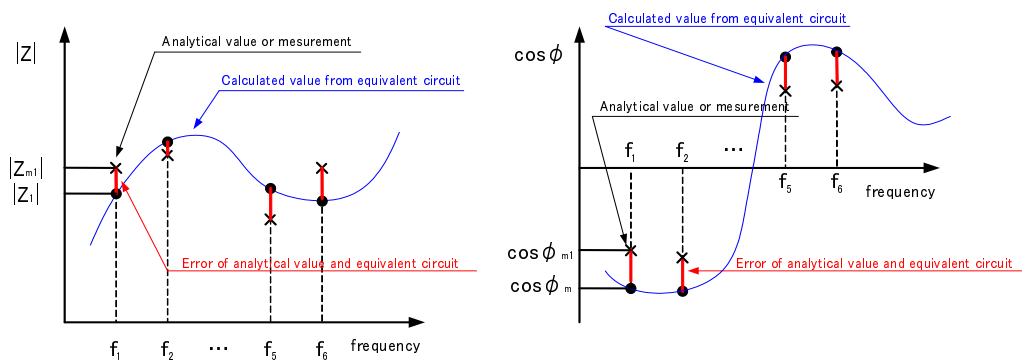


図 3.7: 解析値と等価回路による計算値の誤差

この等価回路から計算されるインピーダンスの絶対値、力率と上記の6点における解析値・測定値との差が充分小さければ、図 3.1 の等価回路によって実用上の範囲で LIM の特性が表現可能であると考えられる。すなわち、等価回路による計算値と解析値の誤差を最小とする R_0, L_0, R_2, L_2 を定めればよく、インピーダンスの絶対値と力率の2つの目的を最適化する多目的最適化問題となる。これは、次のように定式化される。

先に選んだ6点 $f_i (i = 1, 2, \dots, 6)$ における解析値・測定値による絶対値を $|Z_{mi}|$ 、力率を $\cos \phi_{mi}$ とし、

等価回路から計算される絶対値を $|Z_i|$ 、力率を $\cos \phi_i$ とすると、目的関数 F は

$$F = \sum_{i=1}^6 \left\{ \alpha \left(\frac{|Z_{mi}| - |Z_i|}{|Z_{mi}|} \right)^2 + (1 - \alpha) \left(\frac{\cos \phi_{mi} - \cos \phi_i}{\cos \phi_{mi}} \right)^2 \right\} \quad (3.2)$$

と表される。第1項はインピーダンスの絶対値、第2項は力率の誤差を表現しているが、それぞれ単位が異なる項目なので正規化し、二乗誤差の割合の和を取り表現される。また第1項の係数 α 、第2項の係数 $(1 - \alpha)$ はそれぞれ絶対値、力率の誤差という2つの目的を単一の目的関数に帰着させるための重み係数であり、

$$0 \leq \alpha \leq 1$$

を満たしている。 α が0に近いほど力率を重視し、1に近いほど絶対値を重視した目的関数となる。本研究においては、絶対値・力率ともに精度よく表現する必要があるため、両方の重み係数が等しくなるよう

$$\alpha = 0.5$$

とする。

式(3.2)の目的関数の最小化には、数値計算ツール MATLAB の Optimization toolbox にある関数 `fminunc` を利用する。この関数は与えた初期値から探索を開始し、多変数関数の最小値を求めるものである[8]。与える初期値は次のように決める。

等価回路定数を求めるための速度を n 個選び、それらを v_1, v_2, \dots, v_n とする。これらの速度の間には

$$0 \simeq v_1 < v_2 < \dots < v_n$$

の関係があるとする。表3.1の例では、 $n = 12$ となり $v_1 = 5(\text{km/h}), \dots, v_{12} = 200(\text{km/h})$ である。

まず、3.2の回転形誘導モータと同様の方法により最も低い速度 v_1 における回路定数を求め、これを速度 v_1 における探索の初期値とする。これは、低速においては端効果の影響は小さいため、回転形誘導モータと LIM を同様に扱っても問題ないと考えられるからである。この初期値を基に最適化計算を行い、目的関数 F を最小とする回路定数 $R_0(v_1), L_0(v_1), R_2(v_1), L_2(v_1)$ を求める。なお、本研究では電磁界解析において鉄損を考慮しないため、 R_0 は常に0であるとして扱う。

次に、速度 v_1 における最適値を速度 v_2 での探索の初期値とし、速度 v_2 での回路定数を決定する。以下同様に図3.8に示す順で速度 $v_m (m = 1, 2, \dots, n - 1)$ での誤差を最小とする回路定数を、速度 v_{m+1} における探索の初期値として用い、各速度の回路定数を逐次決定する。

これは `fminunc` による探索を行う上では初期値が可能な限り最適値の近傍にある方が良い結果を与えることと、回路定数を決定する速度を選ぶ際にその刻み幅が適度に小さければ、 v_m における回路定数と v_{m+1} における回路定数が大きく異なることはない、すなわち v_m の回路定数が v_{m+1} での探索における最適値の近傍に存在すると考えられるためである。またこのようにすることで、速度 v_{m+1} の回路定数を探索する際に v_m の情報が含まれるため、毎回の探索は離散的であっても全体としては速度軸方向に連続的に回路定数を決めることが可能である。

以上により、速度の標本点における回路定数が速度の連続関数になっているという仮定に矛盾しないように決定される。

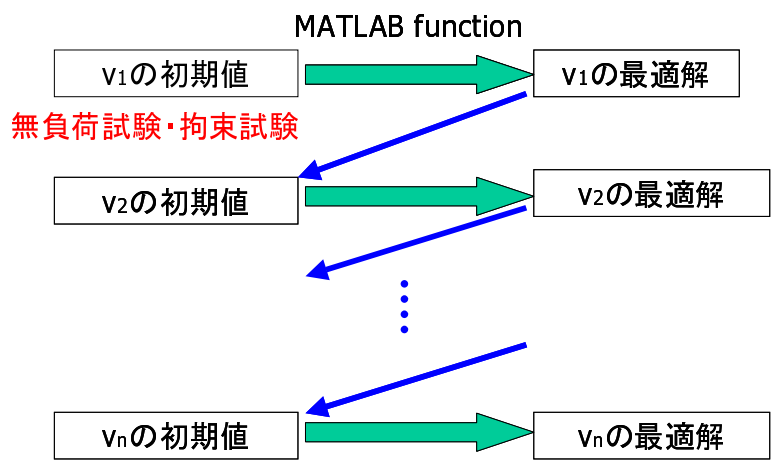


図 3.8: 回路定数同定の手順

3.4 等価回路による特性

3.4.1 速度の離散値として求めた等価回路

3.3 節の方法により、HSST-200 型 LIM について各速度ごとに同定を行った結果得られた u 相分の等価回路定数の速度特性を図 3.9 に、インピーダンスの絶対値と力率を図 3.10 に示す。

図 3.10 においてそれぞれの実線が各速度ごとに求めた等価回路による特性であり、図中左から v_1, v_2, \dots, v_n となっている。また丸印は表 3.1 に示した実用上の動作点で行った電磁界解析の結果である。すなわち図 3.7 における $|Z_{mi}|$ や $\cos \phi_{mi}$ に相当するものであり、等価回路による計算値と電磁界解析の値はほぼ一致していることから実用上の領域においては求めた等価回路によりインピーダンスの特性が適切に表現されていることが分かる。

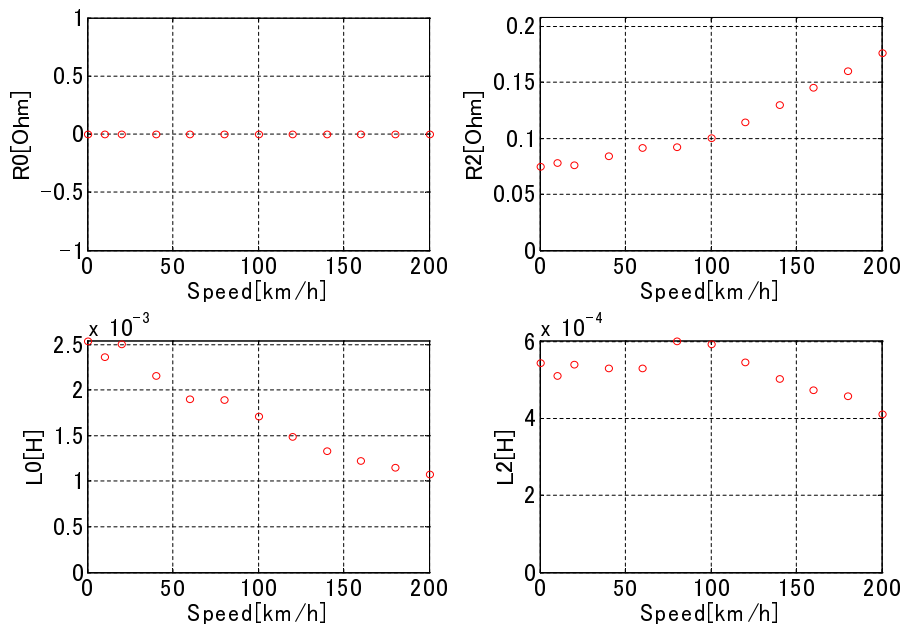
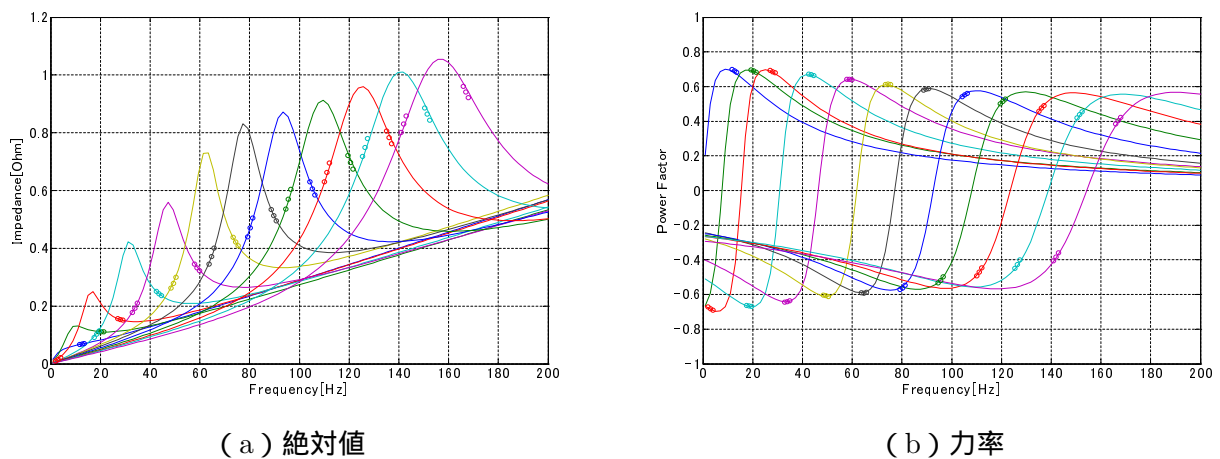


図 3.9: 等価回路定数の速度特性 (u 相分)



(a) 絶対値

(b) 力率

図 3.10: 等価回路によるインピーダンス

図 3.9 から、 L_0 は速度の上昇につれて小さくなり、 R_2 は大きくなっているが、これは定性的には次のように説明できる [9]。端効果の影響で高速になるほど推進力は低下するが、これは 2 章で述べたように、高速になるほど磁束の立ち上がりが遅くなり、二次側の鎖交磁束が小さくなるためである。すなわち、励磁インダクタンス L_0 が小さくなることで表現される。また、磁束変化を打ち消す渦電流も高速になるほど大きくなるため、損失が大きくなる。従って R_2 が速度の増加とともに大きくなると考えられる。一方 L_2 に関しては速度との間に明確な相関関係がないといえる。

また、等価回路定数について三相分すべてを図示すると図 3.11 のようになる。丸印が u 相、罫印が v 相、星印が w 相を示している。三相とも数%の差があることから三相不平衡は存在しているものの、それほど大きな差であるとは言えないため、これ以降は前述の通り三相の平均をとることで不平衡を無視して扱うこととする。

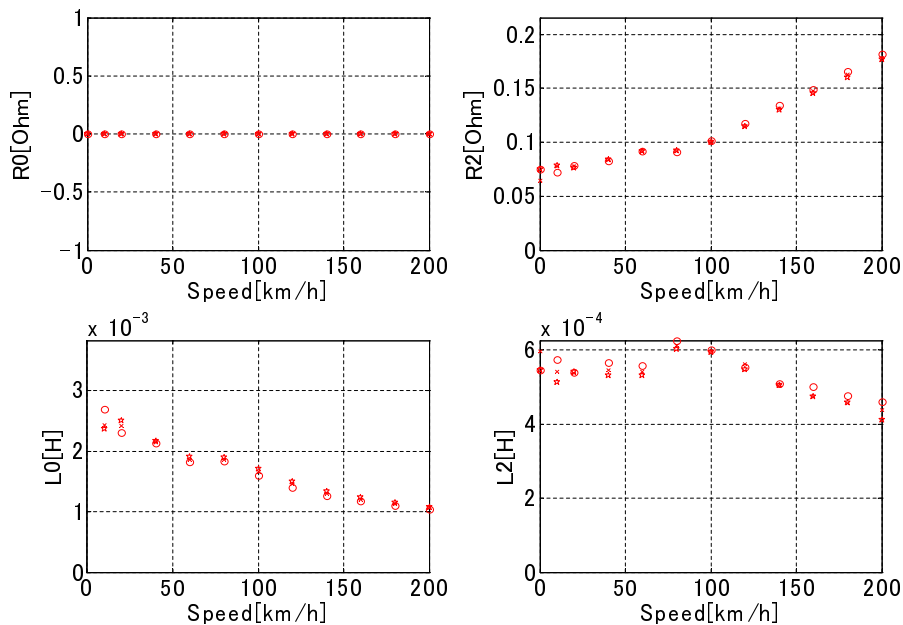


図 3.11: 等価回路定数の速度特性 (三相分)

図 3.12 は電磁界解析、等価回路により計算される推進力、その時の電流、すべり周波数を示したものである。すべり周波数は 12.5Hz 一定、電流は 400A 一定として設定しているため、従来の回転形誘導モータであればトルクも一定となる。一方 LIM の場合は端効果により高速になるほど推進力が低下するが、その特性が表現されていることが分かる。電磁界解析と等価回路による推進力を比較すると、等価回路の方が絶対値で約 200N、誤差率で最大 7%ほど大きくなっているが、概ね電磁界解析の結果と一致しており、提案した速度の関数として表現した等価回路とその同定法が有効であると言える。

3.4.2 速度の連続関数として求めた等価回路 - 関数の選び方

3.4.1 の等価回路定数はあくまでも速度に対して離散的に求めただけであるので、実際に制御を行うためのモデルを考えるには連続な関数とする必要がある。3.4.1 の検討では回路定数を求める速度を 12 点選んだので、単純に多項式で補間することを考えれば 12 次関数までは採用することが可能である。補間関数の次数を上げると極値の数もそれに応じて増えるために補間関数が波打ってしまう原因となるが、図 3.9 から速度に対する傾向を見るとそれほど複雑な関数にする必要はない。また実車の走行試験を

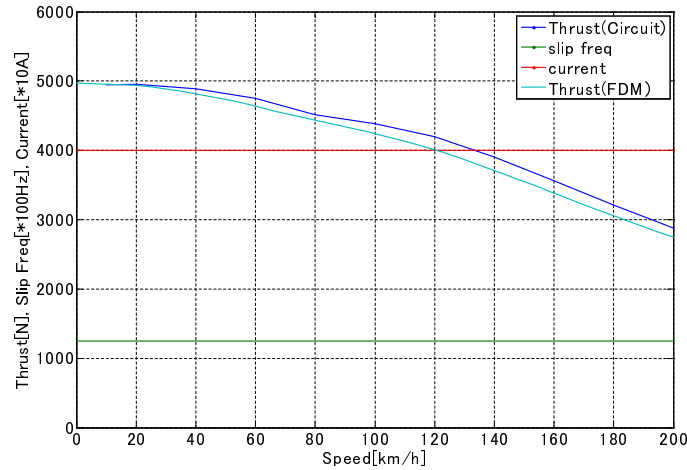


図 3.12: 推進力の速度特性

行う際にはそもそも高速での試験が困難であるため、可能な限り低速で試験を行った結果から高速時の特性も単純な関数として推定できることが望ましい。従って「簡単な連続関数」、すなわち低次の多項式で、「可能な限り低速時の結果から高速時の特性も推定可能な」関数と、また電磁界解析を行う速度の参照点を選ぶ必要がある。

図 3.13 から 3.15 は最小二乗法により前節で得た回路定数を全速度領域に渡ってそれぞれ二次、三次、四次関数により連続関数とした時のインピーダンスの特性である。いずれの関数も実用上の領域においては電磁界解析の値とほぼ一致しており、また各関数同士の差は 5% 以内に収まっている。

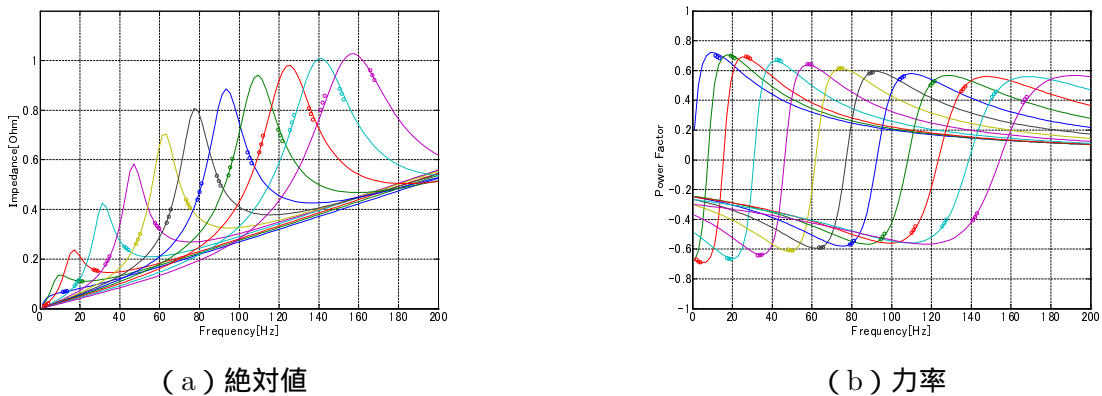
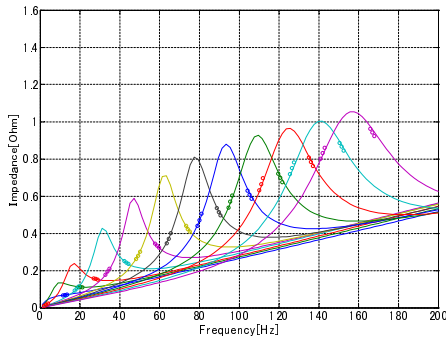


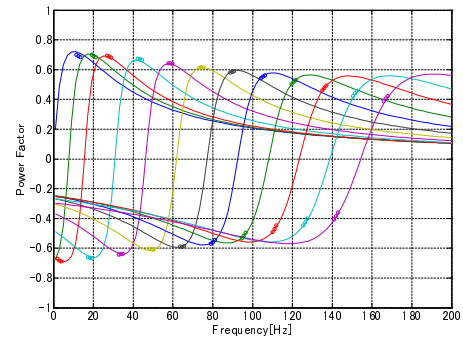
図 3.13: 二次関数で近似した場合のインピーダンス

また図 3.16 はその時の回路定数の近似曲線を、図 3.17 は前節同様すべり周波数を 12.5Hz、電流を 400A とした時の推進力を示したものであり、丸印が速度の離散値として求めた場合、実線が二次関数、破線が三次関数、一点鎖線が四次関数である。また、図 3.17 の点線は電磁界解析による値である。

回路定数については R_2 と L_0 はいずれの関数もほぼ一致しており、 L_2 では四次関数で求めたものが他の 2 つと若干の差が生じているが、もともと L_2 は速度に対する相関が明確ではないため特性に大きな影響を与えるものではないと考えられる。推進力はいずれの関数でも約 300N、8% 程度の差で特性を表現できており、これらの多項式で近似することは有効であるが、どの関数でも電磁界解析、及び他の関数と大きな差はないため、簡単な関数を選ぶという前述の考え方から二次関数による近似が適切である。

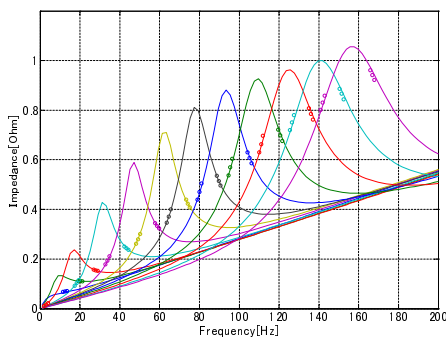


(a) 絶対値

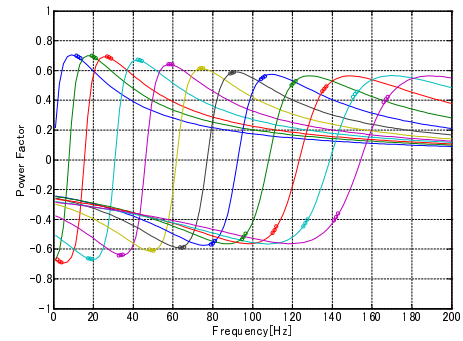


(b) 力率

図 3.14: 三次関数で近似した場合のインピーダンス



(a) 絶対値



(b) 力率

図 3.15: 四次関数で近似した場合のインピーダンス

3.4.3 速度の連続関数として求めた等価回路 - 参照する速度の選び方

次に、二次関数で最小二乗近似を行う場合、どの速度における値を用いればよいかを考える。電磁界解析を用いるでも実車による測定を用いる場合でも、参照する点数が少ない方がコストや手間が小さくなる。二次関数なので少なくとも3点を選ぶ必要があるため、まずは全速度領域からバランスよく低速時、中速時（定格速度）、高速時からそれぞれ1点ずつ選ぶ。具体的には10km/h, 140km/h, 200km/hを用いた。この時のインピーダンス、回路定数及び推進力の特性を図3.18に示す。

図3.18(c)から、近似関数を求める際に用いていない速度においても回路定数はほぼその曲線上にあることが分かる。そのため実用上の領域におけるインピーダンスは前節までと同様一致している。その結果、すべり周波数一定、電流一定における推進力の電磁界解析との誤差は300N、8%以内に収まっており、すべての速度において二次関数で近似した時と同程度の誤差で特性を表現可能である。すなわち、少数の点での解析を基にして広い速度領域での特性を表現できており、電磁界解析の計算コストや、実機による測定を行う際の負荷を削減することが可能であると言える。

電磁界解析では解析を行う速度によってその計算コストが変化するため、解析を行う点数を削減できれば単純にコストも小さくすることができる。しかし実車における測定では同じ点数で測定を行うとしても速度が大きいくほど難しくなるため、近似関数を求める際に用いる速度をどの程度まで低くしても高速時の特性を表現できるかを考える。

図3.19はそれぞれ60km/hまで、100km/hまでの解析結果から二次関数により近似した回路定数の速度特性である。60km/hまでを用いた場合では、速度に対して概ね下に凸な特性を持っている L_0 を上凸な関数で近似してしまっているため、高速域では速度の離散値として求めた等価回路定数の値と大きくずれてしまっている。また、100km/hまでを用いた近似でも、100km/h以上では速度の増加とと

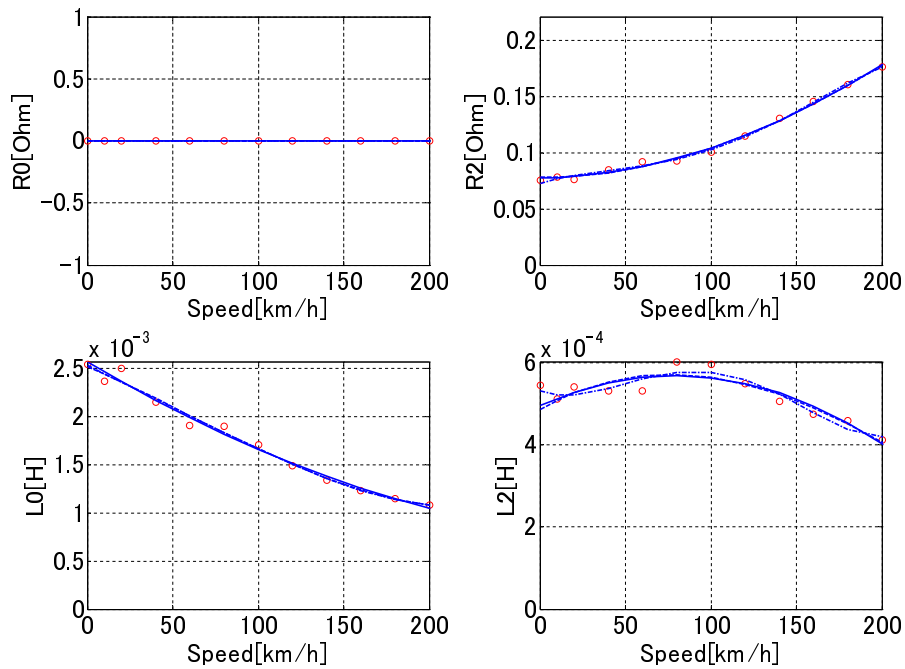


図 3.16: 等価回路定数の速度特性 (二次・三次・四次関数)

もに減少傾向を示している L_2 に対して逆に増加するような関数を与えてしまっているため、高速域での特性には大きな誤差が生じる。

次に、定格速度である 140km/h までの解析結果から二次関数により近似したものが図 3.20 である。等価回路定数の近似関数は、100km/h までを用いた近似よりも速度の離散値として求めた時の回路定数の特性をよく表現できていることが分かる。その結果、インピーダンスの誤差が最も大きいのは考慮に含まれた範囲内で最高速度となる 200km/h の時で 15% となったが、それ以外の速度では 10% 以内に収まっている。また、推進力は最大 300N、8% の誤差となっており、すべての速度における回路定数を用いて近似関数を求めた時と同程度である。従って、高速域での特性を推定するには、少なくとも定格速度付近までの情報が必要であるといえる。

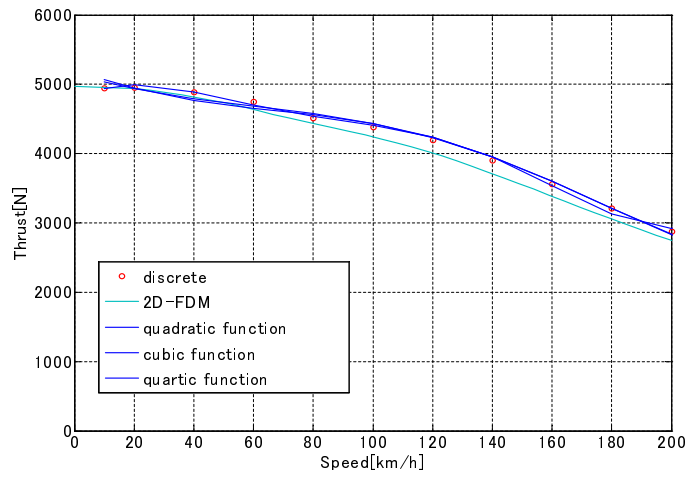
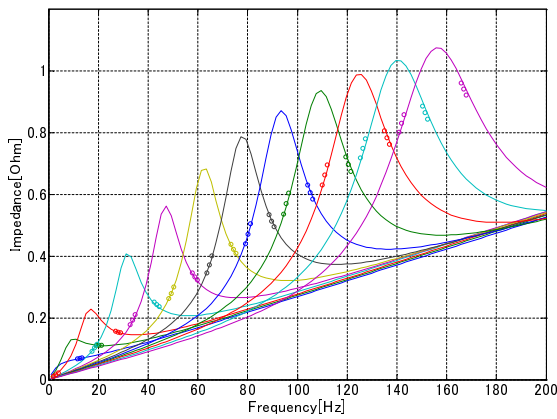
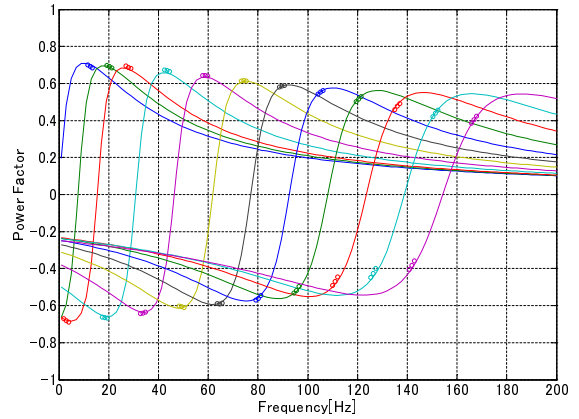


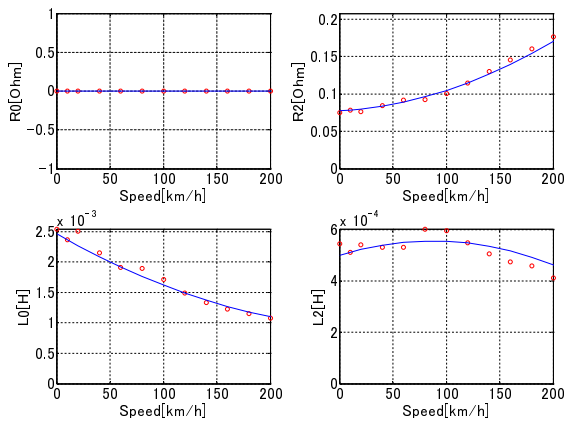
図 3.17: 推進力の速度特性 (二次・三次・四次関数)



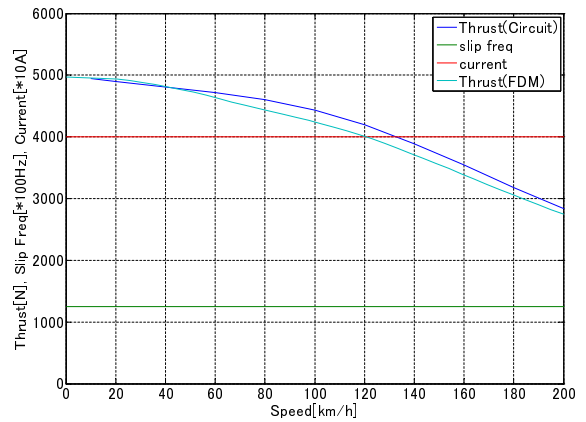
(a) インピーダンスの絶対値



(b) インピーダンスの力率

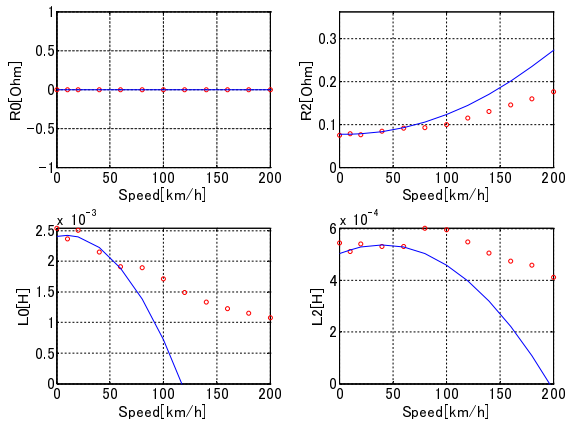


(c) 等価回路定数の速度特性

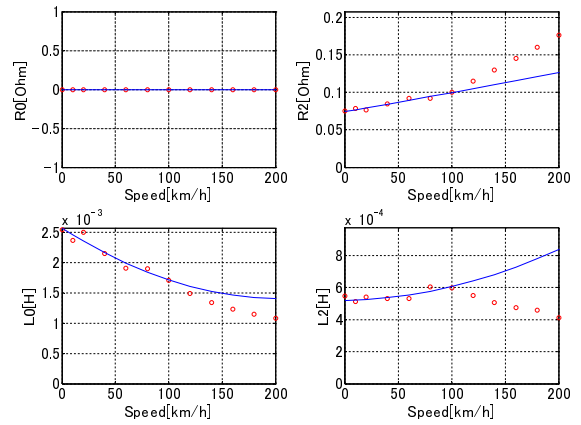


(d) 推進力の速度特性

図 3.18: 低、中、高速の3点で二次関数で近似した場合の諸特性

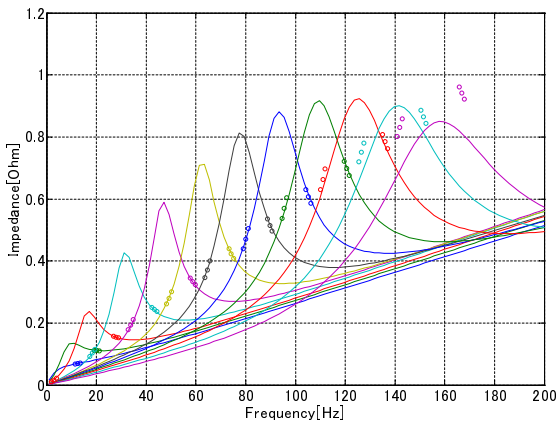


(a) 60km/hまでの結果からの近似

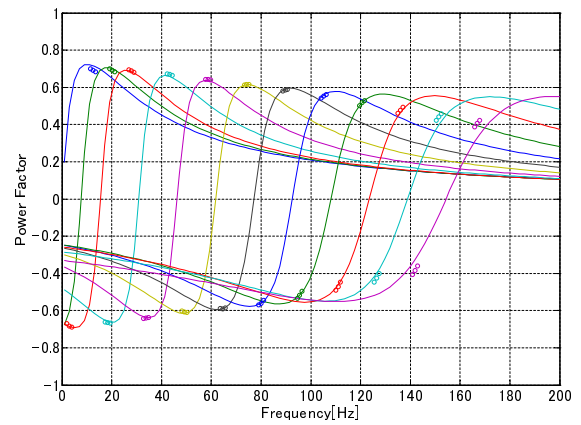


(b) 100km/hまでの結果からの近似

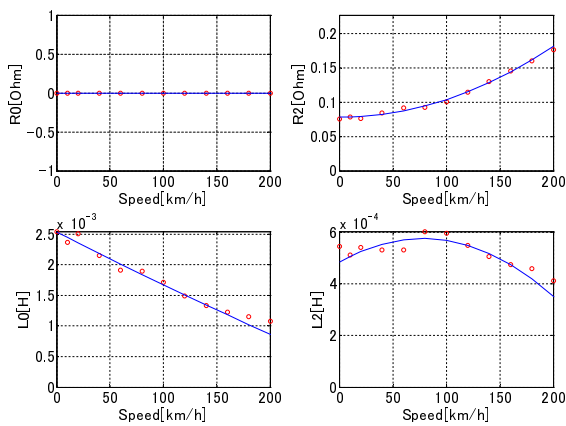
図 3.19: 低速時の解析から求める回路定数の近似関数



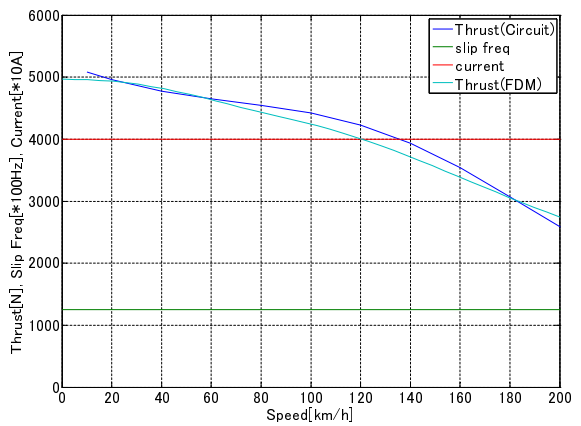
(a) インピーダンスの絶対値



(b) インピーダンスの力率



(c) 等価回路定数の速度特性



(d) 推進力の速度特性

図 3.20: 140km/hまでの解析から近似した二次関数による諸特性

3.5 提案した同定法の適用例 - 都市内交通用 LIM

3.4 節までは最高速度 200km/h の都市近郊鉄道用の LIM を用いた検討を行ったが、本節では LIM により駆動する別の車両として最高速度 100km/h 程度の都市内交通用 LIM について提案した同定法を適用し、その有効性を検証する。

表 3.2: 解析を行う速度とすべり周波数

	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8	v_9	v_{10}	v_{11}	v_{12}	v_{13}	v_{14}
speed(km/h)	5	10	15	20	25	30	35	40	50	60	70	80	90	100
slip frequency(Hz)	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.5	3.7	4.3	5.0	5.7	6.3	7.0

表 3.2 は等価回路定数を求めるために電磁界解析を行った 14 点における速度と、実用上の動作点となるすべり周波数である。HSST-200 型車両では速度によらずすべり周波数は一定で駆動されるが、ここで用いる都市内交通用 LIM は定格速度である 40km/h 以上においてはすべり周波数を徐々に大きくし、すべり率を一定として駆動される、いわゆる弱め界磁制御を行う。

3.5.1 速度の離散値として求めた等価回路

図 3.21 に、速度の離散値として求めた等価回路定数の速度特性を示す。HSST-200 型の時と同様、速度の上昇につれて R_2 は増加、 L_0 は減少するという特性を示しており、鎖交磁束の減少分を L_0 が、渦電流による損失の増加を R_2 が表現することで端効果を表現可能であるといえる。また、 L_2 は定格速度付近までは一定値、それ以上では下に凸な放物線状の特性を示しており、HSST-200 型の時と同様速度に対して一貫した明確な相関関係がない。

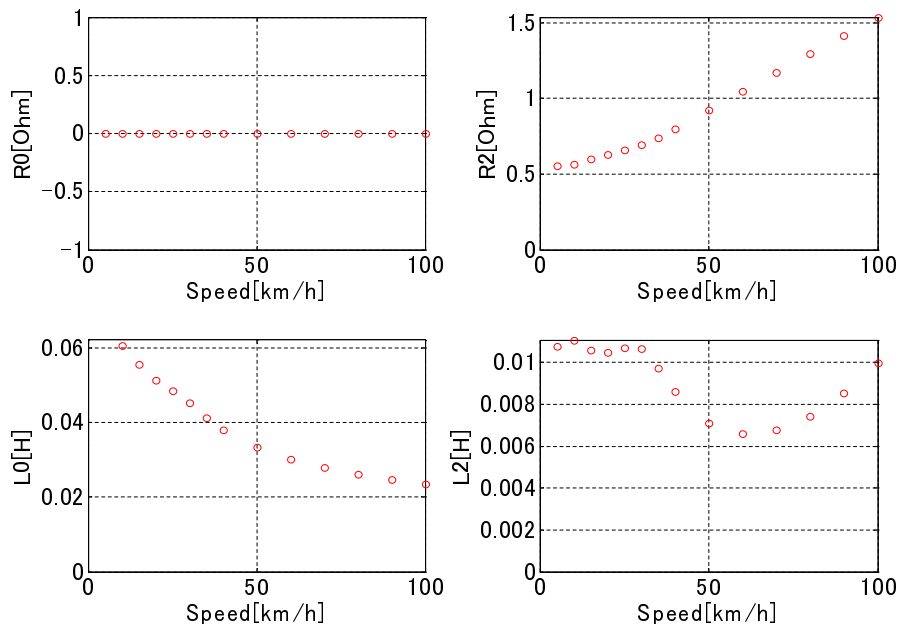
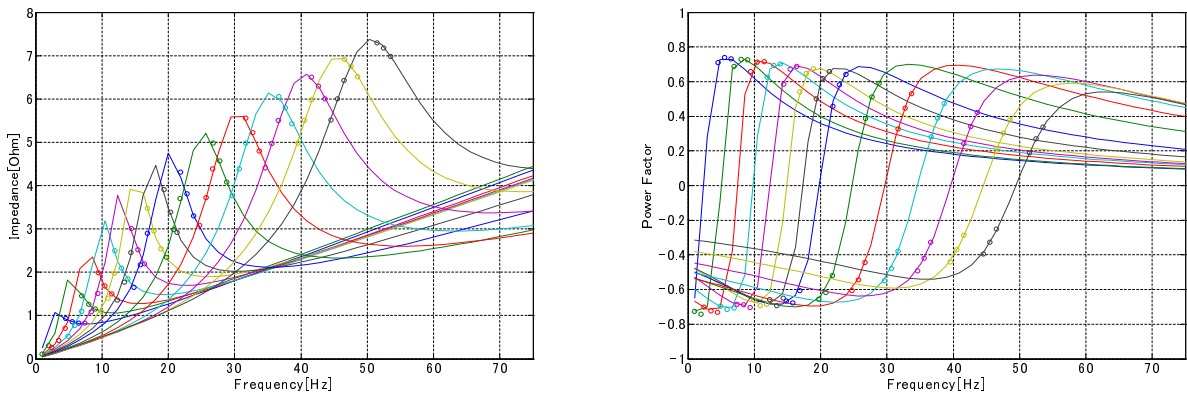


図 3.21: 等価回路定数の速度特性

図 3.22 はその時のインピーダンスの絶対値と力率である。電磁界解析から行った結果である丸印と等価回路による計算値である実線はどの速度でも一致していることから、実用上の領域においてはインピーダンスの特性はよく表現されていることが分かる。



(a) 絶対値

(b) 力率

図 3.22: 等価回路によるインピーダンス

また、図 3.23 は HSST-200 型と同様すべり周波数を 3.5Hz 一定、電流 200A を一定として設定した時の推進力の速度特性である。ほぼすべての速度領域で電磁界解析との誤差が約 2000N で一定となっているが、高速になるほど推進力が低下する端効果の影響が現れていることが分かる。

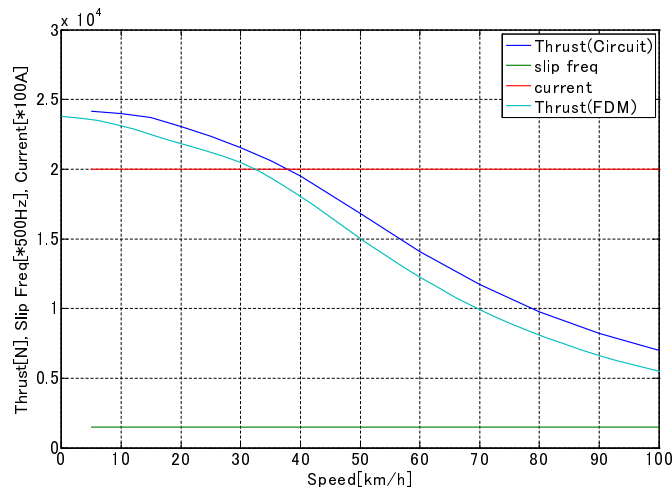


図 3.23: 推進力の速度特性 (すべり周波数 3.5Hz 一定、電流 200A 一定)

実際に都市内交通用 LIM を運転する時は表 3.2 の通り高速になるほどすべり周波数を大きくする弱め界磁制御を行うほか、すべり周波数を一定としている定格速度までの領域では推進力が一定となるように、端効果による推進力の減少分を補うよう速度の上昇とともに電流値を大きくするという方法を採用している。その時の推進力の特性を図 3.24 に示す。

定格速度である 40km/h までは 500N 程度の誤差があるもののほぼ推進力一定、それ以上の領域では弱め界磁により速度の上昇とともに推進力が減少する特性が表現できている。電磁界解析との誤差は低速域を除くと 500N から 800N ほど等価回路による計算値の方が大きくなっており、HSST-200 型の時と同様の傾向を示している。

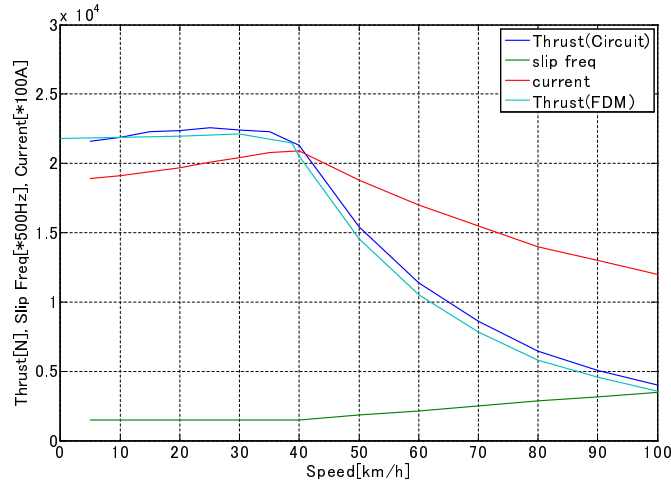


図 3.24: 推進力の速度特性 (実際の走行で用いるすべり周波数、電流条件を設定)

3.5.2 速度の二次関数として求めた等価回路

次に、全速度領域に渡って二次関数で近似した時の回路定数の速度特性を図 3.25 に示す。 R_2 と L_0 は速度の離散値として求めた値と二次関数で近似した値がほぼ一致しており二次関数で十分に近似可能である。一方 L_2 は定格速度以上とそれ以下で速度に対する相関が変化しているため主に低速域において速度の離散値として求めた値と二次関数による値が最大 30%ほどずれていることが分かる。

これらの定数により、実際の走行で用いるすべり周波数、電流条件を設定して求めた推進力が図 3.26 である。20km/h 以下では推進力が一定とならず電磁界解析との誤差が約 1000N ほど生じているが、それ以上の領域では速度の離散値として求めた時と同程度の誤差に収まっており、HSST-200 型の時と同様二次関数による近似の有効性が示された。

3.5.3 低速域の結果を用いて求めた等価回路

ここでは低速域のみの等価回路定数の特性から高速域の特性を推定した時の結果を示す。HSST-200 型での考察を基に、定格速度までの等価回路定数を二次関数により近似したものが図 3.27 である。なお、3.5.2 までの結果から速度に対して一貫した相関がなく、また推進力に対して感度が低い L_2 は一次関数により近似を行った。

R_2 、 L_2 については速度の離散値として求めた時と 10%程度の差でありほぼ一致していることが分かる。その結果得られる推進力の速度特性を図 3.28 に示す。

全速度領域に渡って二次関数で近似した時と同様、20km/h 以下では推進力が一定とならず、また電磁界解析との誤差が最大約 1500N ほど生じているが、それ以上の領域では 500N 程度の差でほぼ一致している。

以上より、定格速度付近までの等価回路定数を二次関数で近似することで、高速域の特性も約 10%以内の誤差で表現可能であるといえる。

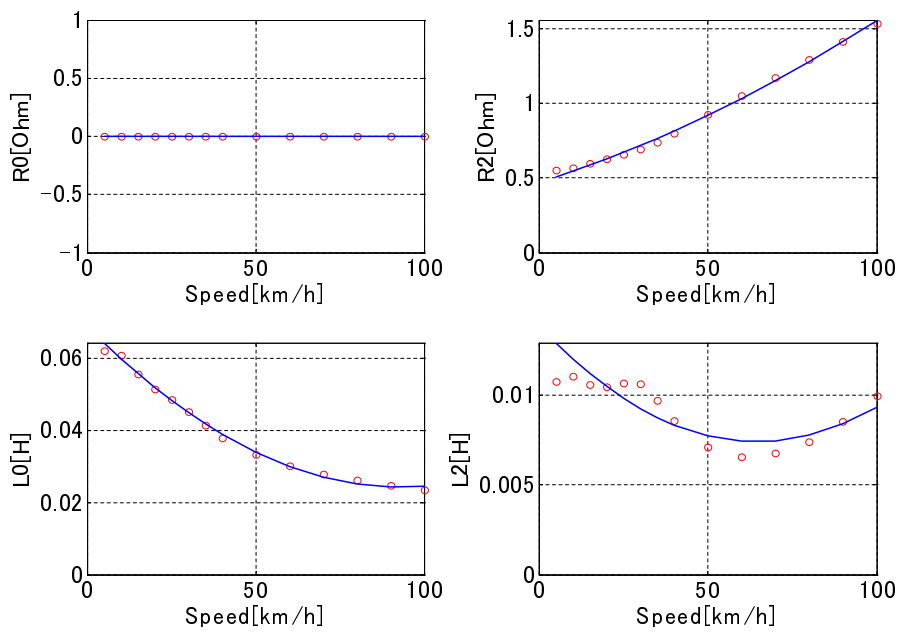


図 3.25: 全速度領域で二次関数により近似した等価回路定数の速度特性

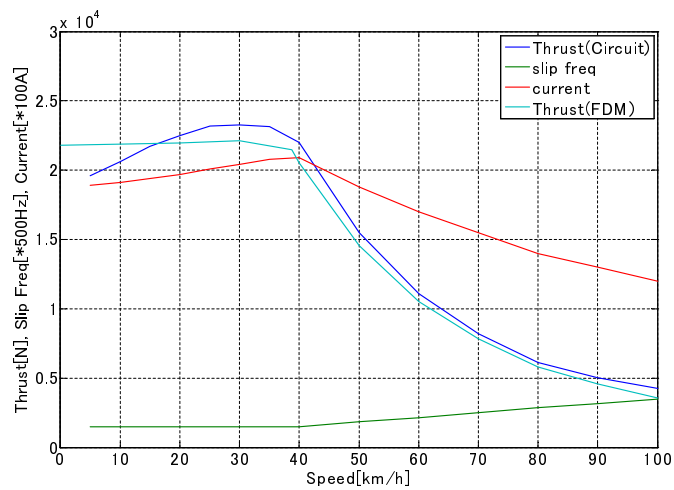


図 3.26: 全速度領域で二次関数により近似した時の推進力の速度特性

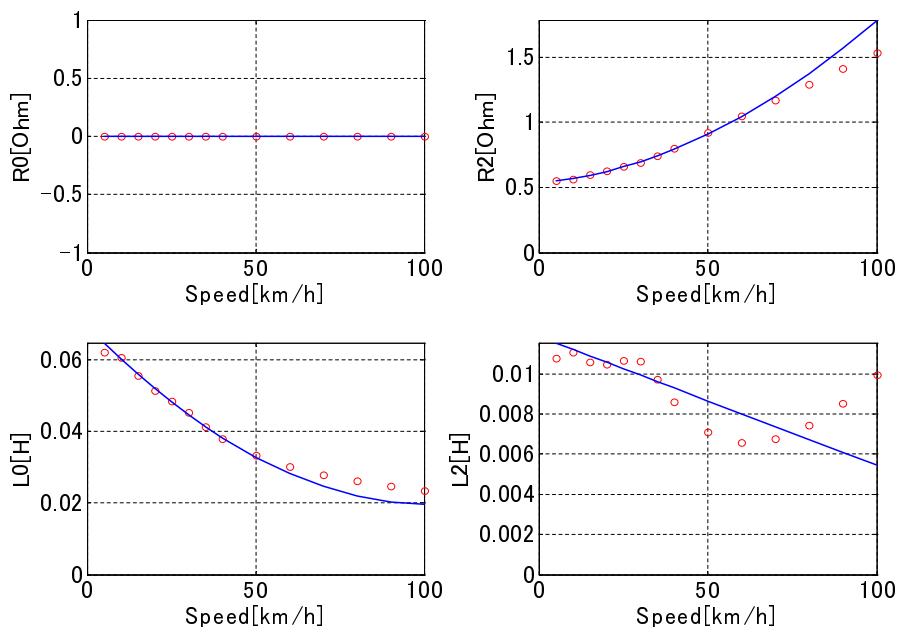


図 3.27: 低速域での解析から近似した等価回路定数の速度特性

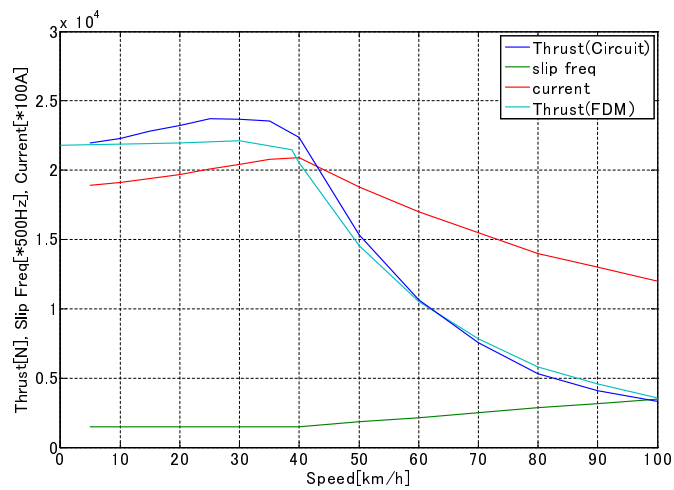


図 3.28: 低速域での解析から近似した時の推進力の速度特性

3.6 端効果損失抵抗の挿入

3.6.1 電磁界解析と等価回路による特性の差

ここまでは等価回路モデル自体は回転形誘導モータのものと同様であり、回路定数が速度に依存しない定数か機械的速度の関数であるかが異なるものであった。それによって高速になるほど推進力が低下する端効果の影響を表現可能であることが分かった。しかし、大部分のケースにおいて等価回路により計算される推進力の方が電磁界解析による推進力よりも大きくなるという傾向があった。これは次のような理由によると考えられる。

LIMの端効果には入口端効果と出口端効果が存在するが、推進力の低下に大きく影響するのは入口端効果の方である。一方、出口端効果はブレーキ力の増加という形で現れる。回転形誘導モータでは同期速度においては二次側が開放されるためトルクは0となるが、LIMの場合は同期速度でも渦電流が発生することで出口端効果が現れるため、推進力が0とはならずブレーキ力が発生する。しかし回転形誘導モータと同一の等価回路を用いる限りは同期速度状態では二次側が開放されるため、推進力に寄与する電流も0となり、出口端効果を表現できないことになる。そしてそのブレーキ力は同期速度状態ではなく通常の動作状態でもはたらくため、それを表現できていない等価回路の方が推進力が大きく現れていると考えられる。

この差を考察するため、HSST-200型LIMについて図3.16における二次関数で近似した時の回路定数により求めた引張力特性と、その時の二次側損失を表したのが図3.29である。ここで引張力特性とは、速度の上昇とともに電流は一定としながら電圧を上昇させ、インバータが最大電圧となったところで電圧を最大に保ったまま電流を減少させていく、一般的な電気鉄道の運転方法により求めた推進力特性である。

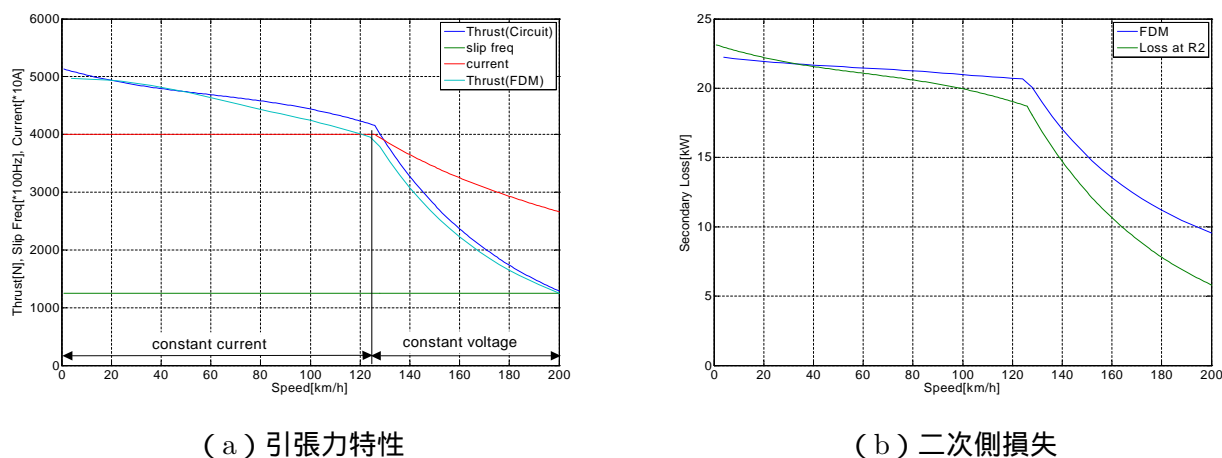


図 3.29: 引張力特性と二次側損失

速度が上昇するほど電磁界解析よりも等価回路の方が二次側の損失が小さくなっており、その結果推進力は等価回路から求められる計算値の方が大きくなっている。すなわち、回転形誘導モータの等価回路をそのままLIMに適用すると、端効果によるブレーキ力である二次側の損失が表現されていないことが分かる。

3.6.2 端効果損失抵抗の挿入

そこで等価回路においてブレーキ力を表現する方法を考える。前述の通りブレーキ力は二次側で流れる渦電流による損失であること、またその損失は同期速度状態でも二次側に流れて発生するものである。

そこで図 3.30 のように回転形誘導モータで機械的出力となる抵抗 $\frac{1-s}{s}R_2$ と並列に、端効果による損失を表現する抵抗 R_c を挿入することを考える。

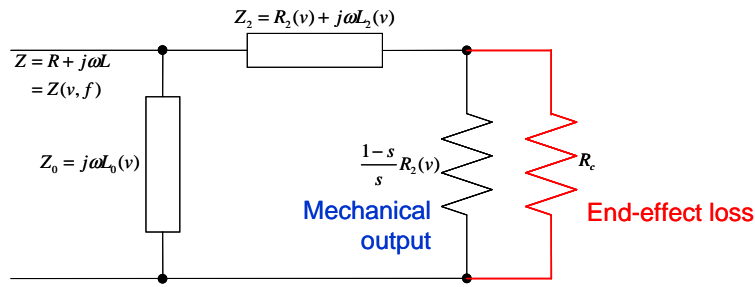


図 3.30: 端効果損失抵抗を挿入した LIM の等価回路

回転形誘導モータの等価回路をそのまま用いた場合でも LIM の基本的な特性は表現されていること、また端効果は高速になるほど顕著に現れることから、 R_c を次のように同定することを考える。

1. R_c を挿入してもその他の回路定数を大きく変える必要はないため、まずは 3.3 節で述べた方法により R_2, L_0, L_2 を求める。
2. 各速度において前述の 3 つの回路定数は固定した状態で R_c を挿入し、 R_c のみをパラメータとして最適化問題を解く。なお、この時は力行側、回生制動側各 3 点ずつに加え、同期速度状態を含めた 7 点におけるインピーダンスの絶対値と力率の誤差の和を最小とする R_c を求める。また、端効果は速度が大きいほど影響が大きいため、 R_c を求める過程では高速側から低速側へと初期値を引き継ぐようにする。すなわち、回路定数を求める n 個の速度 $v_m (m = 1, 2, \dots, n)$ に対して最初に速度 v_n で最適化問題を解き、その時の R_c の最適値を速度 v_{n-1} での探索の初期値とする。
3. 最後に、1、2 で求めた値を初期値として各速度において最適化問題を解く。ここでは R_2, L_0, L_2, R_c の 4 つの定数ともにパラメータとする。

3.6.3 端効果損失抵抗による特性

HSST-200 型について 3.6.3 節で述べた方法により、得られた回路定数を図 3.31 に示す。実線はすべての速度領域に渡って二次関数で近似を行ったものである。図 3.16 の二次関数と比較すると、 R_c 以外の回路定数は R_c の存在に関わらずほぼ一致している。 R_c は速度によらず約 30 で一定となっている。

この等価回路によって計算される引張力、および二次側の損失を図 3.32 に示す。引張力については、 R_c を挿入したことで電磁界解析との誤差は 1% 以内で一致する。また、二次側の損失を等価回路については R_2 における損失と R_c における損失とに分けると、 R_c における損失は定電流領域においても定電圧領域においても速度の上昇とともに増加する。 R_c 自体は速度によらずほぼ一定値となっているものの、 R_c を流れる電流はその他の項との関係によって決定される。特に R_c と並列な機械的出力に相当する抵抗は速度の上昇につれて大きくなるため、相対的に R_c が小さく見えることで電流は大きくなり、従って速度の上昇とともに R_c における損失が増加する。

以上より、端効果損失抵抗 R_c を挿入することが等価回路による特性の計算に効果的であることが示された。しかし、 R_c を挿入することは回転形誘導モータの等価回路の形を変えることになるため、2.3 節で述べた回転形誘導モータのモデルをそのまま LIM に適用することが不可能となる。従って「簡単なモデルを使い多少の誤差は許容する」か、「精密である複雑なモデルを構築し、新たな制御理論を考える」という選択が必要となる。本研究ではあくまでも「回転形誘導モータに基づいて」考えることとし、 R_c を含めたモデル化は今後の研究に期待したい。

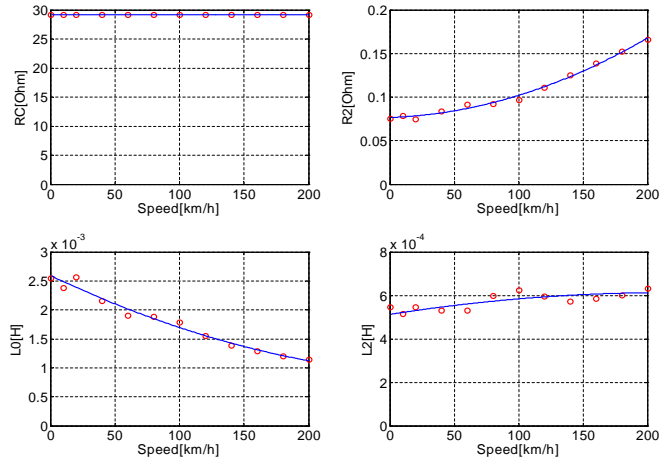
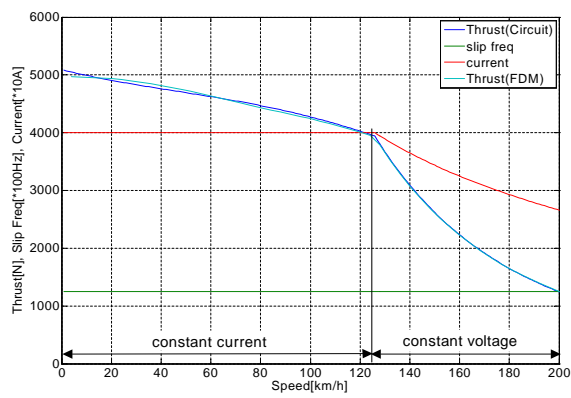
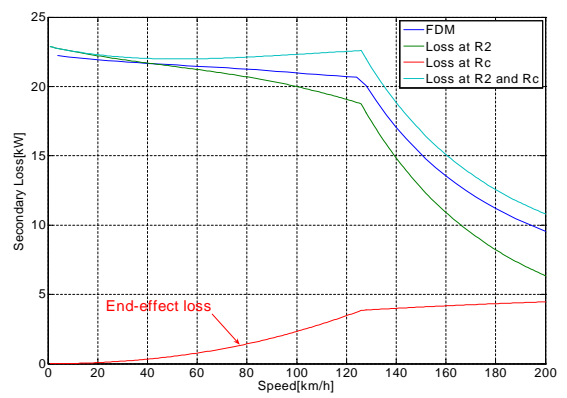


図 3.31: 端効果損失抵抗を挿入した時の回路定数の速度特性



(a) 引張力特性



(b) 二次側損失

図 3.32: R_c を挿入した時の引張力特性と二次側損失

3.7 実車試験結果から同定を行う時の考え方

3.6 節までは電磁界解析を実車による測定結果に代わるものとして同定を行ってきたが、本節では実車による走行試験結果から同定を行う時の問題点などをまとめる。

3.3 節で提案した通り、等価回路を同定するにはインピーダンスの絶対値と力率が必要である。すなわち電流と電圧の関係が必要となるが、これらの正確な値を得ることは容易ではない。電磁界解析においては一次、二次間のギャップ長は一定として計算するが、実車の走行においては勾配や曲線による変動、また分岐部におけるリアクションプレートの欠落などが外乱として存在する。また得られた等価回路を評価するために本研究では主に推進力との比較を行ったが、実際の走行状態では LIM が発生する推進力をそのみで測定することは不可能であり、起動抵抗や空気抵抗、勾配抵抗などと合わせた合力を運動方程式から加速度を用いて推定することになる。

これらの問題を解決することは困難であるが、今後の LIM の発展のためには正確なモデル化が必要であり、非常に重要な問題であるといえる。

第4章 リニア誘導モータのベクトル制御

本章では2章で述べた回転形誘導モータのモデルに基づき、3章で得られた速度の関数としての等価回路定数を含めた動的なモデルを構築し、ベクトル制御の性能を評価する。

4.1 リニア誘導モータの動的モデル化

まずは2.3節と同様に考えて、LIMの関係式を導出する。式(2.1)から式(2.10)までは同様に用いることが可能である。以下に再掲する。なお、本章では再び L_0 を M と表記する。

$$\Phi_{1d} = L_1 i_{1d} + M i_{2d} \quad (4.1)$$

$$\Phi_{1q} = L_1 i_{1q} + M i_{2q} \quad (4.2)$$

$$\Phi_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} \quad (4.3)$$

$$\Phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} \quad (4.4)$$

$$L_1 = l_1 + M \quad (4.5)$$

$$L_2 = l_2 + M \quad (4.6)$$

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} + \frac{d\Phi_{1d}}{dt} - \Phi_{1q} \frac{d\psi}{dt} \quad (4.7)$$

$$v_{1q} = R_1 i_{1q} + \frac{d\Phi_{1q}}{dt} + \Phi_{1d} \frac{d\psi}{dt} \quad (4.8)$$

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} + \frac{d\Phi_{2d}}{dt} - \Phi_{2q} \frac{d\psi}{dt} \quad (4.9)$$

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + \frac{d\Phi_{2q}}{dt} + \Phi_{2d} \frac{d\psi}{dt} \quad (4.10)$$

ここで式(4.1)を式(4.7)に代入する際、回転形誘導モータでは各回路定数は時間依存性を持たず、電流のみが時間変化するとして微分項を考慮した。しかしLIMの場合は、3章で述べたとおり回路定数 R_2, M, L_2 は機械的速度の関数として表現されており、機械的速度は時間によって変化するためこれらの回路定数は時間の関数である。よって電流だけでなく回路定数も時間による微分を考慮することで、式(4.1)を式(4.7)に代入すると式(4.11)となる。

$$v_{1d} = R_1 i_{1d} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 L_1 i_{1q} + \frac{dM}{dt} i_{2d} + M \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_1 M i_{2q} \quad (4.11)$$

以下同様にして整理すると、 $d-q$ 軸におけるLIMの電流・電圧方程式は式(4.12)となる。

$$\begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega_1 L_1 & pM + \frac{dM}{dt} & -\omega_1 M \\ \omega_1 L_1 & R_1 + pL_1 & \omega_1 M & pM + \frac{dM}{dt} \\ pM + \frac{dM}{dt} & -\omega_s M & R_2 + pL_2 + \frac{dL_2}{dt} & -\omega_s L_2 \\ \omega_s M & pM + \frac{dM}{dt} & \omega_s L_2 & R_2 + pL_2 + \frac{dL_2}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

式 (4.12) を二次磁束を用いて書き換えるため式 (4.3)、式 (4.3) から

$$i_{2d} = \frac{1}{L_2} (\Phi_{2d} - Mi_{1d}) \quad (4.13)$$

$$i_{2q} = \frac{1}{L_2} (\Phi_{2q} - Mi_{1q}) \quad (4.14)$$

を式 (4.12) に代入する。時間微分された項を \dot{x} のように表すものとする。第 3 行は

$$\begin{aligned} 0 &= (pM + \dot{M})i_{1d} - \omega_s Mi_{1q} + (R_2 + pL_2 + \dot{L}_2) \frac{1}{L_2} (\Phi_{2d} - Mi_{1d}) - \omega_s L_2 \frac{1}{L_2} (\Phi_{2q} - Mi_{1q}) \\ &= \left\{ \dot{M} - \frac{R_2}{L_2} M - L_2 \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) - M \frac{\dot{L}_2}{L_2} \right\} i_{1d} + \left\{ \frac{R_2}{L_2} + L_2 \left(\frac{\dot{1}}{L_2} \right) + \frac{\dot{L}_2}{L_2} \right\} \Phi_{2d} + \dot{\Phi}_{2d} - \omega_s \Phi_{2q} \end{aligned} \quad (4.15)$$

ここで、

$$\begin{aligned} & -L_2 \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) - M \frac{\dot{L}_2}{L_2} \\ &= -L_2 \frac{\dot{M}L_2 - M\dot{L}_2}{L_2^2} + M \frac{\dot{L}_2}{L_2} \\ &= -\dot{M} \\ & \quad L_2 \left(\frac{\dot{1}}{L_2} \right) + \frac{\dot{L}_2}{L_2} \\ &= L_2 \frac{-\dot{L}_2}{L_2^2} + \frac{\dot{L}_2}{L_2} \\ &= 0 \end{aligned}$$

から、式 (4.15) は

$$\dot{\Phi}_{2d} = \frac{MR_2}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \Phi_{2d} + \omega_s \Phi_{2q} \quad (4.16)$$

となり、結局回転形誘導モータにおける状態方程式 (2.17) 第 3 行と同じ式が得られる。 Φ_{2q} についても第 4 行と同じ式が得られる。

次に、第 1 行目について

$$\begin{aligned} v_{1d} &= (R_1 + pL_1)i_{1d} - \omega_1 L_1 i_{1q} + (pM + \dot{M}) \frac{1}{L_2} (\Phi_{2d} - Mi_{1d}) - \omega_1 M \frac{1}{L_2} (\Phi_{2q} - Mi_{1q}) \\ &= \left\{ R_1 - M \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) - \frac{M}{L_2} \dot{M} + \frac{M^2 R_2}{L_2^2} \right\} i_{1d} + \sigma L_1 \dot{i}_{1d} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} \\ & \quad + \left\{ M \frac{\dot{1}}{L_2} + \dot{M} \frac{1}{L_2} - \frac{MR_2}{L_2^2} \Phi_{2d} \right\} - (\omega_1 - \omega_s) \frac{M}{L_2} \Phi_{2q} \end{aligned} \quad (4.17)$$

ここで、

$$\begin{aligned} -M \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) - \frac{M}{L_2} \dot{M} &= \frac{\dot{M}^2}{L_2} \\ M \frac{\dot{1}}{L_2} + \dot{M} \frac{1}{L_2} &= \frac{\dot{M}}{L_2} \end{aligned}$$

から、式 (4.17) は

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1d} = & \left\{ -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} + \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}^2}{L_2} \right) \right\} i_{1d} + \omega i_{1q} \\ & + \left\{ \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} - \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) \right\} \Phi_{2d} + \frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} \Phi_{2q} + \frac{1}{\sigma L_1} v_{1d} \end{aligned} \quad (4.18)$$

となる。第 2 行についても同様に求めると、一次電流、二次磁束を状態変数とした LIM の状態方程式は式 (4.19) となる。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} + \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}^2}{L_2} \right) & \omega_1 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} + \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}^2}{L_2} \right) \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{MR_2}{L_2} \\ \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} - \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) & \frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} \\ -\frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} - \frac{1}{\sigma L_1} \left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) \\ -\frac{R_2}{L_2} & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \\ \Phi_{2q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

機械的出力 P_m は回転形誘導モータと同様式 (4.20) で与えられる。

$$P_m = \omega_2 \frac{M}{L_2} (\Phi_{2d} i_{1q} - \Phi_{2q} i_{1d}) \quad (4.20)$$

LIM は直線運動をするので、運動方程式はトルクではなく推進力 F で表す必要がある。LIM の機械的速度 v_2 は

$$v_2 = 2\tau f_2 = \frac{\tau}{\pi} \omega_2 \quad (4.21)$$

と表せるので、推進力は

$$F = \frac{P_m}{v_2} = \frac{M\pi}{L_2\tau} (\Phi_{2d} i_{1q} - \Phi_{2q} i_{1d}) \quad (4.22)$$

となる。質量を M_0 として運動方程式も含めた LIM のブロック線図を図 4.1 に示す。

ここで導出した、回路定数の時間依存性を考慮した LIM の状態方程式 (4.19) において回転形誘導モータの状態方程式 (2.17) と異なるのは 1 行 1 列・2 行 2 列成分と 1 行 3 列・2 行 4 列成分で、それぞれ回転形誘導モータでは

$$1 \text{ 行 } 1 \text{ 列} \cdot 2 \text{ 行 } 2 \text{ 列} \quad -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} \quad (4.23)$$

$$1 \text{ 行 } 3 \text{ 列} \cdot 2 \text{ 行 } 4 \text{ 列} \quad \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} \quad (4.24)$$

と表されていた項に対して、LIM では回路定数の時間微分項

$$1 \text{ 行 } 1 \text{ 列} \cdot 2 \text{ 行 } 2 \text{ 列} \quad \left(\frac{\dot{M}^2}{L_2} \right) \quad (4.25)$$

$$1 \text{ 行 } 3 \text{ 列} \cdot 2 \text{ 行 } 4 \text{ 列} \quad -\left(\frac{\dot{M}}{L_2} \right) \quad (4.26)$$

が加えられた形となっている。

これらの新しく付け加えられた項がどの程度影響を及ぼすかを評価するために図 4.1 についてシミュレーションを行った。なお、回路定数などの数値としては都市内交通用 LIM について求めた図 (3.25) の値を用いた。このときの式 (4.23) に対する式 (4.25) の値を図 4.2 (a) に、式 (4.24) に対する式 (4.26) の値を図 4.2 (b) に示す。

それぞれ main term が回轉形誘導モータにおける項、differential が LIM で加えられた回路定数の微分項である。図 4.2 (a)、(b) どちらにおいても回路定数の時間微分項は非常に小さい値となっていることが分かる。そこでこれ以降は回路定数は時間により値は変化するが、時間微分項を無視することで、回轉形誘導モータと同様のブロック線図を用いることとする。

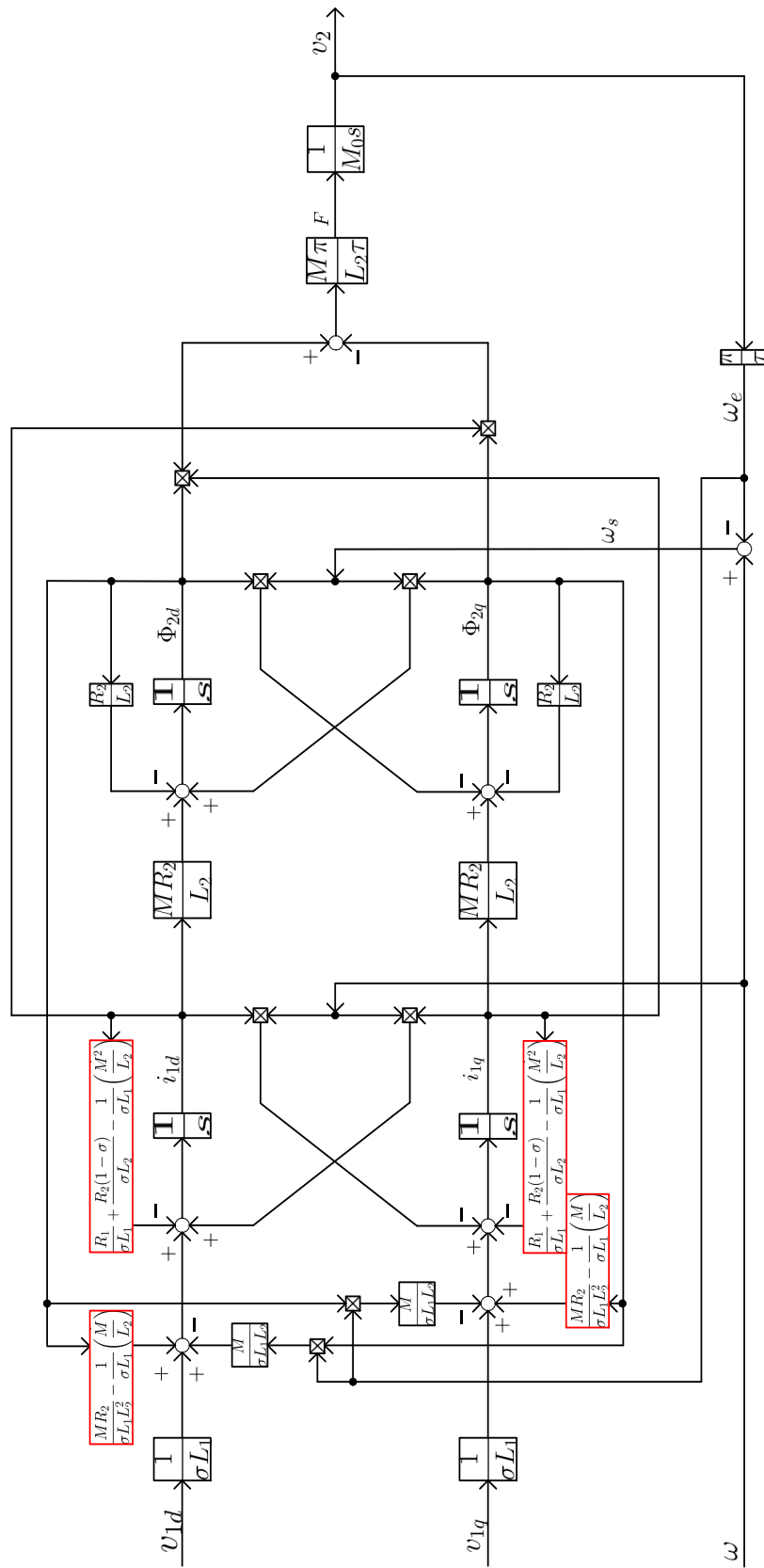
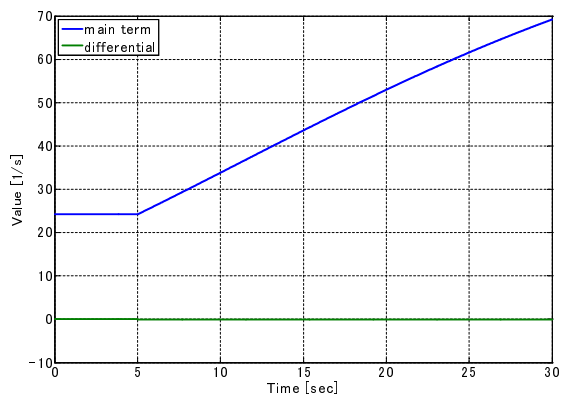
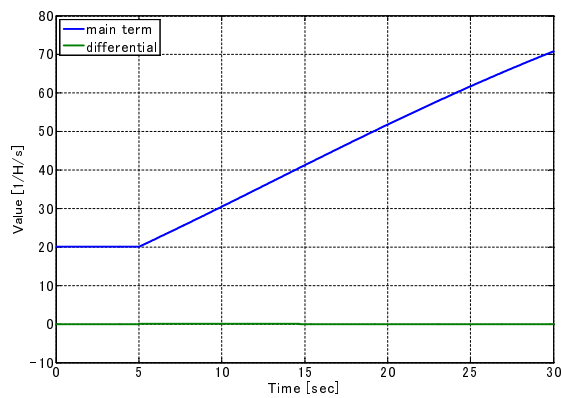


図 4.1: $d - q$ 座標系における LIM の回路定数の時間依存性を考慮したブロック線図



(a) 1行1列・2行2列成分



(b) 1行3列・2行4列成分

図 4.2: 回路定数の時間微分項の影響

4.2 LIMのベクトル制御の考え方

LIMにおいても回転形誘導モータと同様に

$$\Phi_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} = 0 \quad (4.27)$$

とすることで、推進力を

$$F = \frac{M\pi}{L_2\tau} \Phi_{2d} i_{1q} \quad (4.28)$$

と求めることができる。ここで $\Phi_{2q} = 0$ とするにはすべり周波数を

$$\omega_s = \frac{R_2 M}{L_2} \frac{i_{1q}}{\Phi_{2d}} \quad (4.29)$$

と制御することになる。式(4.30)にベクトル制御された時のLIMの状態方程式、及び図4.3にブロック線図を示す。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & \omega & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} \\ \omega & -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2} & -\frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{1q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

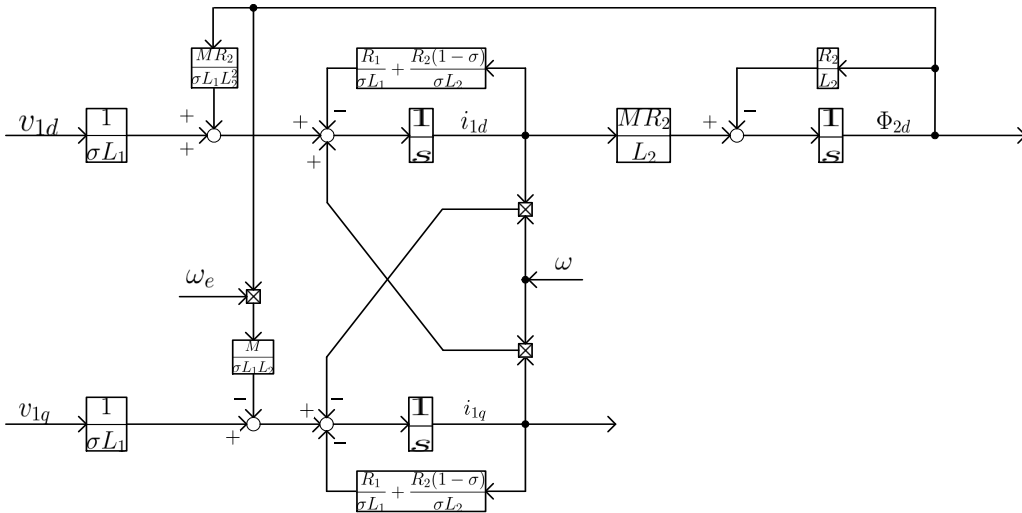


図 4.3: ベクトル制御されたLIMのブロック線図

図 4.3 では d 軸、q 軸の間に干渉項が存在するため、これを抑制することを考える。式(4.30)より、干渉項を外乱として考え、微分演算子 p をラプラス演算子として伝達関数表記すると

$$I_{1d}(s) = \frac{\frac{1}{\sigma L_1} \left(s + \frac{R_1}{L_1} \right)}{s^2 + \left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2} \right) s + \frac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2}} V_{1d}(s) + \frac{s + \frac{R_1}{L_1}}{s^2 + \left(\frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2} \right) s + \frac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2}} \omega_1 I_{1q}(s) \quad (4.31)$$

$$I_{1q}(s) = \frac{\frac{1}{\sigma L_1}}{s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2}} V_{1q}(s) - \frac{1}{s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_2}} \left(\omega_1 I_{1d}(s) + \frac{\omega_2 M}{\sigma L_1 L_2} \Phi_{2d}(s) \right) \quad (4.32)$$

となる。この干渉成分を打ち消すには、干渉項を打ち消す電圧を補償するように加え、次のようにすればよい。

$$v_{1d} = v'_{1d} - \omega_1 \sigma L_1 i_{1q} \quad (4.33)$$

$$v_{1q} = v'_{1q} + \omega_1 \left(\sigma L_1 i_{1d} + \frac{M}{L_2} \Phi_{2d} \right) \quad (4.34)$$

このときの状態方程式は式 (4.35)、またブロック線図は図 4.4 のようになる。

$$p \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} - \frac{R_2(1-\sigma)}{\sigma L_1 \sigma L_2} & 0 & \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2^2} \\ 0 & -\frac{R_1}{\sigma L_1} & -0 \\ \frac{MR_2}{L_2} & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \\ \Phi_{2d} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_1} \begin{bmatrix} v'_{1d} \\ v'_{1q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

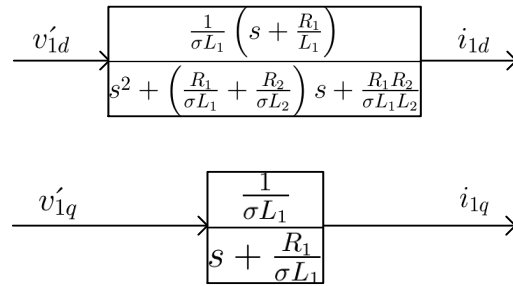


図 4.4: 非干渉制御された LIM のブロック線図

ここで PI 制御による電流制御を行うことを考えるが、回路定数が機械的速度により変化するため速度に応じて PI 制御系のゲインを変化させる必要がある。特に鉄道車両駆動用として用いる場合は停止状態からだけでなく、ある速度を持った惰性走行状態から再力行のために電流を立ち上げることもあるため、速度に応じたゲインの調整は重要となる。しかし本研究では簡単のため速度 0 から立ち上げることを想定し、時速 0km/h における回路定数の値からゲインを求めて制御系を構成した。

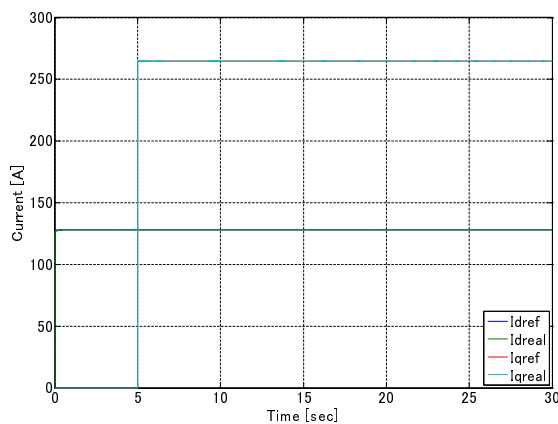
4.3 LIMの運転パターンに応じたベクトル制御

本節では4.1節で構成したLIMの動的モデルに対していくつかの運転パターンを想定した指令値の与え方と、その時の特性を示す。

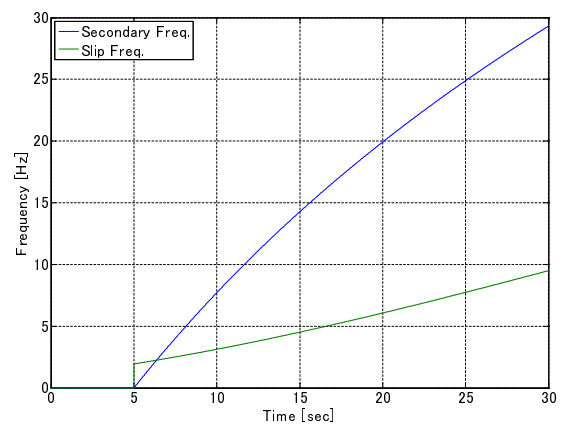
4.3.1 一次電流を一定とした時

回転形誘導モータの場合では i_{1d} を一定とすることで二次磁束を一定に保つことで i_{1q} に比例したトルクを得ることができた。すなわち i_{1d}, i_{1q} をともに一定とすることですべり周波数一定、定トルク状態が実現された。

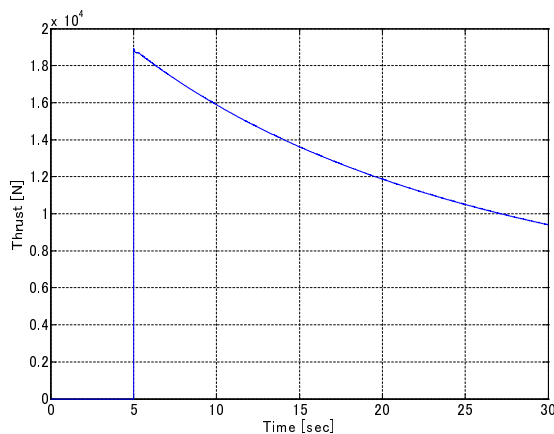
同様の条件でLIMに対してシミュレーションを行ったときの諸特性を図4.5に示す。なお、モデルとしては都市内交通用LIMを用いた。



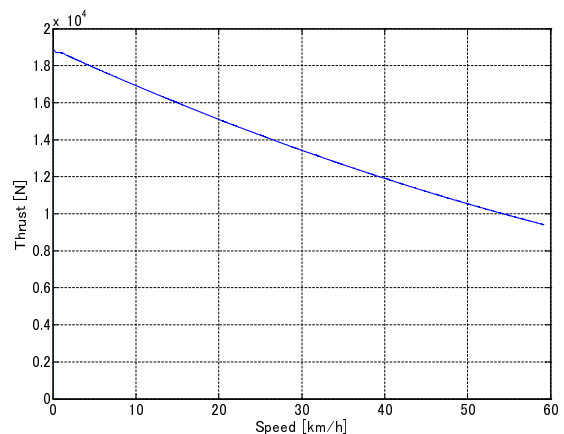
(a) 一次電流



(b) 二次側周波数、すべり周波数



(c) 推進力の時間変化



(d) 推進力の速度特性

図 4.5: 一次電流を一定とした時の諸特性

図4.5(a)よりd軸、q軸電流ともに一定と制御されていることが分かる。この時、すべり周波数を式(4.29)に従って制御すると、速度の上昇とともに R_2 が増加し、 L_2 が減少するためすべり周波数は大きくなる。その結果推進力は(c)(d)のように時間が経過し速度が上昇するとともに小さくなっていくが、ここでは端効果とすべりが大きくなることの影響が両方とも現れるために図3.23よりも推進力が小さくなっている。

4.3.2 推進力を一定とした時

回転形誘導モータにより駆動する車両の定トルク領域と同様、LIM に定推進力特性を持たせるにはどのような指令値を与えればよいかを考える。ベクトル制御時の推進力は式 (4.28) で与えられるため、 Φ_{2d} を一定とすることを考える。機械的速度 $v = 0$ における諸量を x_0 のように表すこととすると、

$$\Phi_{2d} = M_0 i_{1d0} = M(v) i_{1d}(v) = \text{const.} \quad (4.36)$$

とするためには

$$i_{1d}^*(v) = \frac{M_0}{M(v)} i_{1d0} \quad (4.37)$$

この時推進力を一定とするためには

$$F = \frac{\pi M_0}{\tau L_{20}} \Phi_{2d} i_{1q0} = \frac{\pi M(v)}{\tau L_2(v)} i_{1q}(v) = \text{const.} \quad (4.38)$$

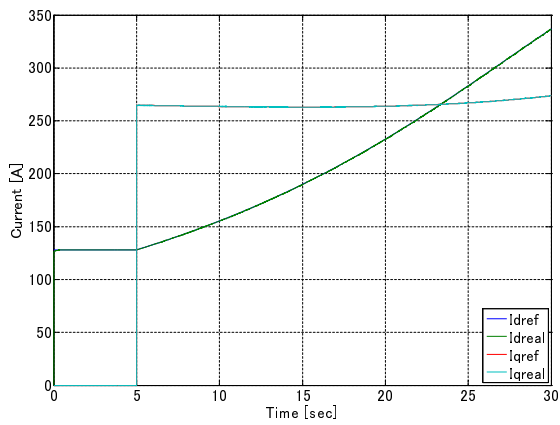
より

$$i_{1q}^*(v) = \frac{M_0 L_2(v)}{M(v) L_{20}} i_{1q0} \quad (4.39)$$

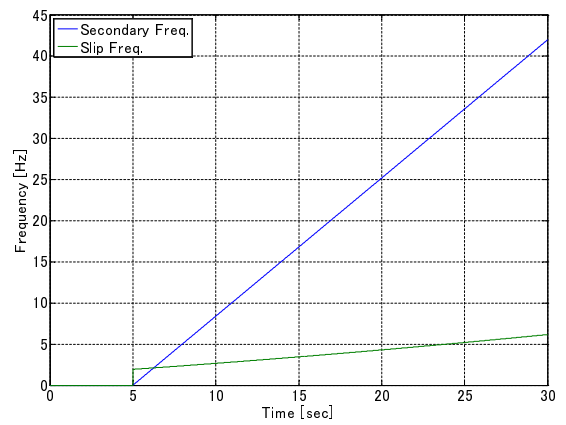
を指令値として与えればよい。この時の諸特性を図 4.6 に示す。

式 (4.37) において、 M が速度が上昇するにつれて小さくなり磁束が減少するため、 i_{1d} を大きくしていくことで磁束を一定に保つことができる。一方、式 (4.38) における推進力係数は速度に対する変化が大きいいため、 i_{1q} をほぼ一定とすることで推進力を一定とすることができる。

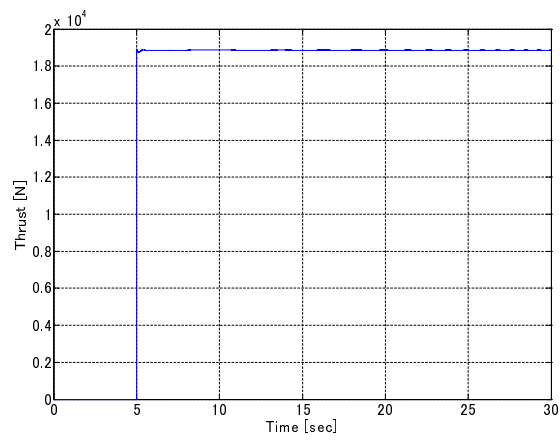
しかしこの時すべり率が速度の上昇によって小さくなっていくため、そもそも高くはない LIM の効率や力率がさらに悪化していると考えられる。ベクトル制御の性能を生かすためには効率や力率を最適化する運転パターンの設定方法を考えることが重要である。



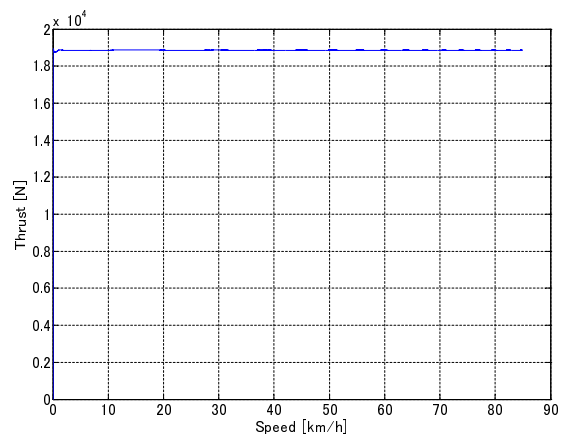
(a) 一次電流



(b) 二次側周波数、すべり周波数



(c) 推進力の時間変化



(d) 推進力の速度特性

図 4.6: 推進力を一定とした時の諸特性

第5章 結論

5.1 まとめ

本研究では回転形誘導モータの理論に基づいて LIM にもベクトル制御を適用することをめざし、モデルの構築とそれによる性能評価を行った。それにより得られた結論を以下に示す。

1. 回転形誘導モータと LIM は同じ誘導モータではあるが、LIM は速度が大きくなるにつれて性能を悪化させる端効果が存在する。本研究では端効果が LIM の機械的速度の関数であると仮定し、回転形誘導モータの等価回路を用いてその回路定数を機械的速度の関数とすることにより端効果を考慮する LIM の等価回路を提案した。
2. 等価回路定数を同定するには LIM を搭載した車両走行させた試験結果を利用することが将来的な目標であるが、本研究ではまずその同定方法を確立するために用意に走行試験と同等のデータを得られる電磁界解析を用いることとした。実際に走行する時の動作点におけるインピーダンスの特性から最適化問題に帰着することで回路定数を同定する方法を述べた。
3. 提案した同定方法により得た等価回路定数からおもに推進力について電磁界解析との比較を行った。その結果誤差約 10%以内で端効果を考慮した LIM の特性を表現できることを示した。また、等価回路定数を速度の関数とすることで、定格速度付近までの試験結果から高速時の特性を推定し、実車試験における手間を小さくできる可能性を示した。
4. 回転形誘導モータをそのまま用いる限りは出口端効果によるブレーキ力は表現できないため、回転形誘導モータの等価回路に新たに端効果損失を表現する抵抗を挿入した。その結果電磁界解析との誤差を 1%以内に収めることが可能となった。
5. 得られた等価回路定数を元に LIM の動的モデルを構築し、ベクトル制御の考え方を示した。そこで電流一定や推進力を一定としてシミュレーションを行い、回路定数の変化に応じて指令値も補正することで様々な運転パターンを実現できる可能性を示した。

5.2 今後の課題

本研究で提案した LIM の等価回路の同定法の有効性を検証するには実車試験を行い、その結果と比較する必要がある。しかし実車試験においては様々な外乱要素が存在するため、信号処理や統計処理の手法を用いて同定に必要なデータを精度よく求める方法を考える必要がある。

次に、端効果損失抵抗により等価回路としては精度よく特性を表現できることを示したが、新たに抵抗を挿入したことにより従来の回転形誘導モータの等価回路とは異なるものとなった。そのためベクトル制御を考えるには新たに動的モデルを構築する必要がある。しかし従来のモデルでもその誤差は 10%以内で表現できているため、簡単なモデルで多少の誤差を許容するか、精密ではあるが複雑なモデルを新たに構築するか、その必要性から考えなければならない。

最後に、LIM の価値を向上するには効率や力率の改善が必要であり、本研究で示した LIM の動的モデルから最適な運転パターンの設定方法を考えることが重要である。

参考文献

- [1] 資源・エネルギー庁 : 「運輸部門のエネルギー消費の動向」,
<http://www.enecho.meti.go.jp/topics/hakusho/2005/html/17021230.html>
- [2] 正田英介・藤江恂治・加藤純郎・水間毅 : 「磁気浮上鉄道の技術」, オーム社, 1992
- [3] 「リニアメトロの軌跡」, 日本地下鉄協会, 2006
- [4] 杉本英彦、小山正人、玉井伸三 : 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社, 1990
- [5] 引原隆士、木村紀之、千葉明、大橋俊介 : 「パワーエレクトロニクス」, 朝倉書店, 2000
- [6] 野崎雄一郎 : 「電磁吸引式磁気浮上車両用リニア誘導モータの多目的最適設計」, 東京理科大学修士論文, 2005
- [7] Y. Nozaki, T. Koseki, E. Masada : "Analysis of Linear Induction Motors for HSST and Linear Metro using Finite Difference Method", LDIA2005, pp.168-171, 2005
- [8] The MathWorks Documentation - Optimization Toolbox - fminunc
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/fminunc.html>
- [9] J.H Sung and K. Nam : "A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects", IEEE IAS annual meeting, pp.2284-2289, 1999

発表文献

山口瑛史、原 和弘、古関隆章、高野 求: 「運転整理における局所的な接続考慮の手法とその得失に関する定量的考察」, 2005 年電気学会 交通・電気鉄道研究会

山口瑛史、野崎雄一郎、古関隆章: 「速度依存性を考慮した車両用リニア誘導モータの等価回路モデル同定法」, 2006 年電気学会 システム制御研究会

山口瑛史、野崎雄一郎、古関隆章: 「等価回路定数を機械的速度の関数とするリニア誘導モータの近似モデルとその同定法」, 第 18 回電磁力関連のダイナミクスシンポジウム

Y. Nozaki, **T. Yamaguchi**, T. Koseki: “Equivalent Circuit Model with Parameters Depending on Secondary Speed for High-Speed Transport - A Smart Combination of Classical Modeling and Numerical Electromagnetic Calculation”, Maglev’ 2006

Y. Nozaki, **T. Yamaguchi**, T. Koseki: “Practical Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motors for Urban Transportation System Depending on Secondary Speed Based on Electromagnetic Analysis”, The 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems

野崎雄一郎、山口瑛史、古関隆章: 「車両駆動用 LIM の端効果を考慮した等価回路に基づくベクトル制御」, 2006 年電気学会 リニアドライブ・半導体電力変換研究会

謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々のお世話になりました。深く感謝の意を表したいと思います。

指導教員の古関隆章助教授には学部時から3年間お世話になり、研究に対する考え方や共同研究の取りまとめなどで大変お世話になりました。ありがとうございました。

秘書の南佳子さんには研究室関係の事務作業はもとより、懇親会で自宅に招待していただいたり、普段の研究室の雰囲気盛り上げてくださいました。ありがとうございました。

博士課程2年の野崎雄一郎さんには研究テーマが同じLIMということで過去の研究やインピーダンスに関する計算、論文執筆などの研究だけでなく、同じ鉄道会社を利用するという点で趣味面でもお世話になりました。今後の研究の発展をお祈りします。

同期の福正博之君、大山大介君とは研究に関する話だけでなく普段の雑談などで楽しい研究室生活を送ることができました。特に研究室の引越は福正君なしでは無事に進めることはできませんでした。ドイツへの留学、楽しんで無事に帰ってこられるようお祈りしております。

修士課程1年の原和弘君は私が学部時にテーマとしていた運転整理を研究するという点で横から余計なことをいろいろと吹き込んで申し訳ありませんでした。鈴木武海君は直接的な研究テーマのつながりはなかったにもかかわらず親身になって様々なアドバイスをして頂きありがとうございました。中田貴之君はその飄々とした性格から時々強烈な突込みを入れてくるなど意外性がある人として楽しませていただきました。

卒論生のCheung Cheuk Kei Brian君は留学生ということで私の稚拙な英語を修正していただいたり、シンガポールの食べ物や文化の話などをいろいろ紹介してもらいました。ありがとうございました。

その他研究室生活をともにしたKadir Erkanさん、王建輝さん、高野求さん、中井敏幸さん、岡田万基さん、野口勝義さん、橋口英司、立木将人さん、Surosoさん、西川勝也君、趙莉さん、宮本喜生君、山本裕介君、また研究室の引越しなどでお世話になった内田利之さん、高田康宏さんにも感謝の意を表したいと思います。ありがとうございました。

最後に、朝早く夜遅い生活にもかかわらず文句一つ言わず支えてくれた家族に感謝の意を表したいと思います。ありがとうございました。

平成19年2月2日
山口 瑛史