

学位請求論文

220

鉛直移動を目的とした
リニア誘導モータ駆動システムの研究

1994年12月20日 提出

指導教官 正田 英介 教授

東京大学大学院 工学系研究科 電気工学専攻

27106

森實 俊充

目次

目次	i
図表一覧	iv
第1章 序 論	1
1.1 研究の背景	1
1.1.1 リニアモータの歴史とその特徴	1
1.1.2 リニアモータの応用が考えられている鉛直方向移動システム	2
1.1.3 鉛直方向応用に用いられるリニアモータの形式	9
1.2 研究の目的	11
1.3 本論文の構成	13
第2章 鉛直方向応用リニア誘導モータの駆動方式の検討	15
2.1 緒言	15
2.2 リニア誘導モータを応用した鉛直移動システム例	16
2.2.1 リニアエレベータ	16
2.2.2 リニアモータ式病院内小物高速搬送装置 LIMLINER-1100HT	19
2.2.3 リニアドライブ方式ドロップタワー	19
2.2.4 まとめ	23
2.3 鉛直方向応用リニア誘導モータ駆動方式の検討	24
2.3.1 リニア誘導モータによる実現可能な駆動方式	24
2.3.2 短一次(かご一次)方式	26
2.3.3 長一次(昇降路一次)方式	32
2.4 結言	36
第3章 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計法	37
3.1 緒言	37
3.2 設計対象	38
3.3 設計手法	41

3.3.1	円筒型リニア誘導モータの最適設計	41
3.3.2	U字型リニア誘導モータの最適設計	42
3.4	最適設計に用いた概算式	44
3.4.1	基礎方程式	44
3.4.2	推力概算式	45
3.4.3	推力概算式の評価	50
3.4.4	一次鉄心厚さおよび自重	51
3.4.5	二次導体におけるうず電流損	55
3.5	三次元有限要素法	57
3.5.1	三次元有限要素法による計算結果の妥当性の検証	57
3.6	結言	64

第4章 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計 65

4.1	緒言	65
4.2	円筒型リニア誘導モータのスロットの影響を無視したモデルの最適設計	66
4.2.1	推力の最大化	66
4.2.2	モータの最適設計	66
4.2.3	端効果の影響	75
4.3	円筒型リニア誘導モータのスロットの影響を考慮に入れた最適設計	78
4.3.1	スロットの影響	78
4.3.2	最適設計時の仮定	81
4.3.3	内側短一次円筒型リニア誘導モータの最適設計	82
4.3.4	外側短一次円筒型リニア誘導モータの最適設計	90
4.4	U字型リニア誘導モータの設計	93
4.5	結言	100

第5章 リニア誘導モータによる鉛直駆動システムの検討 103

5.1	緒言	103
5.2	システム設計例	104
5.2.1	ロープレスエレベータへの応用	104
5.2.2	軽量のペイロード搬送装置への応用	108
5.3	電源構成	109
5.3.1	モータモデル	109
5.3.2	解析モデル	110
5.3.3	解析結果	112
5.4	結言	115

第 6 章 結論	116
6.1 本研究の結論	116
6.2 今後の課題	119
参考文献	120
謝辞	123
付録 A $\hat{\Phi}$ の逆フーリエ変換と推力概算式の算出	124
付録 B 実験機の測定	132
発表文献一覧	136

図表一覧

第1章 序 論

表 1.1	1000m を越える超々高層都市構想	3
表 1.2	1000m 以下の超々高層都市構想	4
図 1.1	エレベータの揚程限界	5
図 1.2	エレベータ配置方式の例	6
図 1.3	ロープレスエレベータの概念図	7
表 1.3	各種リニアモータ駆動方式の比較	10

第2章 鉛直方向応用リニア誘導モータの駆動方式の検討

図 2.1	従来のエレベータ駆動方式	17
図 2.2	リニアモータエレベータ構造図	18
図 2.3	LIMLINER の鉛直輸送概念図	20
図 2.4	病院内軌道系統図	20
表 2.1	病院内搬送システムの基本仕様	21
表 2.2	ドロップタワーの仕様	21
図 2.5	ドロップタワーのシステム概念図	22
図 2.6	リニア誘導モータ駆動システムの方式	25
図 2.7	短一次駆動方式の電源システム	26
図 2.8	重量のモデル	28
図 2.9	インバータの容量と重量の関係	30
図 2.10	新都市交通用リニア誘導モータの特性値	31
図 2.11	ペイロード比-最小自重曲線	31
図 2.12	長一次(昇降路一次)方式の電源システムの種類	33
図 2.13	コイル分散配置時の運転モデル図	34

第3章 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計法

図 3.1	円筒型リニア誘導モータ	38
図 3.2	U字型リニア誘導モータ	40
図 3.3	ペイロード比最大化を行なう円筒型リニア誘導モータ	41
図 3.4	本研究で行なったモータ設計のフローチャート	43

図 3.5	円筒形リニア誘導モータのスロットを考慮に入れないモデル	46
表 3.1	モデルモータの諸元	50
図 3.6	推力-すべり周波数特性(推力概算式、数値解析)	51
図 3.7	スロットが存在すると仮定した場合の一次鉄心厚決定モデル	52
図 3.8	最大磁束密度分布(スロット無し)	54
表 3.2	アルミニウムの各係数	55
表 3.3	モータ諸元	58
図 3.9	評価用実験機	59
図 3.10	モータを構成しているパーツ及びその寸法	59
図 3.11	コイル結線図	60
図 3.12	磁束分布	61
図 3.13	数値解析と実測値との比較	62

第 4 章 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計

表 4.1	設計用基本パラメータ値	67
図 4.1	最大推力、モータ自重、ペイロード比-周波数特性	68
図 4.2	最大推力発生時のポールピッチ、一次鉄心厚-周波数特性	68
図 4.3	電流密度変化に対する最大ペイロード比曲線の変化	69
図 4.4	内半径変化に対するペイロード比の影響	70
図 4.5	電源周波数 5Hz 10Hz におけるペイロード比と内半径の関係	70
図 4.6	ペイロード比-周波数特性(パラメータ=メカニカルギャップ)	71
図 4.7	メカニカルギャップ変化によるうず電流損-周波数特性	72
図 4.8	うず電流損-メカニカルギャップ特性	72
図 4.9	二次導体厚変化に対するペイロード比改善	73
表 4.2	スロットの影響を無視したモデルのモータ設計の結果	73
図 4.10	温度上昇率	74
図 4.11	最大ペイロード比-メカニカルギャップ特性	75
図 4.12	端効果による推力及び減衰比の変化(ポールピッチ=17cm, $g=1\text{mm}$)	76
図 4.13	モータ長一定時の端効果の影響	77
図 4.14	推力-周波数特性	79
図 4.15	スロット幅/スロットピッチ比	79
図 4.16	外側一次の磁束密度分布	80
図 4.17	スロット影響を考慮に入れない場合の磁束密度分布	80
表 4.3	絶縁材料の種類と比重	81
図 4.18	スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びペイロード比特性	83
図 4.19	スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びペイロード比特性(コイル電流密度 $2 [\text{A}/\text{mm}^2]$)	84

図 4.20	スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びペイロード比特性 (コイル電流密度 3 [A/mm ²])	85
図 4.21	最大ペイロード比時の歯における最大磁束密度 (電流密度 2 [A/mm ²])	85
図 4.22	歯における最大平均磁束密度を磁気飽和とした場合のペイロード比特性	86
図 4.23	歯における最大平均磁束密度を磁気飽和とする電流密度	87
図 4.24	電流密度一定 (2.1 [A/mm ²]) 下でのペイロード比最大化	87
図 4.25	電流密度変化させた場合のペイロード比最大化	88
図 4.26	一次側形状変化	89
図 4.27	一次側形状変化及び電流密度変化に対するペイロード比 ($l_{ext} = 5$ [mm])	89
図 4.28	電流密度及びスロット深さを変化させた場合の推力変化	91
図 4.29	電流密度及びスロット深さを変化させた場合のペイロード比	91
図 4.30	設計を行なったモータの周波数推力特性	92
図 4.31	U字型リニア誘導モータの断面図及び座標系	93
表 4.4	40x40 U字型リニア誘導モータのパラメータ	94
図 4.32	40x40 U字型リニア誘導モータの断面図及び寸法 [mm]	94
図 4.33	三次元有限要素法による 40x40 U字型リニア誘導モータの磁束分布	95
表 4.5	40x40 U字型リニア誘導モータの解析結果	96
表 4.6	17.2x40 U字型リニア誘導モータのパラメータ	97
図 4.34	17.2x40 U字型リニア誘導モータの断面図及び寸法 [mm]	97
図 4.35	17.2x40 U字型リニア誘導モータの推力特性	98
図 4.36	17.2x40 U字型リニア誘導モータの吸引力周波数特性	99

第 5 章 リニア誘導モータによる鉛直駆動システムの検討

表 5.1	現行ロープ式エレベータの諸元	104
表 5.2	17.2x40 U字型リニア誘導モータのパラメータ	105
図 5.1	U字形 LIM の取り付け方法	106
図 5.2	かごに取り付けられたモータ結線 (撚架結線)	107
表 5.3	最適設計された外側円筒型リニア誘導モータのパラメータ	107
図 5.3	SMES の設置場所	110
図 5.4	励磁アドミタンスを無視した誘導モータの簡易等価回路	110
表 5.4	U字型リニア誘導モータの回路定数	111
図 5.5	解析モデル	111
図 5.6	リニア誘導モータ部分の回路への変換	111
表 5.5	モデル回路定数	112
図 5.7	力行時電流特性	113
図 5.8	回生時電流特性	114

第 6 章 結論

付録 A $\hat{\Phi}$ の逆フーリエ変換と推力概算式の算出

図 A.1	u 平面の極配置と積分路	125
図 A.2	二次導体の電流経路	129

付録 B 実験機の測定

表 B.1	モータ諸元	132
図 B.1	実験機の概観	133
図 B.2	電源装置の概観	134
図 B.3	実験装置の構成	135

第 1 章

序 論

第 1 章

序 論

1.1 研究の背景

1.1.1 リニアモータの歴史とその特徴

リニアモータが初めてこの世に登場したのは、イギリスの Wheatstone によるリラクタンス型のモータであった。これは 1841 年のことであり、1886 年に発明された回転形の誘導モータに比肩し得るほどの歴史がある。しかし当時において、

- リニアモータの特徴を生かす応用例が少なかったこと
- 技術の未熟さによる問題点の多さ
- 発生する推力がギアを用いた回転機に及ばなかったこと

など様々な理由から、リニアモータの積極的な応用は長い間考えられていなかった。[1, 2]

しかし、1960 年ごろ Laithwaite らによって高速鉄道にリニアモータを応用しようという提案がなされてから、様々なリニアモータ応用についての研究が進められた。これを可能としたのはパワーエレクトロニクス技術の進歩によるところが大きく、技術的問題点の一つであったリニアモータの推力制御ができるようになってきたことも大きな要因である。また、リニアモータを駆動源としての適用しようとした場合、回転機より制御用電力変換装置の影響が大きく、位置や速度の制御のためのセンサも新しい形式が要求される。さらに、ドライブシステム全体としてその構成を考える必要があり、リニアドライブシステムという新しい研究領域を作った。[3]

現在では JR 式磁気浮上鉄道、HSST、TRANSRAPID と言った鉄道分野だけではなく、輸送機関、工場内搬送装置、自動機械、OA・FA 機器など、様々な分野を中心にリニアモータの応用の実現、および構想は着実に広がっている。一般的にリニアモータはその構造上の制約(例えば大きなメカニカルギャップ)あるいは端効果の影響などにより、回転機に比べて効率、力率、並びにその他の点において不利であると言われている。しかし、リニアモータを使用する最大の利点は、(主にギアによる)力の変換機構を介さずに直接直

線運動が得られる、すなわちダイレクトドライブ (Direct Drive) という点にあり、これは回転機では決して得られない。ダイレクトドライブの利点が広く理解されるようになり、交通輸送及び工場内搬送装置における動力装置の小型化、クリーン化、OA・FA 機器のコンパクト化など、従来の回転機のシステムにおいては力の変換装置がある限り実現が困難な分野、あるいは実現可能性の限界が見えてきた分野において、力の変換装置を要しないリニアモータの応用が考えられている。鉛直方向移動を目的としたリニアモータ駆動システムもこのダイレクトドライブという利点を生かした応用例の一つであり、最近注目を浴びている。

1.1.2 リニアモータの応用が考えられている鉛直方向移動システム

現在の鉛直方向あるいは斜度大きい軌道に添っての乗客及び貨物の移動に対しては、エレベータあるいは巻き上げ機が一般的に用いられている。しかし、特に以下に述べるような分野において、非接触ダイレクトドライブ、構成あるいは構造の大きい自由度、高い能動制御性、幅の広い性能範囲などのリニアドライブの特徴を積極的に活かし鉛直方向の移動にまで拡大しようとする構想が数多く提案されており、現在注目を集めている。現在リニアモータの鉛直方向への応用が考えられている分野を以下に示す。[4] 中でも超々高層ビルでのロープレスエレベータ、および微小重力試験装置への応用が現在最も研究が盛んな分野である。

● 超々高層ビル

1980 年後半からの地価高騰あるいは都市環境の醜悪化から、土地の効率的利用と過密都市における環境・機能回復などの問題を提起する目的で、高密度化しつつある建設技術や関連技術および資本の蓄積を背景に様々な超々高層ビル構想が持ち上がった。[5] 表 1.1、1.2 [6] にそれぞれ 1,000m を越える超々高層都市構想及び 1,000m 以下の超々高層都市構想を示す。このように 21 世紀には高さが 1000m を越えるビルの建設がいくつかが想定されている。

そのビル内での鉛直方向移動には、従来の通りロープを持ちいたトラクション方式のエレベータでの対応が考えられているが、超々高層ビルへの適用には以下の二つの問題点が指摘されている。

<揚程限界>

現在の建築基準法による基準下においてロープ式エレベータの実装を行なった場合には、揚程限界が存在することが知られている。図 1.1 にエレベータの揚程限界を示す。[5] ロープ径と本数を増やすことによって、理論的には揚程に限界はないが、実際のエレベータシャフトの大きさ等を考慮に入れると、ロープ式エレベータの限界は、約 800m とされている。

		エアロポリス2001 大林組	TRY2004 清水建設	X-SEED4000 大成建設	スカイシティ1000 竹中工務店
形態	計画のコンセプト	未来の空中都市 過密都市の問題を解消し、グローバル化に対応	自然の大地をそのままに光と風を最大限に取り入れた100万人の空中立体都市構想	生活機能と都市機能を完備し、自然と共に生きていくことをテーマとした超々高層未来都市	都市空間の立体利用 都市機能と自然の両立した理想都市
	規模	高さ(階数) 延床面積 就業人口 居住人口 工期(建設費) その他	2004 m (500階相当) 8800 ha 100万人 7年(88兆円)	4000 m (800階相当) 5000~7000 ha 30~50万人 50~70万人 30年(150兆円)	1000 m (200階相当) 800 ha 10~13万人 3.5万人 14年(4.7兆円)
輸送計画	輸送計画	シャトルエレベータ (トリプルデッキ) リニアモータ	縦輸送：循環型連続輸送 横輸送：リニアモータ新交通	D、Dトランスポート(三次元移動) 斜直、水平、斜め移動 リニアモータ	空中台地を結ぶトリプルデッキ スパイラルモノレール
	発表時期	1989.8	1991.1	1990.11	1989.7

表 1.1: 1000m を越える超々高層都市構想

形態	ミレニアムタワー 大林組	DIB-200 鹿島	ステップオブパータワー 清水建設	TAISEI1100 大成建設	TAK 600 竹中工務店
	計画のコンセプト	過密都市の諸問題を解決すべく、海上に計画された複合立体都市	50階建のシリンドラー状超高層ビルをユニットとして12ユニットを連結して構成、未来ビルの一つのあり方の提案	道路、鉄道、河川などの都市インフラや既存の建物の上部に建設できるという提案	新しい超高層ビルのプロトタイプを目指す
規模	高さ(階数) 800 m (150階)	800 m (200階)	800 m (160階相当)	480 m (100階)	600 m (106階)
延床面積	96.3 ha	約150 ha	132 ha	35 ha	60 ha
就業人口	1.7万人	4.5万人	8万人		2.5万人
居住人口	0.2万人				
工期(建設費)	10年(1.6兆円)	7年(1兆円)	7年(1兆円)	5.5年(0.35兆円)	4年(0.6兆円)
立地	東京湾上		既存都市	都市部	湾岸エリア
輸送計画	ダブルデッキ リニアモーターエレベータ	ダブルデッキ シャトルエレベータ	シャトルエレベータ	セミ・シャトルエレベータ	ダブルデッキ シャトルエレベータ
発表時期	1990.7	1990.9	1991.8	1991.6	1992.12

表 1.2: 1000m 以下の超々高層都市構想

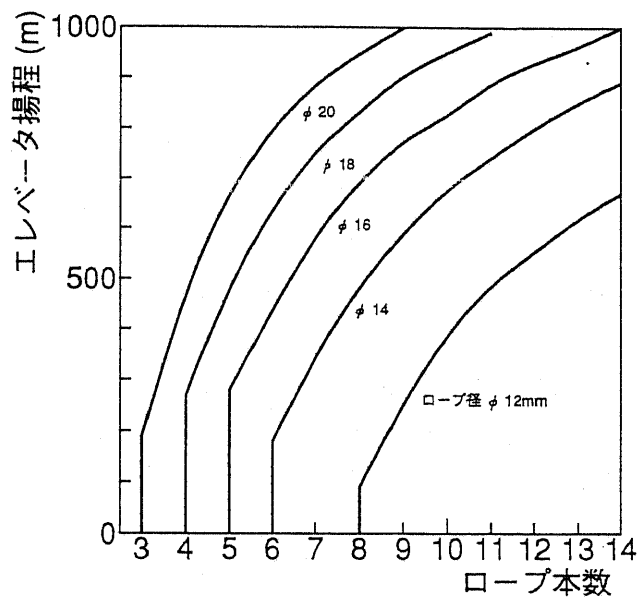
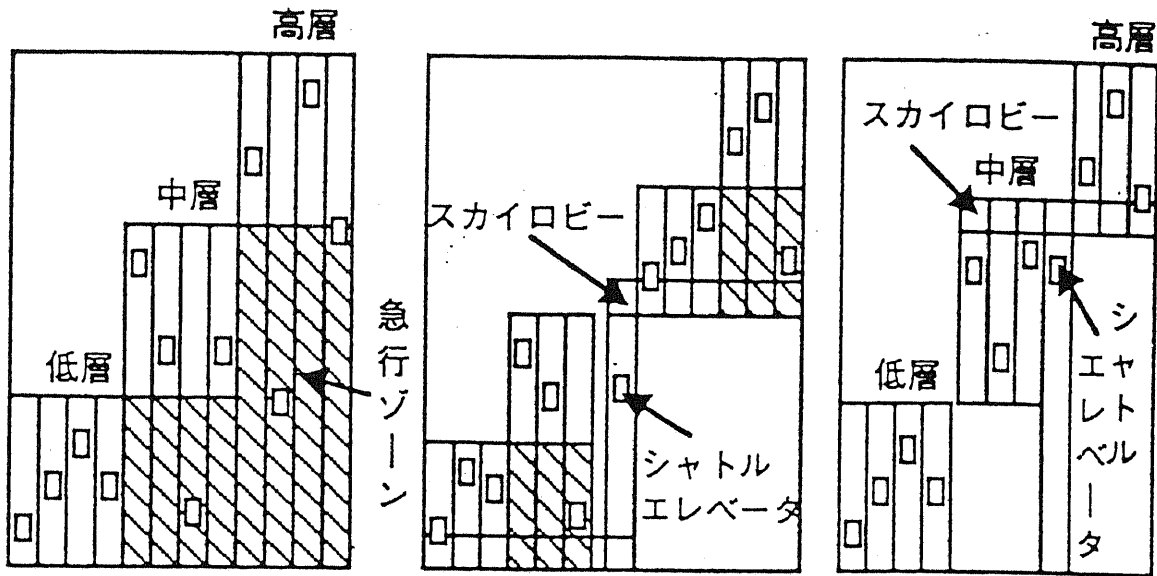


図 1.1: エレベータの揚程限界



(a) サービス階分割方式 (b) スカイロビー方式 (c) トップダウン方式

図 1.2: エレベータ配置方式の例

<エレベータの占有面積率の増大>

現在のビルと同等の輸送力を実現しようと考えたとき、建物の階数が増すにつれ既存のエレベータシステムの場合、エレベータの占有面積率が增大するという欠点を有する。それを解消する方式として、図 1.2 に示すようにサービス階分割方式、スカイロビー方式、トップダウン方式 [7] 等エレベータの占有面積を小さくする方法が考えられてはいる。しかし例えば、1994 年 12 月現在日本一の高さを誇る横浜ランドマークタワー (1993 年 7 月オープン) のタワー棟 (296[m]、地上 70 階、地下 3 階) でのエレベータの総数はサービス階分割方式を用いても 52 台に上る。[8, 9] 従って、1,000m を越える建築物においては現在のエレベータ設備ではその設置の限界に達すると考えられる。

これら二つの問題点を同時に解決する方法として、ロープレス方式による新しい鉛直方向輸送システムが考えられている。

図 1.3 にトラクションおよびロープレス両方式の構造を示す。従来の垂直移動を目的とした駆動システムとの大きな違いは、重量を相殺するために取り付けられているカウンターウェイト及びケージとを連結しているロープが存在しないことである。ロープ自体が存在しないため、理論的には揚程限界が存在しない。またロープが存在しないため、同一シャフト内における複数かごの運行が可能となり、エレベータの昇降路占有面積率を大きく低減することができると考えられている。また、追越しによる急行運転など新しいエレベータ構造を構築する可能性も秘めている。このロープレス方式を実現する方式として、最も有力な方法が駆動システムにリニアモータを応用する方法であり、現在主に研究が行われている。

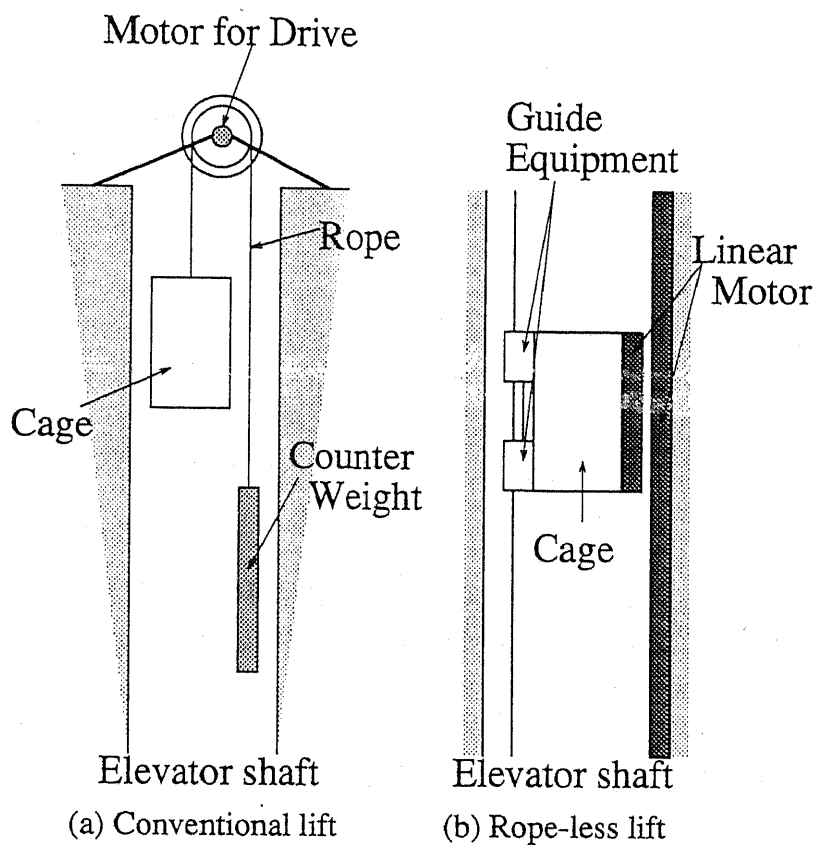


図 1.3: ロープレスエレベータの概念図

- 微小重力試験設備

現在、無重力空間中での物質の製造や生物実験の重要性が注目されており、現在その実験は、人工衛星あるいはスペースシャトル中で主に行なわれている。しかし、打ち上げによる無重力実験は、無重力状態を長時間確保できる代わりに、一回につき数十億円もの打ち上げ費用がかかっているのが現状である。そこで無重力状態の継続時間は短い、安価に無重力環境を作り出す落下塔(ドロップタワー)の建設や運用が各国で進んでおり、主に宇宙実験の予備実験などに用いられている。地球上での無重力実験の手段としてドロップタワーの他に、航空機、気球などの方法が考えられるが、

- 良質で安定した微小重力環境 ($10^{-3} \sim 10^{-5}$ G)
- 短時間でのくり返し実験
- 再実験までの短い準備期間
- 運用コストが極めて安価

といった利点から、ドロップタワーは最も優れた実験設備と言える。また、このドロップタワーの機能を最大限に活用するため大きな加減速力を非接触で与えると言う点で、リニアモータの微小重力実験装置への応用が提案、検討されており、現在実験機レベルでの実用化が盛んに行われている。[10, 11]

- 大深度地下空間利用

将来的に大深度地下空間の利用では、縦方向の移動距離は100m以下であると考えられている。しかし、空間内の地下施設を利用する人の数は、現在とは比較にならないと予想できる。また現在実際に、通商産業省工学技術院では、今後の新しい経済・社会活動を展開していくうえで宇宙、海洋と並ぶ第三のフロンティアとして、50m以深の地下の積極的利用を図るため、大深度地下利用は産業科学技術研究開発のテーマとして研究開発を実施している。[12] さらに、大プロジェクトでなくとも、例えば現在でも新しい新幹線駅が地下に作られているなど地下空間応用は確実に進んでいる。これら空間の有効利用を考慮に入れると、さらに大深度地下空間利用が行われることは想像に固くない。超々高層ビルでも述べた、追い越し、急行運転等現在の鉄道システムに似た新しい鉛直方向輸送システムへの期待は大きく、それを実現可能にする方法としてリニアモータの応用への期待も大きくかかっている。

- 産業プラントでの応用

例えば、保安全管理の面から人間の直接介入を避けるため遠隔制御による原子炉からの廃棄物の移動や、発塵の少ない搬送が必要とされる自動化工場ラインにおいても、水平方向のみではなく、同様に鉛直方向の輸送システムも必要とされている。[3] 積載物の輸送では、上記に述べた超々高層ビル、大深度地下空間利用で用いられるシ

システムに比べ、信頼性や安全性の要求度が低く、プラントの性格によっては余り大きなペイロードを求められないため実用に向けて大きな可能性を持っている。また新しい試みとして、高層建築物建設用に低速・高推力の鉛直移動アクチュエータを応用しユニット化建設に利用しようとする構想もある。

- 部分的な応用

完全な鉛直方向応用でない応用、すなわち斜行の急勾配を登る搬送システム、あるいは鉛直部分での定点停止を想定しないエレベータ、カプセル輸送等に应用しようとする構想である。現在地下設備やダム施設に用いられている輸送システムがこの応用範囲となると考えられる。これらの応用は、完全な鉛直方向輸送ではないため、実用に求められる要求がそれほど大きくない。リニアドライブの低騒音性、メンテナンスフリーなどの利点が十分に利用出来ると考えられる。

リニアモータの鉛直方向の応用が考えられている分野を具体的に上に示したが、そのうち一部は既に

- 日本オーチス リニアエレベータ [3]
- 神鋼電機 LIMLINER-1100HT[13]
- 大成建設 リニアモータ制動落下式微小重力実験設備 [14]

等において実現されている。

しかしこれらは本格的な応用から見れば極めて初歩的な段階にあり、垂直移動リニアドライブシステムの実用化のためにはまだ、

- リニアモータの高推力化とペイロード比の向上
- リニアモータによるブレーキ技術の確立
- 非接触ガイドの開発
- 鉛直リニアドライブシステムとしての完成

などの基礎的な研究が不可欠である。

1.1.3 鉛直方向応用に用いられるリニアモータの形式

鉛直方向へ応用する場合、その適用分野、設置場所によりそれぞれに適したリニアモータの形式が存在する。現在、鉛直方向の応用が考えられているリニアモータの形式は、鉛直方向輸送システムに必要なと思われる条件を考慮にいと、一般的に大容量、高出力が得られるリニア誘導モータ (Linear Induction Motor; LIM) とリニア同期モータ (Linear Induction Motor; LSM) とに限定されると考えられている。また、モータを鉛直方向移動

表 1.3: 各種リニアモータ駆動方式の比較

(エレベータ仕様、1. 速度 7m/s、2. 積載量 2,000kg、3. 行程 200m)

分類	方式(インバータ)	昇降体総重量	皮相電力	かごの発熱	かご電力供給装置	安全装置の規模	判定
LIM	昇降路一次	1.5	5.7MVA	大(二次導体)	蓄電池	現状レベル+α	×(発熱)
	かご一次(搭載)	∞		インバータ重量がプラスされ、かごは上昇できない			×
	かご一次(地上)	7	18MVA	大(リニアモータ)	集電子、トロリー線	超強大	×(重量)
永久磁石式 LSM	昇降路一次	1.5	890kVA	小	蓄電池	現状レベル+α	○
	かご一次(搭載)	2.5	1.5MVA	中	集電子、トロリー線	強大なもの	△
超電導磁石式 LSM	昇降路一次	2	1.2MVA	小	蓄電池	強大なもの	×(信頼性)
	かご一次		超電導磁石を昇降路に敷き詰めるのは実現性に乏しい				

(注1) 昇降体の総重量は、現ロープ式エレベータを“1”とした時の相対値で示した。

システムへ応用する場合、その駆動方式として、短一次(かご一次)方式、長一次(昇降路一次)方式等が考えられており、各々応用するに当たって長所、短所が存在する。

現在までに実用化されたリニアモータの実績等から中里らによってロープレスエレベータ実現性の各種リニアモータ駆動方式による比較が表 1.3 ように行われており [15]、一般的にも受け入れられている。

リニアモータを鉛直方向移動システムに応用する場合、そのシステム各々に要求される性能、条件は当然ながら異なるためリニア誘導モータ及びリニア同期モータの利点に特化した応用が考えられる。しかし現在の鉛直方向応用研究の趨勢は、ターゲットとしてロープレスエレベータを取り上げているものが多く、そのため、表 1.3 に見られるようなその二次側の構造が複雑になる代わりに容易に高推力を得られ、さらに応用の容易さを考慮に入れた永久磁石式のリニア同期モータに関するものが多く、様々な実験装置の製作、あるいは検討が行われている。[16, 17, 18, 19]

一方それに比べ、リニア誘導モータ二次側の構造が簡単でありという利点を有し適用性が広いモータであるが、鉛直方向への応用を考えた場合、特にインバータ搭載のかご一次方式は大きな定常推力とペイロード比を求められることから、その設計条件は極めて厳しいものとなる。そのため、リニア誘導モータをロープレスエレベータのような鉛直方向に応用しようとする研究は少ない。またリニア誘導モータでの鉛直方向応用、特にロープレスエレベータへの実用は難しいと言うのは表 1.3 からも一般的な見解であるが、あくまで現在までに水平方向移動用として設計されたリニア誘導モータの実績を考慮に入れているのであって、鉛直方向応用リニア誘導モータの技術的限界等を直接考察し、検討をおこなった研究はほとんど存在しない。

リニア誘導モータには構造の簡単さと言うリニア同期モータにない利点も多く存在するため、リニア誘導モータで鉛直方向応用がどこまで実現可能であるのか、あるいはどの様な形なら実現可能であるかを検討する必要性が充分存在する。

1.2 研究の目的

前述の通り、現在までの研究では、鉛直方向移動用リニア誘導モータの技術的境界等を考慮した上で、リニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムの検討を行った例はほとんど存在しない。そこで本研究では、リニア誘導モータを鉛直方向移動システムに应用する場合に必要とされる以下の3つの点を明らかにすることを目的としている。

- システムを構築する上で、リニア誘導モータあるいはそのシステムに要求される機能、方式、配置などの条件。
- リニア誘導モータの設計を通じ、鉛直方向移動用リニア誘導モータの技術的境界。
- これらの検討を踏まえ、リニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムの技術的可能性。

<リニア誘導モータあるいはそのシステムに要求される条件>

リニア誘導モータを鉛直方向移動システムに应用する場合、特に求められる要求条件は、

- 走行時における安定な定常推力かつ十分大きいペイロード比
- 上昇下降時における重力の影響を考えた制御及び定点停止制御

であると考えられる。リニア誘導モータのペイロード比(推力/モータ自重)が1を越えることが必要であることは当然であるが、構築するシステムによって(例えば短一次、長一次などの方式の違いあるいは給電方式の違い)モータあるいはシステムに求められる条件が変化する可能性は十分にある。従って、本研究では考えられる方式をすべて取り挙げ、それぞれに変化する要求条件を検討し明らかにする。

<鉛直方向移動用リニア誘導モータの技術的境界>

前述の通り、応用しようとするシステムにより要求される条件は様々であるが、リニア誘導モータのペイロード比(推力/モータ自重)が1を越えると言うのが絶対条件となっている。長一次方式をシステムに应用する場合は、モータ自重が二次側の重さとなりペイロード比が1を越えることは容易に考えられるが、短一次方式を应用した場合、ペイロード比が1を越えるかどうかは微妙な問題となる。システムが実現されるにはペイロード比が最少でも1、出来るだけ大きいペイロード比を持つことが望ましい。現在までの研究でペイロード比を最大化するリニア誘導モータの最適設計を行った例はなく、最大ペイロード比は直接技術的可能性に関係する問題であるため、最大ペイロード比を求めることは重要である。本研究では、数種の短一次タイプのリニア誘導モータを取り上げ、理論的ペイロード比の最大値を求める。

<リニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムの技術的可能性>

上記の2つを行うことにより、リニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムに求められる条件、及びリニア誘導モータの最大ペイロード比が求められる。本研究ではこれらによって得られた結果を用いシステムの実現可能性を検討し明らかにする。またさらにそれらのシステムについては、電源構成等について十分なコンセプトが確立されていない。本研究ではその構成例を示し、そのシステムを検証することによって今後の指針を示す。

1.3 本論文の構成

本論文は序論、結論を含め全6章で構成される。論文の構成は以下の通りで、各章の題目を内容と共に簡単に示す。

第1章: 序論

リニアモータの応用が求められている鉛直方向移動システムの例示、あるいは現在の研究の趨勢の例示を通じて、本研究の背景を述べると共に、本研究の主要な内容を概観し本研究の目的、位置付けを示す。

第2章: 鉛直方向応用リニア誘導モータの駆動方式の検討

リニアモータの鉛直方向応用については、不完全ながらも今までのシステムを補助する方法として、あるいは実験機レベルでの実用例が存在する。しかしその応用は初期の実用段階と言える。本章では、これらの応用例を数例示し、各々のシステムの抱えている問題点等をまとめた。

さらに、次章以降のロープレスエレベータなどの完全な鉛直方向移動システムの検討を行うため、駆動システム別に、応用する場合の利点、問題点を述べ、実現に求められる条件等を検討した。これらの検討結果により以下で検討するモータ設計の目標を明確にした。

第3章: 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計法

リニア誘導モータを鉛直方向に応用するに当たって、もっとも重要な要求される条件は、どの程度のペイロード比(推力/モータ自重)が得られるかである。本論文の目的に合致した円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータについて、ペイロード比を最大とする最適設計手法をモータ別にそれぞれ論じた。また各々の用いる方法の妥当性について、特に三次元有限要素法については試作した小形の円筒型リニア誘導モータでの実験との比較を通じて検討を行った。

第4章: 鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計

第2章の検討結果より、リニア誘導モータの鉛直方向応用において、問題となるのはペイロード比であることを述べ、さらに第3章でペイロード比の最大化を目標とした最適設計に用いる方法等について検討、考察を行ってきた。

本章では、前章の最適設計法を用い鉛直方向応用リニア誘導モータのペイロード比を最大化する最適設計を、円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータそれぞれについて行なった。その結果よりそれぞれのリニア誘導モータの理論的最大ペイロード比を算出した。

第5章: リニア誘導モータによる鉛直駆動システムの検討

前章において設計されたりニア誘導モータの結果を用い、システムの技術的可能性についての考察を加える。完全な鉛直方向移動システムとしてロープレスエレベータと軽量ペイロードの搬送設備を取り上げ、円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータを適用した場合について第2章で述べた駆動方式の検討結果を反映させ、実現可能性を検討した。またモータの配置方式、電源設備の検討など鉛直駆動システム自体の設計及び検討を行った。

第6章: 結論

本論文で得られた検討結果、成果をまとめ、本研究の総合的な結論としさらに関連する今後の課題について述べた。

第 2 章

鉛直方向応用リニア誘導モータの駆動方式 の検討

第 2 章

鉛直方向応用リニア誘導モータの駆動方式の検討

2.1 緒言

リニアモータの鉛直方向移動システムへの応用は、ダイレクトドライブと言うリニアモータの利点を生かした応用例との一つとして考えられ、また様々な分野でその実現が強く要望されている。それに答えるように不完全ながらも、今までのシステムを補助する方法として、あるいはごく初期的な実験機レベルとしての応用例が存在し、様々な研究がなされている。しかしあくまで初期の実用段階であり、ロープレスエレベータのような完全な鉛直方向移動システムへの応用はまだまだと言った感がある。特にリニア誘導モータの鉛直移動システムへの応用は、構造上の利点を有するにも関わらず研究例は多くない。本章では、実際にリニア誘導モータを鉛直移動システムに応用した例を数例示し、これらの応用における構造上、性能上の利点あるいは固有の問題点を検討する。これらの検討を通じ、完全な鉛直移動システムへの応用にあたって何が問題となっているのかの認識を深め、第3章以降の検討の目標、理由付けを行った。さらに上記のことを踏まえ、リニア誘導モータを応用した鉛直移動システムを実現するために要求されるモータ及びシステムの条件を、モータの駆動方式別に検討を行った。これらの要求条件を明確にすることによって、実システムの技術的可能性の検討を行う上での指針とした。

2.2 リニア誘導モータを応用した鉛直移動システム例

現在までにリニア誘導モータの最大の利点であるダイレクトドライブを積極的に利用し、鉛直方向移動システムに応用した実用例が数例存在する。しかしその実用例は、今までのシステムを改良したものが多く、リニア誘導モータをこれまでの駆動システムの補助的、代替駆動装置として応用、あるいは従来のリニア誘導モータを応用した水平平面方向移動システムの発展形として実現など、まだまだ初期的な応用段階として実現されているに過ぎない。従ってロープレスエレベータの様な完全な鉛直方向移動システムへの応用はまだこれからの研究課題となっている。

本節では、実際に実用化されているものとして以下の三つを取り上げる。

- 既存のシステムの改良により代替駆動システムとしてリニア誘導モータを応用している例として日本オーチス社 リニアエレベータ [3]、
- 従来の水平平面方向リニア誘導モータの発展形の例として神鋼電機社 Limliner[13]、
- リニア誘導モータをドロップタワーの制動装置として応用した例として大成建設社の開発したリニアモータ制動落下式微小重力実験設備 [14]

それぞれ実現例を紹介し、それぞれの問題点を検討した。また、これらを通じ、完全な鉛直移動システムへの応用にあたり何が問題となるかについてまとめた。

2.2.1 リニアエレベータ

現在実用化されているエレベータの駆動方式は図 2.1 に示す二方式が広く使用されている [3]。

トラクション方式

通常の建造物内鉛直方向搬送装置として用いられているエレベータ方式である。特徴としてつりあいおもり(カウンターウエイト)とかごとをロープで接続しており、かごの重さを相殺する機構を持っている点である。さらに、建物の頂部に設置された巻き上げ機でロープを巻き上げることによって、かごを上下に駆動する。

油圧方式

油圧の力を利用してプランジャを上下させ、そのプランジャに直結されたかごが上下する。

しかし、これらの方式には現在構造上の様々な問題点が存在し、特に注目を浴びている問題は、以下の点についてである。

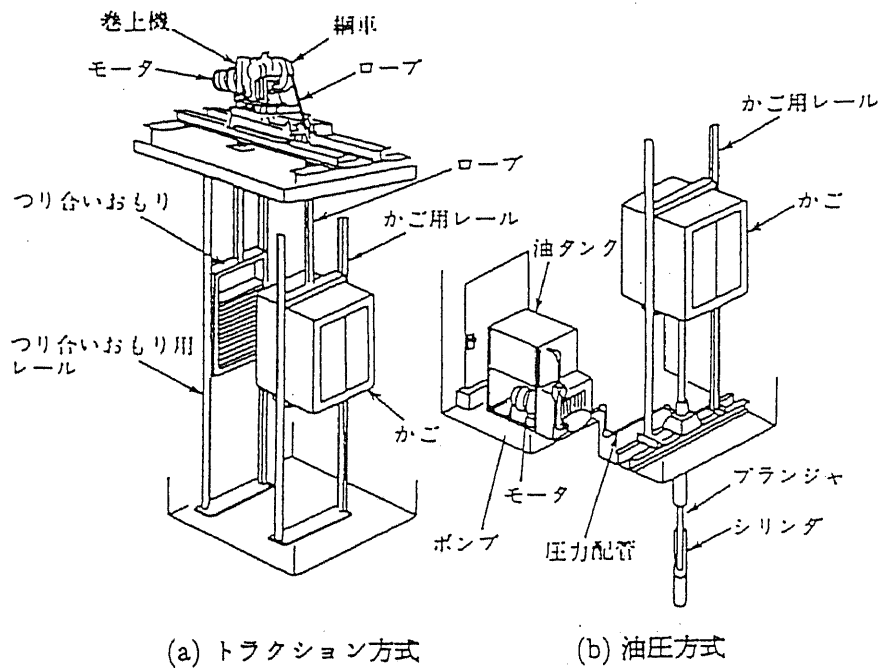


図 2.1: 従来のエレベータ駆動方式

- 巻き上げ機、油圧ポンプ室のスペースの問題

巻き上げ機のある機械室及び油圧ポンプ室のとりスペースは意外に大きく、通常エレベータ機械室として1~2階分を占有する。現在この機械室の省スペース化が大きな問題となっている。

この巻き上げ機のスペースの節約を実現する一つの方式として、円筒型リニア誘導モータを応用したリニアエレベータが(株)日本オーチスによって開発されている。[3]

その構造的特徴としては、図 2.2 に示すとおり従来エレベータシステムのカウンターウェイト内に円筒型リニア誘導モータの一次側を埋め込んだ構造になっている。この構造により巻き上げ機が不必要となり、その分スペースの有効利用が行えると言った利点を持っている。また、カウンターウェイトに取り付けられているモータは、リニア誘導モータであるため、二次導体の構造を非常に簡単にすることができ、取り付け作業及び保守点検が軽減されるなどの特徴も有している。

しかし、基本的にはロープ支持機構を持つ従来のエレベータシステムであるため、ロープ支持方式と同様の揚程距離を持ち、カウンターウェイトが存在するためシャフト内に存在するかごの数を1つに限定してしまうと言う欠点を改善することは出来ない。従って従来の高層建築物においてはその機械室の省スペース化という利点を十分に応用できるが、超々高層ビルへの応用に関しては、ダイレクトドライブを最大限利用したロープレス方式と比較して優れているとは言い難い。また、現在のリニアエレベータにおける問題点としては、

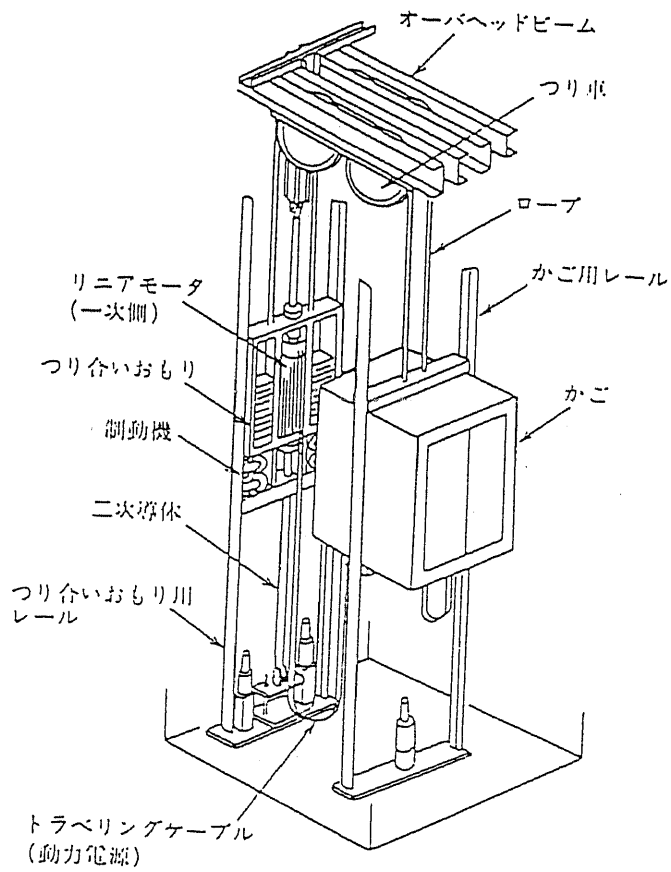


図 2.2: リニアモータエレベータ構造図

- 二次側シャフト長の施工限界、あるいは集電技術からくる駆動距離の限界
- 現在設計されているリニア誘導モータの推力限界による積載重量の限界

が挙げられており、[20] リニア誘導モータの高推力化による積載重量の増加、高速化、高加減速化などが今後の検討項目となっている。

2.2.2 リニアモータ式病院内小物高速搬送装置 LIMLINER-1100HT

純粋な鉛直方向応用ではないが、現在リニア誘導モータの応用で、しかも鉛直方向に動き得るものとしては、(株)神鋼電機が開発した LIMLINER がある。これは、これまでの水平平面内搬送を発展させた応用例である。この LIMLINER は、搬送装置として的高速性を失わないよう、搬送物を水平から垂直へ、垂直から水平へ移載することなく連続走行が可能な地上一次方式の3次元搬送(立体搬送)を実現している。その概念図を図 2.3 に示す。概念的には鉛直方向輸送の場合、地上側に不連続に設置されたりリニア誘導モータの一次側により水平平面内で加速し、慣性をもって鉛直方向移動を実現している。実際には鉛直部分には数個の一次側モータが配置されており、重力加速度による慣性の減少分をいくらか補う方法がとられている。あくまで鉛直部分の一次側は慣性の減少分を補うために存在し、鉛直部分において停止することが出来ないという特徴を有する。

病院内の小物搬送装置としては、エアシュータ等その他の方法が考えられているが、今の所 LIMLINER 以外に、高速でかつ複数の搬送装置の連続搬送が可能なものはない。図 2.4 にある病院で実際に用いられている LIMLINER の軌道系統図及び表 2.1 に基本仕様を示した。[21] 地下2階から6階まで軌道が張りめぐらされており水平方向及び鉛直方向搬送が行なわれているのが分かる。

このシステムの特徴として、[20]

- 高速化が実現、更に高速化が期待できる。
- 静寂性に優れている。
- 保守性に優れている。

などが挙げられる。しかしシステムの低価格化(現在約100万円/m)及びモータ推力の向上による積載重量の増大化が今後の課題として研究されている。

2.2.3 リニアドライブ方式ドロップタワー

微小重力試験設備の応用例として、(株)大成建設の開発したりニアモータ制動落下式微小重力実験設備が存在する。[14] システムの概念図を図 2.5 に示す。

システムの原理は、実験機器を搭載したカプセルを自然落下させ、数秒の微小重力状態を作り出す装置である。実際には、カプセルを二重構造を有しており、空気抵抗、落下ガイド抵抗を外側にあるカプセルに働かせ、内側にあるカプセル内では高品質の微小重力

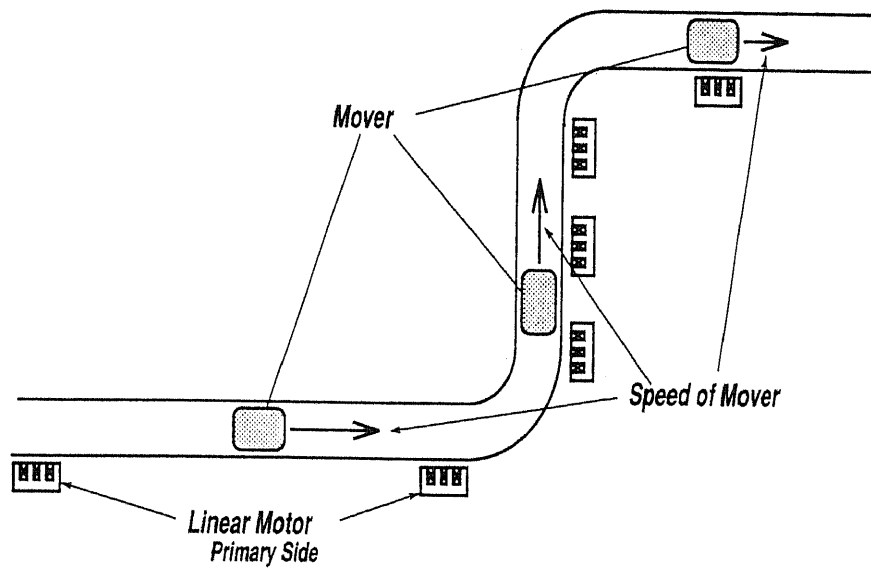


図 2.3: LIMLINER の鉛直輸送概念図

1990年4月
350床
地下1階 地上6階

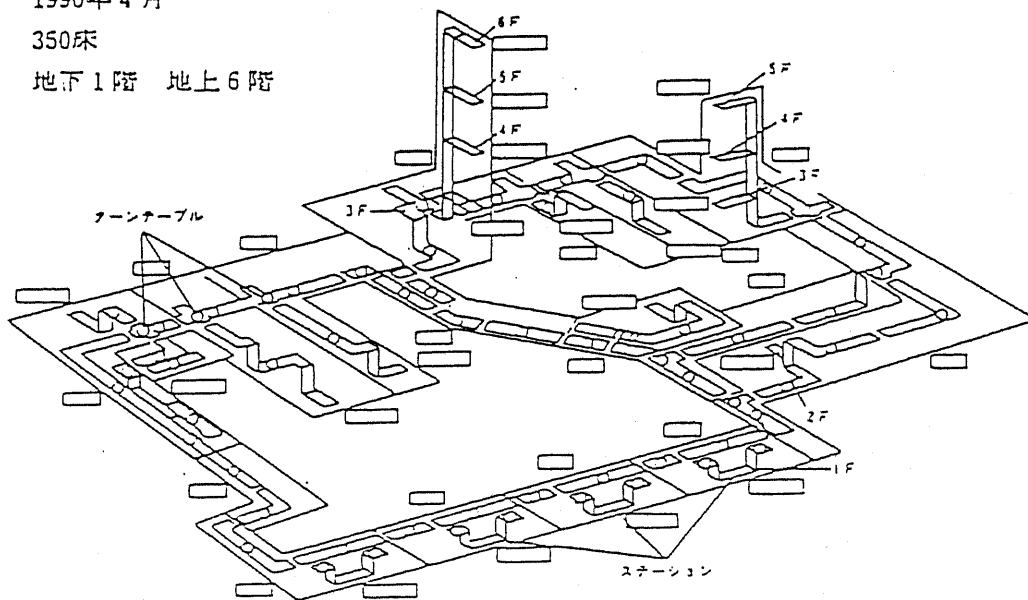


図 2.4: 病院内軌道系統図

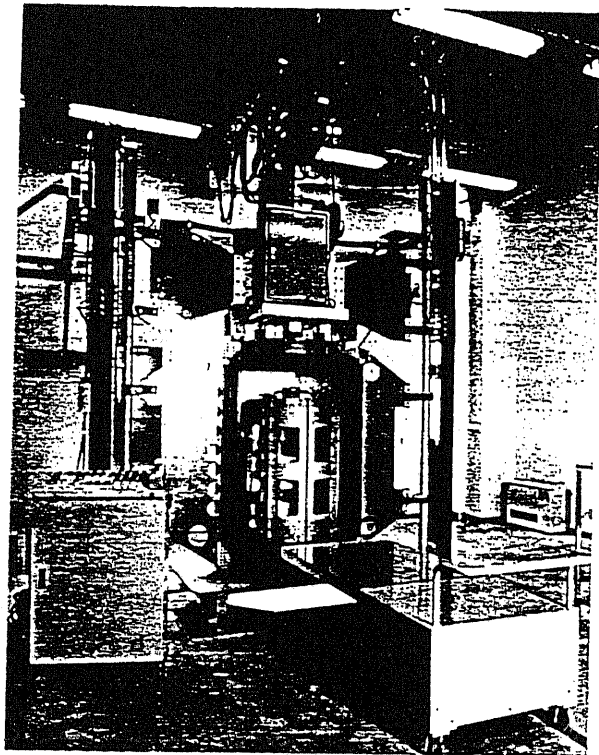
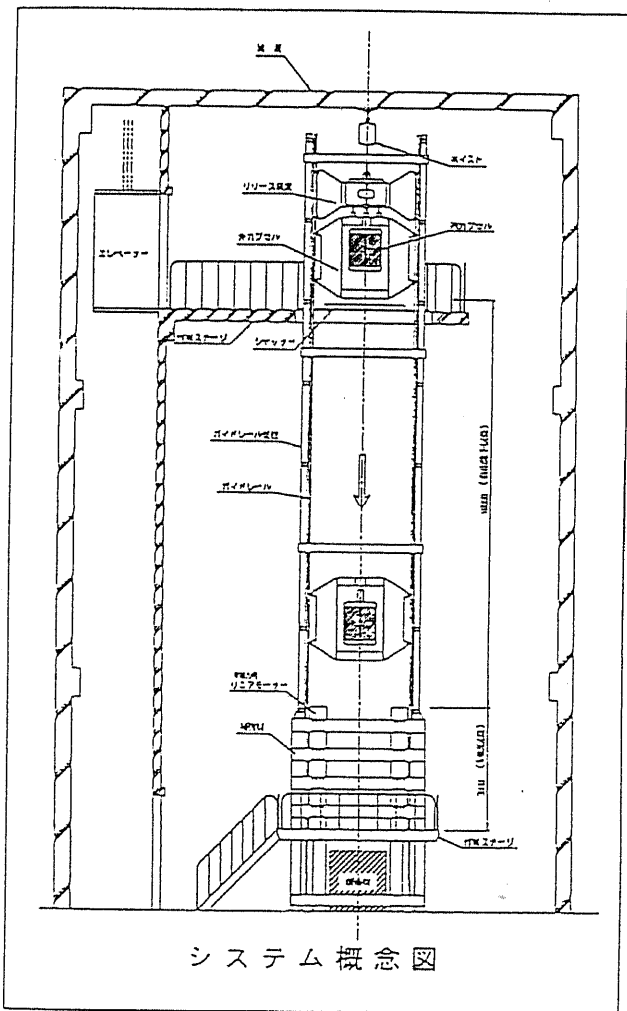
表 2.1: 病院内搬送システムの基本仕様

リニアモータ搬送方式	立体走行型地上一次方式
走行速度	水平部 5[m/s] (最大) 垂直部 3[m/s] (最大)
積載荷重	5[kgf]
速度制御方式	一次電圧制御方式
電源容量	80[kVA]
軌道全長	670[m]
搬送対象物	カルテ (A4), X線フィルム, 薬品 検体, 滅菌材料, 伝票類
ステーション数	19
コンテナ数	40[台]

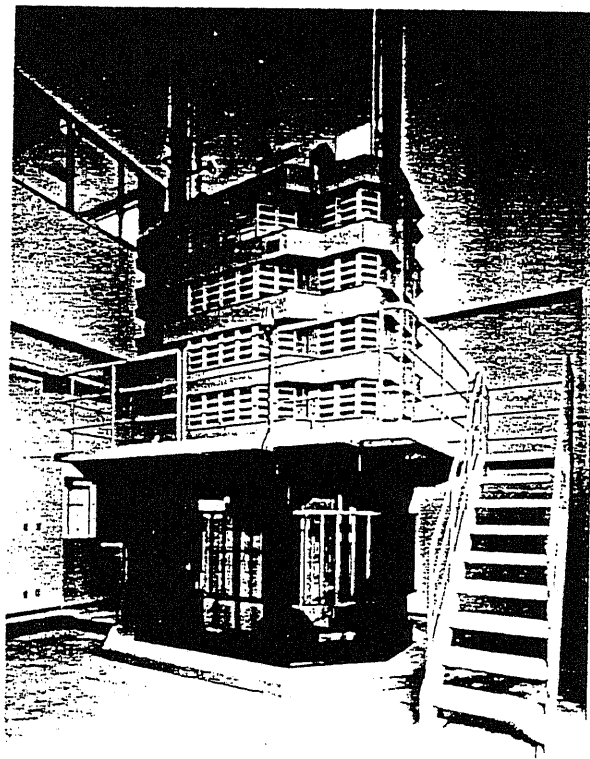
表 2.2: ドロップタワーの仕様

項目	数値 [単位]
自由落下距離	10[m]
微小重力時間	1.2 秒以上
微小重力の質	10^{-2} G 以下
制動加速度	平均 4 G
ペイロード重量	最大 100[kg]
ペイロード容積	720[mm] ϕ × 920[mm] h

状態が得られるよう工夫されている。また、落下する外側のカプセルの翼を二次側、外部コイルを一次側とする長一次方式のリニア誘導モータによりカプセルの制動、停止を行っている。システムの仕様は表 2.2 に示す。また、微小重力実験のための電気代は一落下実験当たり 15 円以下と極めて安価に実現でき、さらに繰り返し実験を行うことができるのが特徴となっている。この他リニア誘導モータを用いないドロップタワーとして、超電導マグネットによるリニア同期モータを応用した三菱重工業 (株)、動力炉核燃料開発事業団による超電導垂直リニアモータ [22] などが存在するが、リニア誘導モータを用いる利点として、モータ位置検出を行い、一次側、二次側の同期をとる必要がないという点が挙げられる。また、リニア誘導モータを長一次方式で用いる場合、懸念される二次導体における発熱の問題等については、制動を行う時間が極めて短いため現在大きな問題とはなっていない。



リリース装置、外カプセル、内カプセル、操作盤



リニアモータを使用した制動部

図 2.5: ドロップタワーのシステム概念図

2.2.4 まとめ

現在までに実現されているリニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システム例について紹介した。ここで紹介した三つの実現例はいずれもロープレスエレベータの様なりニア誘導モータを応用した完全な鉛直方向移動システムではないが、それぞれの大規模な実用化にあたってはまだまだ問題点が存在していることが分かる。特に本節の検討により、紹介したシステムにとってのこれからの共通の問題点として、特にリニア誘導モータの高出力化が望まれていることであるとわかる。従って、リニア誘導モータを応用した完全な鉛直方向移動システムにおいても同様に、さらなる高推力化が問題となってくることは確実であり、さらに完全な鉛直方向移動システムにおいてはモータ自身を持ち上げる必要があるため、推力とモータ自重との関係、すなわちペイロード比(推力/モータ自重)がシステムの実用化に向けてもっとも重要なキーファクターになることが予想される。次節から、リニア誘導モータを応用した完全な鉛直移動システムについて、特にその駆動システム別に必要とされている、ペイロード比の条件、あるいはシステムの条件を検討する。

2.3 鉛直方向応用リニア誘導モータ駆動方式の検討

前節の検討によって、リニア誘導モータを用いた鉛直方向移動システムの実用化には、推力及びペイロード比の向上が重要なキーファクターになることを示した。システムを実現するためには、ペイロード比が1を越えることが大前提となるが、システムとして定常的な運転を行なう場合には更に必要な条件が存在すると考えられる。

本節においては、リニア誘導モータを用いた鉛直方向移動システム、特に最も汎用性の高いシステムとしてリニアエレベータを取り上げ、システムの定常的な運用のために求められるシステムの条件、あるいはモータに要求される条件、機能を具体的に検討した。

その対象として、一般性を持たせるためにその実現の可能性を持つリニア誘導モータ方式別にまとめてロープレスエレベータに要求される機能を明示しながら検討を行なった。

2.3.1 リニア誘導モータによる実現可能な駆動方式

ロープレスエレベータのような鉛直方向移動システムの場合、リニアモータ駆動方式の実現方法は大きく分けて図2.6に示す通り二方式に分けられる。

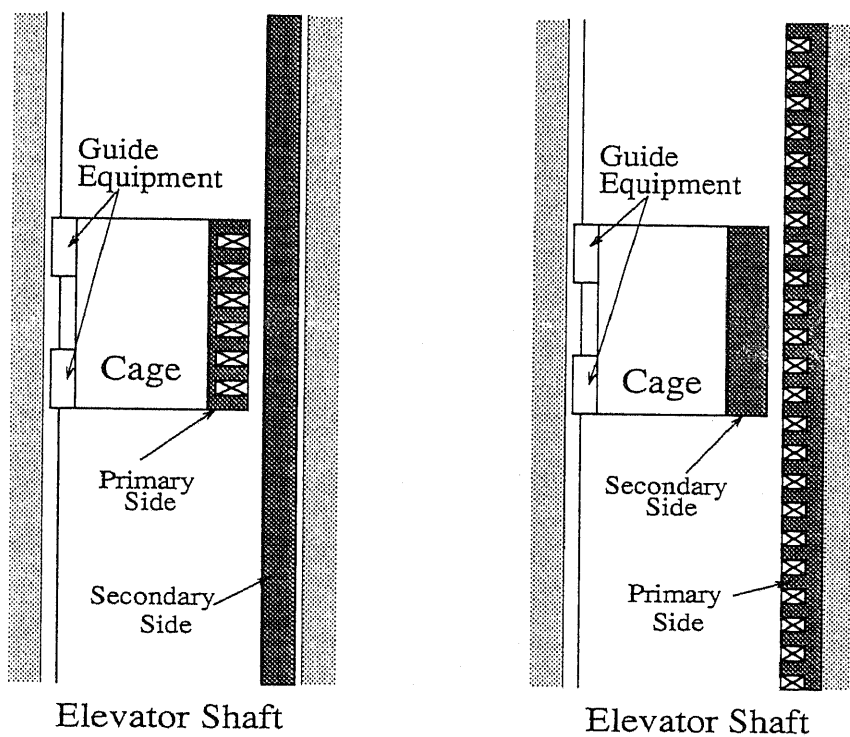
短一次(かご一次)方式

リニア誘導モータの一次側をエレベータのかごに設置し、簡単な構造を持つ二次側(通常はアルミプレート)を昇降路に設置する方式。かごに取り付けられた一次側に電力を供給するための、電力変換装置すなわちインバータ・コンバータをかご上に搭載するか、地上に設置する二つの方式が考えられる。従って、電力変換装置をどこに設置するかによってそのシステム構成あるいは実現性に大きな違いが存在する。その違いは、おもに重量的条件の問題となる。

長一次(昇降路一次)方式

リニア誘導モータの一次側を昇降路に設置し、かごに二次側を設置する方式。短一次(かご一次)方式の場合と違い重量的条件はほとんど問題にならないと考えられる。一方、かごに取り付けられた二次側に発生するジュール熱が問題となり、それが実現性に対する重要なキーファクターとなっている。また昇降路に設置する一次側の配置方法として、一次側と二次側との同期が必要でない利点を応用した分散配置と連続配置の二通りの方法が考えられる。

以下に各々の方式についての検討を行ない、実用化への要求条件等をまとめた。



(a) 短一次 (かご一次) 方式

(b) 長一次 (昇降路一次) 方式

図 2.6: リニア誘導モータ駆動システムの方式

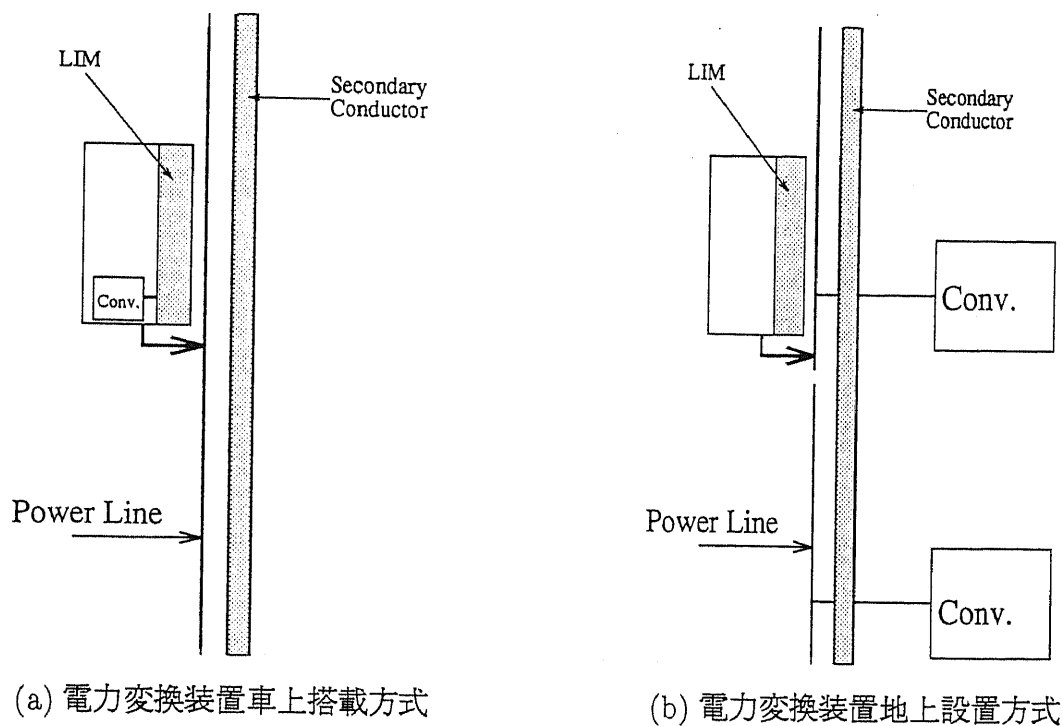


図 2.7: 短一次駆動方式の電源システム

2.3.2 短一次 (かご一次) 方式

短一次 (かご一次) 方式のシステム構成及びその特徴

短一次 (かご一次) 方式をとる場合の特徴は以下の通りである。

- 構造が簡単である二次側を昇降路側に設置し、リニア誘導モータの特徴の一つであるシステム構造が簡単である利点を利用するため経済的効果が大きい。
- 一次側が移動するかごに取り付けられているため、制御性に優れた特性を持つ。
- 一次コイルが重くなるため、ペイロード比 (推力/一次側自重) が低くなる。また、電力変換装置をかごに搭載する場合、さらに高いペイロード比を有するモータが必要になる。

また短一次 (かご一次) 方式を実現する方法として、さらに図 2.7 に示す通り、電力変換装置をかごに搭載する方法、と地上に設置する方法、の二方式が考えられる。

短一次 (かご一次) 方式電力変換装置かご搭載システムという形は、図 2.7(a) の様に電気車システムと同様に電線から電力を集電し、コンバータ、インバータによって短一次 (かご一次) 型リニア誘導モータを駆動するシステムとなる。これは、既存の輸送システム制御をそのまま鉛直方向に流用することが出来るという利点を有し、さらに一次側が移動するかごに取り付けられているため、電源地上設置型に比べ制御性に優れるという特性

を持つ。このシステムの実現性の大きな問題となるのはかごにコンバータ、インバータ等電力変換装置を搭載した場合、リニア誘導モータは電力変換装置をも持ち上げる必要があるため、電力変換装置地上設置に比べさらに大きなペイロード比を持つ必要がある。どの程度のペイロード比が必要になるかは、後ほど詳しく検討を行う。

また、電力変換装置地上設置の場合、一つのシャフト内に複数のかごを存在させるため、あるいは効率的な運用を行なうために、図2.7に示すようにある区間ごとにコンバータを設置し、リニア誘導モータが存在する区間ではき電線から集電器を通してパワーを受けとり、存在しない部分は電力を供給しない方法をとる必要がある。この場合、一つの集電器が無電圧区間を渡る時に推力を失わないようにリニア誘導モータを多分割して複数の集電器と対応させ一つ一つ渡っていくなどの技術が必要となる。課題としては制御の複雑化を招くことになり、制御方法の検討も必要となるであろう。

短一次(かご一次)方式用リニア誘導モータシステムに求められる重量に関する条件

前述した通り、短一次(かご一次)方式をとる場合、コンバータあるいはインバータと言った電力変換装置を通常の電車車両のように移動部分(かご)に搭載できるかどうかによって、そのシステム構成が大きく変化する。ここでは特に電力変換装置をかごに搭載し、定常的な運用を行うためにリニア誘導モータに必要な重量的条件についての検討を行なう。

考えるシステムとして、鉛直部分に停止する必要もある場合を考える。この場合、モータの自重と電力変換装置の重さの和よりも推力が大きいことが必要条件となる。さらに定常的な運転を行う場合にはリニア誘導モータの効率、力率によってもその重量的条件は変化すると考えられる。一般的な重量的条件を求めるために以下のように検討を行った。

一般的な条件

粗い近似として、リニアモータの重量(W_m)、ケージに搭載する電力変換装置の重量(W_c)がそれぞれの出力(P_m, P_c)に対して図2.8の様に線形近似されるとする。

それぞれの重量(W_m, W_c)は

$$W_m = W_{m0} + k_m P_m \quad (2.1)$$

$$W_c = W_{c0} + k_c P_c \quad (2.2)$$

と表現できる。下付文字 m はモータ c は電力変換装置のものであることを示し、 W, P はそれぞれ重量及び出力を示す。また k_m, k_c は比例係数、 W_{m0}, W_{c0} は定数である。

ケージ(かご)及びその他の部分(モータ、電力変換装置取り付け機器など)の重量は、これらの重量から同様に

$$W_o = W_{o0} + k_o (W_m + W_c) \quad (2.3)$$

と近似できるとする。

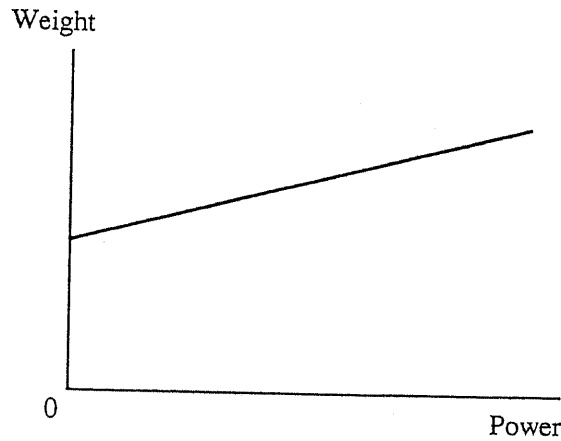


図 2.8: 重量のモデル

ケージ(かご)が定常速度 v_m [m/s] で走行している場合の余裕加速度を $\alpha_m g$ [m/s²](ただし g は重力加速度)、全重量を W_t [N]、 η をモータの効率、 $\cos \phi$ をモータ力率とすれば、モータ容量 P_m は次式となる。

$$P_m = (1 + \alpha_m)W_t \times v_m \times \frac{1}{\eta \cos \phi} \quad (2.4)$$

従って、このシステムに必要な電力変換装置の容量 P_c は、式(2.5)のように書き表される。

$$P_c = \frac{1}{\cos \theta_c} P_m \quad (2.5)$$

ただし、 $\cos \theta_c$ を電力変換装置の力率、効率はほぼ1であるとした。

従って、全重量 W_t は式(2.6)で求められる。

$$W_t = W_m + W_c + W_o \quad (2.6)$$

従って、式(2.1)(2.2)(2.3)(2.4)(2.5)(2.6)を連立して解くと全重量 W_t は

$$W_t = \frac{W_{to}}{1 - (1 + k_o) \left(k_m + \frac{k_c}{\cos \theta_c} \right) \frac{(1 + \alpha_m) v_m}{\eta \cos \phi}} \quad (2.7)$$

と表される。ただし $W_{to} = (1 + k_o)(W_{mo} + W_{co}) + W_{oo}$ である。

式(2.7)の右辺の分母の第二項が1に近づくにつれケージ(かご)の所要重量が増加することが分かる。

ペイロード比が与えられた場合の条件

リニア誘導モータのペイロード比 p (=推力 F/W_m) が与えられてとき、その重量的な条件は次のようにして求められる。

式(2.4)を置き換えると式(2.8)となる。

$$P_m = pW_m \times v_m \times \frac{1}{\eta \cos \phi} \quad (2.8)$$

式(2.8)から式(2.2)、式(2.3)は各々次式と書き換えられる。

$$W_c = W_{co} + \frac{k_c p v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi} W_m \quad (2.9)$$

$$W_o = W_{oo} + k_o W_{co} + k_o \left(1 + \frac{k_c p v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi} \right) W_m \quad (2.10)$$

従って式(2.6)より全重量(W_t)は式(2.11)と書き表される。

$$W_t = W_{oo} + (1 + k_o)W_{co} + (1 + k_o) \left(1 + \frac{k_c p v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi} \right) W_m \quad (2.11)$$

システム実現のため要求される条件

ここで、短一次(かご一次)型電力変換装置車載システムが実現する臨界条件を求める。

式(2.11)からこのシステムが実現のための最低モータ自重 W_m は、余裕加速度を $\alpha g [m/s^2]$ とし推力 $F = pW_m = (1 + \alpha)W_t$ とおくことによって

$$W_m = \frac{(1 + \alpha)\{W_{oo} + (1 + k_o)W_{co}\}}{p - (1 + k_o)(1 + \alpha) \left(1 + \frac{k_c p v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi} \right)} \quad (2.12)$$

となる。従って、この W_m が存在するためのペイロード比 (p) の条件は、

$$p > \frac{(1 + k_o)(1 + \alpha)}{1 - (1 + k_o)(1 + \alpha) \frac{k_c v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi}} \quad (2.13)$$

である。

ケージ(かご)及びその他の部分(モータ、コンバータ、インバータ取り付け機器など)の重量増加分を無視すると(すなわち $k_o = 0$ とすると)式(2.13)は次式となる。

$$p > \frac{1 + \alpha}{1 - (1 + \alpha) \frac{k_c v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi}} \quad (2.14)$$

式(2.14)において未知定数は電力変換装置の比例係数である。一方、電力変換装置地上設置システムにおいては、 $k_c = 0$ とおけば良く、その条件は $p > 1 + \alpha$ となる。

検討例

短一次(かご一次)型電力変換装置車載システムの実現のためには、インバータ、コンバータなどの電力変換装置の軽量化も望まれる。現在、インバータ等の軽量化は鉄道においても重要な研究となっており、高出力、低重量のインバータが次々に開発されている。そこで、実際のシステム検討を行うために1988年から1993年にかけて電車搭載用インバータの容量と重量の遍歴を図2.9に示した。[23, 24, 25, 26, 27, 28, 29]

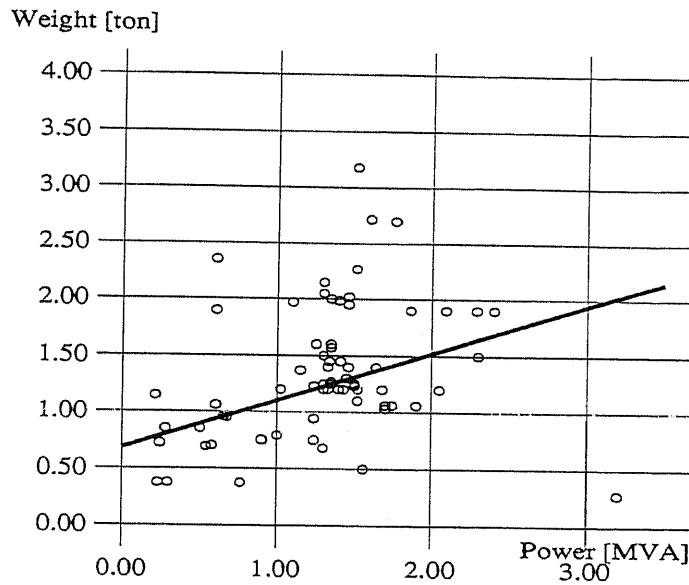


図 2.9: インバータの容量と重量の関係

図2.9においては、サイリスタ、GTO、IGBTなど変換素子の区別、キャリア周波数、或は年代に関係なくプロットを行った。図2.9を用い、図2.8で示されるような一次近似を最小二乗法で行ない、係数 W_{co} , k_c を求めた。ただし最小二乗法を行う時に、大きく外れていると思われるインバータ例は考慮から外した。この結果、

$$\begin{aligned} W_{co} &= 681[\text{kg}] \\ k_c &= 0.42[\text{kg/KVA}] = 4.1 \times 10^{-3}[\text{N/VA}] \end{aligned} \tag{2.15}$$

となった。その結果を図2.9中に直線で図示した。

リニア誘導モータを応用した短一次(かご一次)電力変換装置車載型システムの実現のための必要条件を求めため、例として、リニア誘導モータの効率(η)、力率($\cos \phi$)を新都市交通用リニア誘導モータの特性値の実測結果から代表値として取り上げた。[30]このリニア誘導モータは、交通用であるため、メカニカルギャップが大きくとられており、効率、力率が通常のリニア誘導モータに比較して悪い値をとる。

図2.10より、モータ速度($v_m = 10[\text{m/s}] = 36[\text{km/h}]$)とすると、 $\eta = 0.6$, $\cos \phi = 0.55$ となることがわかる。さらに電力変換装置の力率をかなり悪くとり($\cos \theta_c = 0.8$)、余裕

加速度 $\alpha g = 0$ とした場合、式 (2.14) よりその要求条件は $p > 1.2$ となる。検討例として、図 2.11 に、 W_{oo} (かご重量+ペイロード) が $W_{oo} = 0, 20$ [kN] の条件下でのペイロード比-最小モータ自重曲線を示す。更に ($W_{oo} = 20$ [kN]) の場合、電力変換装置を地上設置した場合の最小モータ自重曲線も同時に示した。

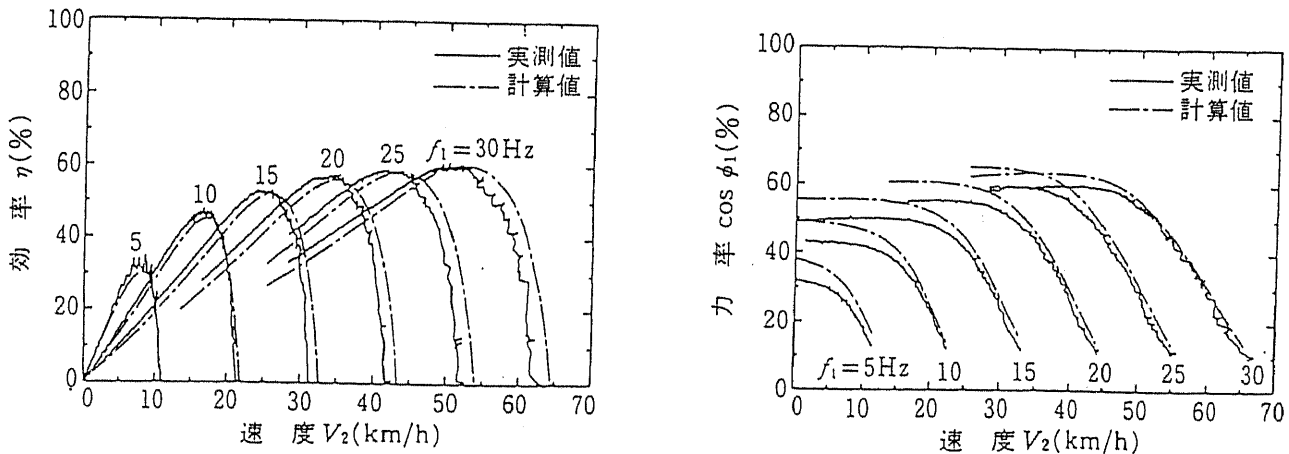


図 2.10: 新都市交通用リニア誘導モータの特性値

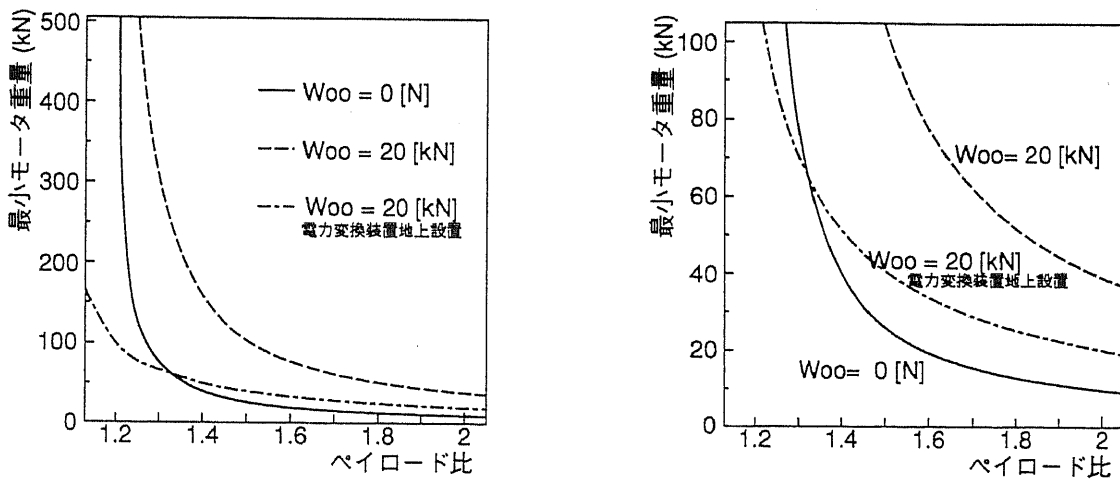


図 2.11: ペイロード比-最小自重曲線

図 2.11 より、例えばケージ (かご) 及びその他の部分 (モータ、電力変換装置取り付け機器など) の重量が 20 [kN]、モータのペイロード比が 1.97 の場合、最小モータ自重が 40 [kN] が必要であり、従って電力変換装置の重量は約 20 [kN] がとなる。従来のエレベータケージ (かご) に比べ、非常に大きな重量となることが分かる。

2.3.3 長一次(昇降路一次)方式

長一次(昇降路一次)方式のシステム構成及びその特徴

長一次(昇降路一次)方式をとる場合、その特徴は以下の通りである。

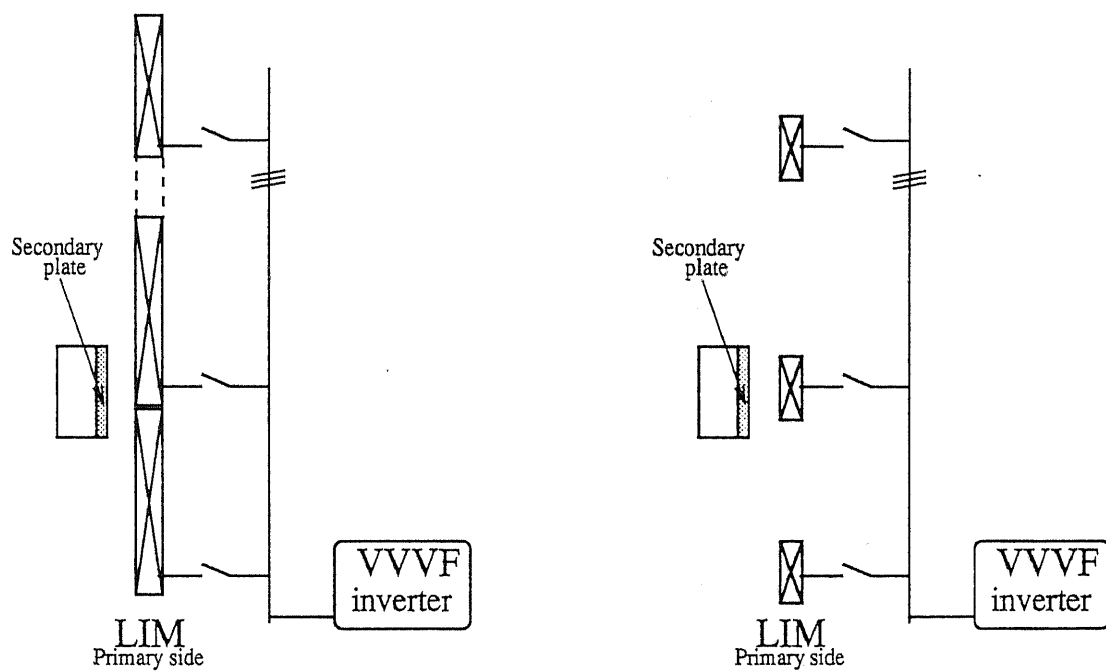
- 昇降路側に一次側が存在するため、リニア誘導モータの二次側の構造が簡単であるという特徴を生かしきれない。
- 軽量の二次側をケージ(かご)に搭載するため短一次方式に比べ、ペイロード比(推力/二次側重量)を大きくとることが出来る。
- 一次側と二次側の間に同期をとる必要がないため、リニア同期モータ等に比べ一次側コイル間の設置精度、設置条件等が緩やかである。
- 常に二次側に発熱を伴うため、冷却機構が必要となる。一方、発熱源が集中しているので、廃熱等を回収し易い。

電源供給方式として、図 2.12(a) に示す通り、通常通り一次側をある単位のセクションに分割し、連続き電する方式と、同期をとる必要がない利点を生かした、(b) に示す一次側コイルの分散配置方式の二つが考えられる。特に (b) の方式においては、コイルを分散配置を行なうことにより、一次側コイルの設置数が減少するため経済性の面からは有効な方式であると考えられる。また、コイル間の距離を適当な長さとすることにより、冷却に関しても問題のないシステムを設計できる可能性がある。ただし、欠点として定点静止などで制限される可能性がある。

コイル分散配置についての考察

コイル分散配置としてどの程度のものが可能であるか考察を行った。コイル分散配置方式による鉛直方向搬送時、エレベータシャフトが充分長く、かつ、停止部分がない区間では、定常的な搬送が行なわれていると考えられる。特にこの場合、図 2.13 に示すような定常的運転が行なわれるよう設計されていると仮定する。

1. 速度 (v_{in}) で加速区間に突入
2. 加速空間(距離 h') で加速度 αg で加速
(ただし、 α は比例係数、 g は重力加速度)
3. 加速空間終端で速度 (v_{out}) で放出
4. コイルのない部分(距離 h) では 重力加速度 g で減速
5. 速度 (v_{in}) で加速区間に再突入



(a) 長一次方式の連続配置電源システム

(b) 長一次コイル分散配置電源システム

図 2.12: 長一次 (昇降路一次) 方式の電源システムの種類

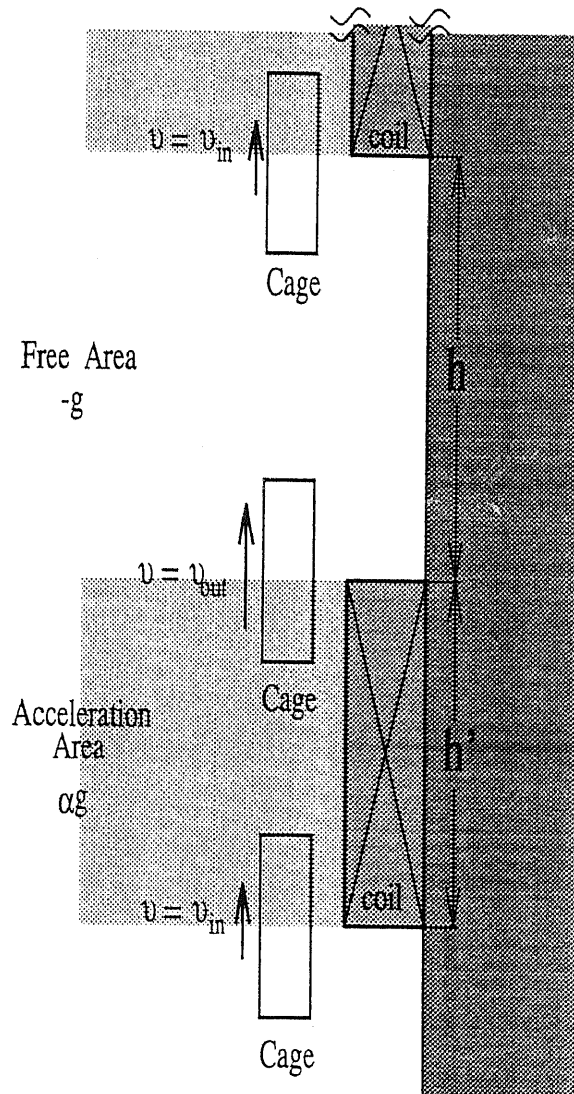


図 2.13: コイル分散配置時の運転モデル図

加速度が各々の区間で一定であると仮定すると、加速空間の距離 (h') とコイルのない距離 (h) は各々次式のように与えられる。

$$h' = \frac{v_{out}^2 - v_{in}^2}{2\alpha g} \quad (2.16)$$

$$h = \frac{v_{out}^2 - v_{in}^2}{2g} \quad (2.17)$$

従って距離 h' と h の比は加速度の逆数に比例することが分かる。

コイル分散配置方式でエレベータのように人を輸送するシステムへの応用を考えた場合、上昇加速度は高々 $0.1g$ 程度であることを考慮に入れると、[15] コイル部分の長さとその他の長さの比が $10:1$ となる。この場合、コイル分散配置の利点である経済性あるいは放熱性能共に生かす設計を行なえないばかりか、頻繁な加速度変化を引き起こし乗り心地等の面からも不適切だと考えられる。したがって、人の輸送には一次側コイルの分散配置の応用は不適當であると言える。

一方、貨物等の搬送装置の場合、上昇加速度を $2\sim 3g$ 程度にすることが出来ればコイルの部分の長さとその他の部分の長さの比が、 $1:2\sim 3$ となりコイル分散配置の利点である経済性、放熱性能を生かす応用が十分実現可能である。

2.4 結言

本章においては、以下の二つの点について新たな知見を得ることを目的としていた。

- 不完全ながらリニア誘導モータの鉛直方向移動システムへの応用例を取り上げ、それぞれの応用において問題となっている点についての認識を深め、完全な応用時にも問題となるであろう点について検討を行うこと、
- さらに完全な鉛直移動システムを実現するために要求されるリニア誘導モータ及びシステムの条件をモータの駆動方式別に検討を行うこと

まずリニア誘導モータが実際に応用されている例として、日本オーチス社のリニアエレベータ、神鋼電機社の LIMLINER、大成建設社のリニアモータ制動落下式微小重力実験設備をとりあげ、それぞれの応用の現在の研究状況を示した。さらに、モータの高出力化が共通の問題点として列挙され、リニア誘導モータの完全な鉛直方向移動システムへの応用に際してもリニア誘導モータの高出力化が問題になると予測した。さらに完全な応用においては、モータ自身との関係からペイロード比が大きなキーファクターに成り得ることを述べた。

さらに、リニア誘導モータの鉛直方向移動システムの実現例として以下の4つに分類し、各々の利点、問題点、求められる条件を詳しく指摘した。

- 短一次(かご一次)方式電力変換装置車上搭載システム
- 短一次(かご一次)方式地上電源システム
- 長一次(昇降路一次)方式コイル連続配置システム
- 長一次(昇降路一次)方式コイル分散配置システム

特に、短一次(かご一次)方式電力変換装置車上搭載システムを実現するために、必要とされるペイロード比を定常状態のパワーの面から検討し、数式の形で書き表すことができた。さらに、その数式中で用いるインバータ・コンバータのような電力変換装置の容量と重量との間の関係式を、電車搭載用電力変換装置の実績から導くことに成功し、システム実現性を検討する助けとした。

また、長一次(昇降路一次)方式コイル分散配置システムに関して、一次側設置部分とその他部分の長さ、加速度の点から検討し、経済的な面及び二次側に発生する熱の冷却という面からも物流搬送の様な応用例に適していることを確認した。

第 3 章

鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計法

第 3 章

鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計法

3.1 緒言

前章の考察より、リニア誘導モータを鉛直方向移動システムに応用するに当たって、リニア誘導モータのペイロード比(推力/自重)が、システムの実現可能性を考える大きなファクターになっていることが分かった。従って、リニア誘導モータの理論設計上での最大ペイロード比を求めることはシステムを考える上で重要である。

本章では、リニア誘導モータを鉛直移動システムへの応用目的に合致した円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータについて、それぞれのペイロード比を最大化する最適設計手法をモータ別に論じた。またそれぞれの設計において用いた方法の妥当性の確認を他方法による結果との比較を通じ行なった。特に、三次元有限要素法の妥当性については試作した小形の円筒型リニア誘導モータの実測値との比較を用い検討を行なった。

3.2 設計対象

本研究では、鉛直移動システムへの応用を行なうリニア誘導モータの最適設計対象として、円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータを取り上げる。各々のモータを図3.1、図3.2に示す。

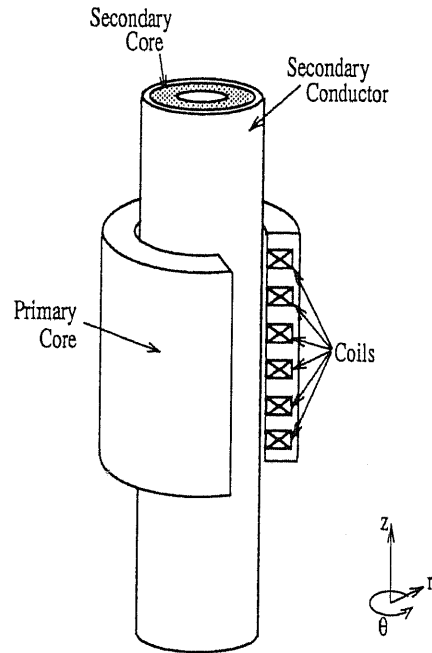


図 3.1: 円筒型リニア誘導モータ

以下にそれぞれのモータについて特徴を述べる。

円筒型リニア誘導モータ

円筒型リニア誘導モータの構造が軸対称の円筒形状であるため、以下のような特徴を有する。

- その形状から吸引力が互いに相殺され、支持機構を簡単な構造にすることが出来る。従ってメカニカルギャップを、通常のリニア誘導モータに比べ小さくとることが出来る。
- その形状から、ローリング運動に対するメカニカルギャップの変化を伴わない。従ってローリングによる推力の変動等がない。しかし、逆にローリングに対して制御を行なうことは出来ないという欠点を持つ。ここでのローリングとは図3.1中の θ 方向の運動を指す。

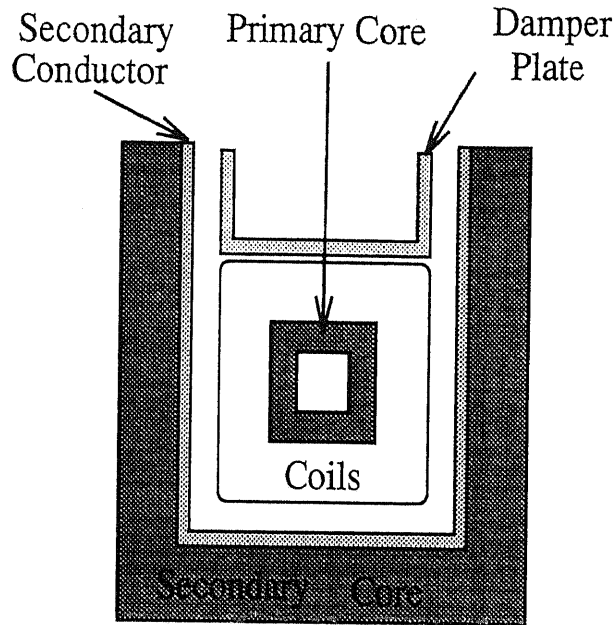
- その形状から通常のリニア誘導モータに比べ、単位体積あたりの推力を発生する有効二次導体表面積を大きくとることが出来る。
- 軸対称であるため、二次元の解析モデルを用いて近似的に数値解析を行なうことが出来る。
- 実際の製作が難しく、実用化が困難である。

U字型リニア誘導モータ [31]

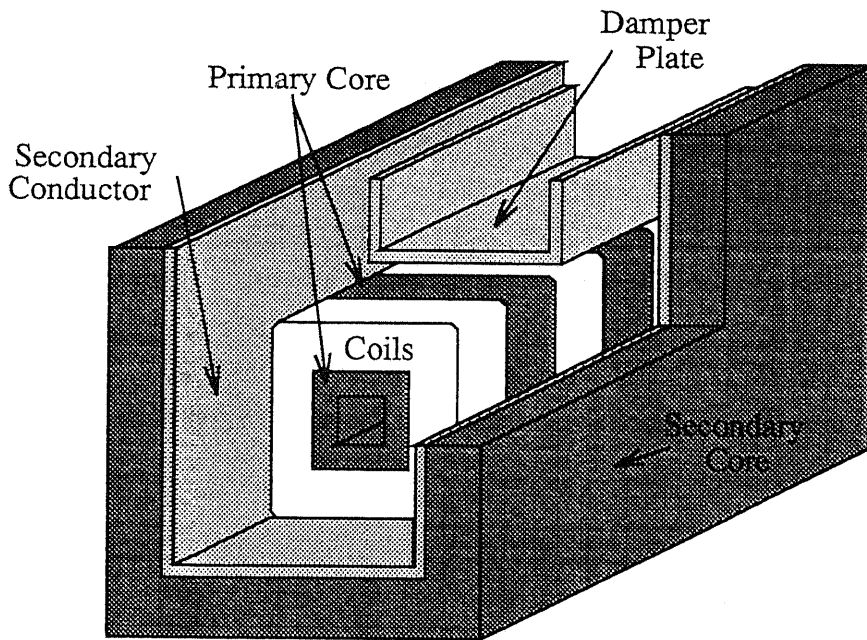
上述の円筒型リニア誘導モータの最大の欠点として、製作及び取り付けが困難であるため、実用化が難しい点を取り上げられる。それを解消する方式として、以下に述べるU字型リニア誘導モータを設計対象に選んだ。

特に文献 [31] で提案された方式は、図 3.2 に示す通り、ダンパプレートと呼ばれるアルミニウム板が一次コイル上に取り付けられている。このダンパプレートは、ない場合に比べ力率及び効率を改善すると報告されている。このモータの特徴をまとめると以下のようになる。

- 円筒型リニア誘導モータに比べ製作、実装の面でかなり有利である。
- 一次側のコイル表面、四面の内一面が二次側と対向していない構造をとるため、対称性が崩れ、円筒型リニア誘導モータの特徴であった、吸引力の相殺、ローリング運動の影響を受けないといった利点が失われる。さらにこの面は推力に関与しないため、ペイロード比の低下にもつながる。
- ダンパプレートと呼ばれるアルミニウム板が、力率及び効率の改善を行なう。

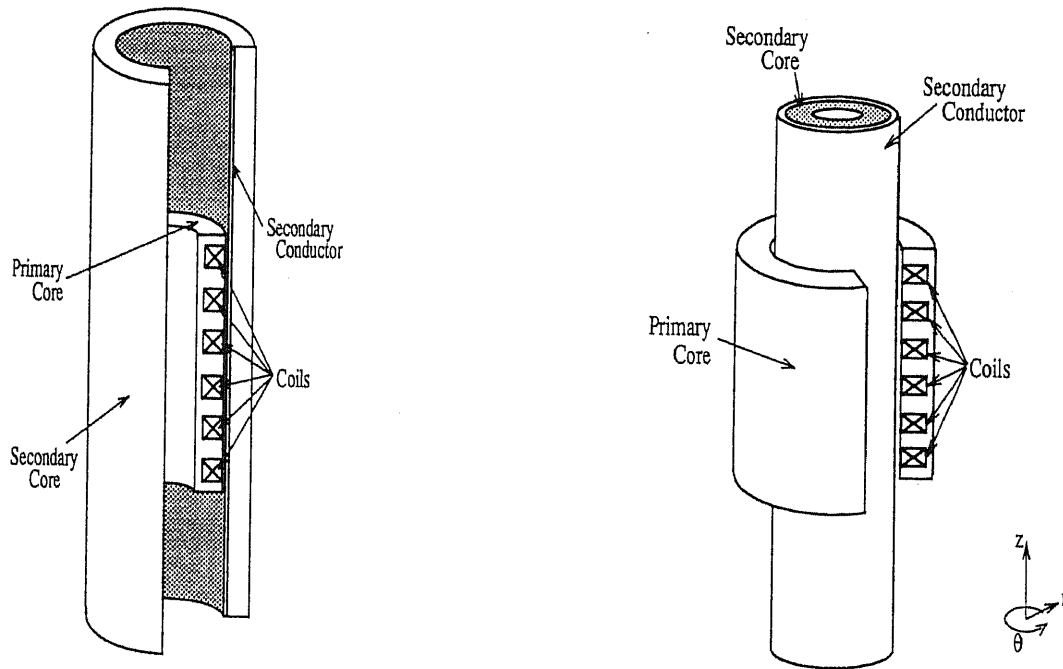


(a) 正面図



(b) 俯瞰図

図 3.2: U字型リニア誘導モータ



(1) 内側短一次円筒型リニア誘導モータ (2) 外側短一次円筒型リニア誘導モータ

図 3.3: ペイロード比最大化を行なう円筒型リニア誘導モータ

3.3 設計手法

3.3.1 円筒型リニア誘導モータの最適設計

鉛直方向移動システムへの応用を目的とした円筒型リニア誘導モータの最適設計を二段階に分けて行なった。はじめに、スロットの影響を考えないモデルから導き出した推力、自重概算式等を用いた最適設計を行ないまず基本的なパラメータを求める。次に空間高調波の影響などを考慮し、かつその他のモータパラメータを求めるための三次元有限要素法による最適設計を行なった。

また、円筒型リニア誘導モータの最適設計に当たり、図 3.3 に示す通り 2 つの円筒型リニア誘導モータを各々の目的のため取り上げモータの最適設計を行なった。

- 内側短一次円筒型リニア誘導モータ

一次側が円筒状の二次導体の中に存在する円筒型リニア誘導モータ。これ自身を鉛直方向移動システムへの応用に用いるのは構造的に困難である。しかし、ここで設計されたモータパラメータの値は、次節で行なわれる U 字型リニア誘導モータの設計の目安に用いる。

- 外側短一次円筒型リニア誘導モータ

円筒型リニア誘導モータ自体の製作がかなり困難であるが、もっとも有効に推力を得ることができ、内側短一次円筒型リニア誘導モータに比べ応用しやすい構造を持つ

ている。

1. スロットの影響を考慮に入れないモデルを用いた最適設計

このモデルでは、推力等をモータパラメータの算術式で表すことができるため、実際に推力、自重、二次導体における発熱等を求める概算式を導きだした。そしてこれらの式を用いモータの基本パラメータである、ポールピッチ、モータ内半径、二次導体厚等の最適設計を行なった。設計手法としては、最初に基本となるモータパラメータをあらかじめ定めておき、この中のパラメータを一つだけ変化させることにより、ペイロード比を最大化するようモータパラメータを一つずつ設定していく方法を用いた。

2. スロットによる空間高調波等、スロットの影響を考慮に入れた三次元有限要素法を用いた最適設計

スロット幅、スロット深さ等の詳細なパラメータを決定し鉛直方向移動システム応用円筒型リニア誘導モータの最適設計を行ない、最大ペイロードを算出する。通常円筒型リニア誘導モータの解析は平板型のリニア誘導モータに近似して行なわれるが、今回モータ自重を最小化する目的もあるため三次元有限要素法を用いた。

まずはじめに、円筒型リニア誘導モータを内側短一次モータと外側短一次モータとに分けた。内側短一次モータは、後述する通りU字型リニア誘導モータ、外側短一次モータ設計の基礎となるため、はじめに内側短一次モータの詳細な設計を行なった。

その後内側短一次モータではその形状から鉛直方向移動システムへの実用化が困難であるため、円筒型リニア誘導モータとして実用化可能である外側短一次モータの設計を行なった。

3.3.2 U字型リニア誘導モータの最適設計

U字型リニア誘導モータのペイロード比の最大化を行ないモータ設計を行なった。設計の検討には、三次元有限要素法を用いたが、パラメータ変化によるペイロード比の最大化は困難であるため、モータパラメータである、ポールピッチ、スロット幅、深さ等、上記の内側短一次円筒型リニア誘導モータの結果を参考に決定し、三次元有限要素法を用いて最大ペイロード比を求めるにとどめた。

最後に、本研究で行なわれたモータ設計の流れを図3.4にまとめて図示した。

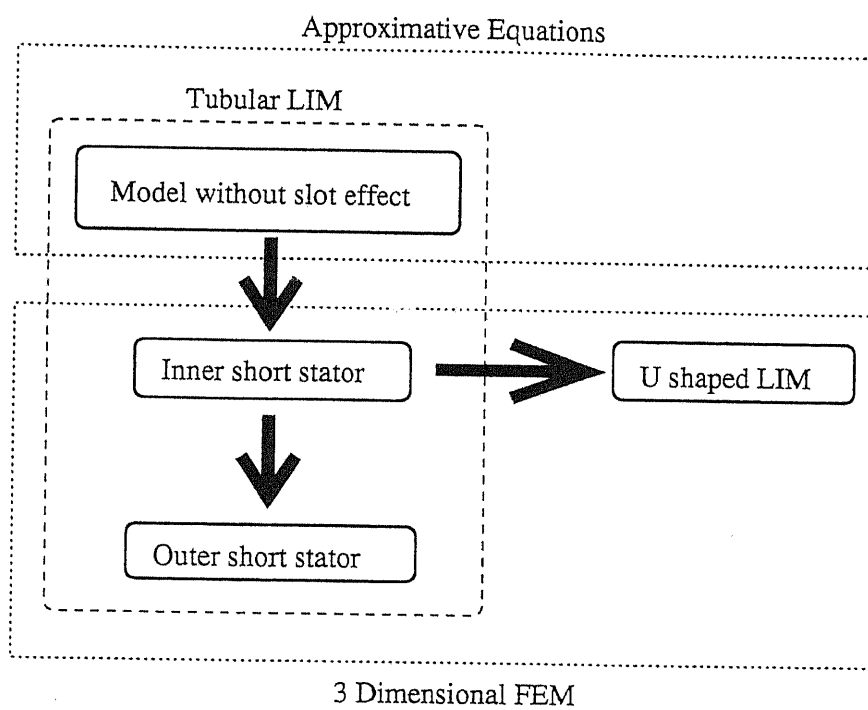


図 3.4: 本研究で行なったモータ設計のフローチャート

3.4 最適設計に用いた概算式

3.4.1 基礎方程式

まず、推力概算式を求めるに当たって基本となる基礎方程式を導出する。電磁界における変数は、次の5つのベクトルと1つのスカラーで表すことができる。

電界の強さ	\vec{E} [V/m]
磁界の強さ	\vec{H} [A/m]
電束密度	\vec{D} [C/m ²]
磁束密度	\vec{B} [T]
電流密度	\vec{J} [A/m ²]
電荷密度	ρ [C/m ²]

これらを支配する方程式は Maxwell の方程式としてよく知られている。Maxwell の方程式を以下に示す。

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

$$\text{ただし} \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad \text{誘電率} \epsilon \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{透磁率} \mu \quad (3.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad \text{導電率} \sigma \quad (3.7)$$

式(3.1)に示すとおり、導体に鎖交する磁束密度が変化した場合、導体にはうず電流が流れる。この場合のうず電流は式(3.7)で表される。式(3.8)で表される磁気ベクトルポテンシャル \vec{A} を定め、式(3.1)に代入、整理すると式(3.9)が得られる。

$$\vec{B} \equiv \nabla \times \vec{A} \quad (3.8)$$

$$\nabla \times \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (3.9)$$

式(3.9)は括弧内が保存場であることを示しているため、スカラーポテンシャル ϕ を定義して次式のように表される。

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla \phi \quad (3.10)$$

従って、うず電流は式(3.11)となる。

$$\vec{J}_e = -\sigma \left\{ \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla \phi \right\} \quad (3.11)$$

さらに速度起電力も考慮にいと、うず電流は式(3.12)となる。ただし \vec{v} は速度ベクトルとする。

$$\vec{J}_e = -\sigma \left\{ \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \nabla \phi - \vec{v} \times (\nabla \times \vec{A}) \right\} \quad (3.12)$$

式(3.2)における \vec{J} はうず電流項と強制電流項で表すことが出来るので強制電流を \vec{J}_s とし、式(3.8)を用いて、式(3.2)及び式(3.6)から式(3.13)が得られる。ただし、変位電流項 $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ は無視した。

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \right) = \vec{J}_s + \sigma \left\{ -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla \phi + \vec{v} \times (\nabla \times \vec{A}) \right\} \quad (3.13)$$

3.4.2 推力概算式

スロットの影響を考慮に入れないモデルを用いて推力概算式を導出する。なお本論文では特別断らない限り、表記方法として、 f は関数 f が複素数で表されることを示し、関数 f のフーリエ変換を \hat{f} と表記することにする。

図3.5に円筒型リニア誘導モータのスロットの影響を無視したモデル及びモータのパラメータを図示した。パラメータとして、一次鉄心の内半径 D 、メカニカルギャップ g 、二次導体の厚さ d 、二次導体の体積抵抗率 ρ 、ポールピッチ τ 、有効ギャップ $g_e = K(g+d)$ とする。ただし、 K はカータ係数とする。

また、推力の概算式を求めるに当たって、以下のような仮定をおく。

- 一次鉄心の表面には、 θ 方向にシート電流が流れている。
- 二次導体は、厚さ d で表面抵抗率が $\frac{\rho}{d}$ のシート抵抗として換算し、有効ギャップ g_e を持っているとして仮定する。
- 一次鉄心及び二次鉄心の透磁率は無限大である。
- 一次鉄心及び二次鉄心は z 方向に無限大の長さを持っている。従って、磁束密度 \vec{B} の z 軸方向成分 B_z は常に0である。
- 一次電流はフーリエ変換が定義できるように、 z 軸上で断片的になめらかで、 z 軸全体にわたる積分が絶対収束するように与えられる。
- 従って、磁束密度 \vec{B} の r 軸方向成分 B_r も z 軸上で断片的になめらかであり、絶対可積分であるとする。

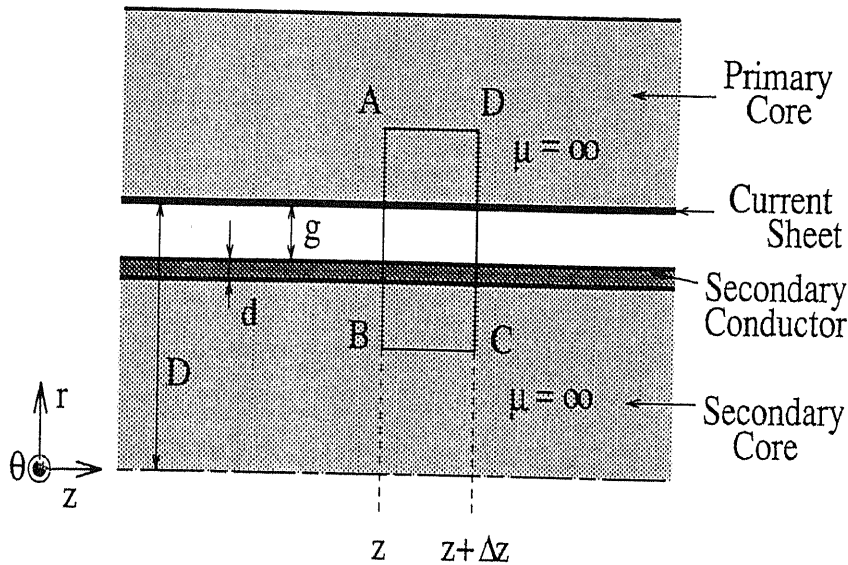


図 3.5: 円筒形リニア誘導モータのスロットを考慮に入れないモデル

円筒座標系で式 (3.8) を満たすような磁気ベクトルポテンシャル \vec{A} を定義する。

電流が θ 方向以外に値を持たないため、磁気ベクトルポテンシャル \vec{A} も θ 方向以外に値を持たない。従って、磁束密度 ($\dot{B}_r, \dot{B}_\theta, \dot{B}_z$) を複素表示で書き表すと、式 (3.14) となる。

$$\dot{B}_r = -\frac{\partial \dot{A}_\theta}{\partial z} \quad , \quad \dot{B}_\theta = 0 \quad , \quad \dot{B}_z = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{A}_\theta) \quad (3.14)$$

ここで \dot{A}_θ を、 r, z, t について式 (3.15) の様に変数分離を行う。

$$\dot{A}_\theta = \dot{A}_{\theta r}(r) \cdot \dot{A}_{\theta z}(z) e^{j\omega t} \quad (3.15)$$

ギャップ内では $\dot{B}_z = 0$ であるから、式 (3.14) を解くと、

$$\dot{A}_\theta = \frac{C}{r} \dot{A}_{\theta z} e^{j\omega t} \quad (C \text{ は定数}) \quad (3.16)$$

従って、 $r = D$ の時 $\dot{B}_r = \dot{B}_m(z)$ とすると

$$\dot{B}_r = -\frac{D}{r} \cdot \dot{B}_m(z) e^{j\omega t} \quad (3.17)$$

となる。

電流源解析の基礎方程式 (3.13) を磁束密度で書き換え、式 (3.17) を代入し、電位の項を無視する。さらに、両辺を z で偏微分を行うと式 (3.18) が得られる。

$$-\frac{1}{\mu_0} \frac{d^2}{dz^2} \left(\frac{D}{r} \dot{B}_m e^{j\omega t} \right) = -\frac{d\dot{J}_{s\theta}}{dz} - \frac{1}{\rho} \left\{ j\omega \frac{D}{r} \dot{B}_m e^{j\omega t} - v_2 \frac{d}{dz} \left(\frac{D}{r} \dot{B}_m e^{j\omega t} \right) \right\} \quad (3.18)$$

式(3.18)の両辺を、図3.5に示した四角形 $ABCD$ の面積積分を行いまとめると式(3.19)となる。

$$\alpha \frac{d^2 \dot{B}_m(z)}{dz^2} - \frac{v_2 \beta}{\omega} \frac{d \dot{B}_m(z)}{dz} - j \beta \dot{B}_m(z) = \frac{d \dot{I}(z)}{dz} \quad \begin{cases} \alpha = \frac{D}{\mu_0} \cdot \ln \left(\frac{D}{D - g_e} \right) \\ \beta = \frac{\omega D d}{\rho(D - g_e)} \end{cases} \quad (3.19)$$

ただし強制電流項 \dot{J}_{s0} を、 z, t の関数として

$$\dot{J}_{s0} = \dot{I}(z) e^{j\omega t} \quad (3.20)$$

とした。

ここで式(3.19)の解析解を求めるためフーリエ変換を行う。 $\dot{I}(z)$ 、 $\dot{B}_m(z)$ はそれぞれ z に対して断片的に滑らかで絶対可積分という仮定があるためフーリエ変換が存在し、各々 $\hat{I}(u)$ 、 $\hat{B}(u)$ とすると式(3.19)は式(3.21)となる。

$$-\alpha u^2 \hat{B} - j \frac{\beta v_2}{\omega} u \hat{B} - j \beta \hat{B} = j u \hat{I} \quad (3.21)$$

式(3.21)を \hat{B} について整理すると

$$\hat{B} = -\frac{j u}{\alpha} \frac{\hat{I}}{\left(u^2 + j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} u + j \frac{\beta}{\alpha} \right)} \quad (3.22)$$

となる。ここで新しく変数 $\hat{\Phi}$ を式(3.23)の様に定義すると、 $\hat{\Phi}$ の逆変換 Φ を求めればよいことになる。

$$\hat{\Phi} \equiv -\frac{j u}{\alpha} \frac{1}{\left(u^2 + j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} u + j \frac{\beta}{\alpha} \right)} \quad (\hat{B} = \hat{\Phi} \cdot \hat{I}) \quad (3.23)$$

$\hat{\Phi}$ の逆変換 Φ を求めると付録Aより、式(3.24)となることが分かる。

$$\hat{\Phi} = \begin{cases} -\sqrt{2\pi} \frac{P_1 e^{j P_1 z}}{\alpha(P_2 - P_1)} & z \geq 0 \\ -\sqrt{2\pi} \frac{P_2 e^{j P_2 z}}{\alpha(P_2 - P_1)} & z < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

ただし、

$$P_1 = \frac{-j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} - \sqrt{-\left(\frac{\beta v_2}{\omega \alpha} \right)^2 - 4j \frac{\beta}{\alpha}}}{2}, \quad P_2 = \frac{-j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} + \sqrt{-\left(\frac{\beta v_2}{\omega \alpha} \right)^2 - 4j \frac{\beta}{\alpha}}}{2}$$

従って、 $\dot{B}_m(z)$ は強制電流項の関数 $\dot{I}(z)$ が与えられれば、必ず式 (3.25) によって求められる。

$$\dot{B}_m = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}(t) \dot{I}(z-t) dt \quad (3.25)$$

一次電流 $\dot{I}(z)$ が式 (3.26) で表される電流シートで表される場合、式 (3.25) から \dot{B}_r は式 (3.27) となることが導かれる。(付録 A)

$$\dot{I}(z) = J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}z} \quad (3.26)$$

$$\dot{B}_r(r, z, t) = \frac{D}{r} \frac{J_s \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{\beta}{\alpha} \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right) + j \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right\}}{\alpha \left\{ \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)^2 \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \quad (3.27)$$

ここで、すべり角周波数を ω_s とおき、二次速度 v_2 を

$$v_2 = \frac{\tau}{\pi} (\omega - \omega_s) \quad (3.28)$$

として式 (3.27) に代入すると式 (3.29) を得る。

$$\dot{B}_r(r, z, t) = \frac{D}{r} \frac{J_s \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega} + j \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right\}}{\alpha \left\{ \left(\frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \quad (3.29)$$

従って、推力 F は式 (3.30) で与えられる。(付録 A)

$$F = \frac{D \pi^2 J_s^2}{\alpha^2} \cdot \frac{\beta \omega_s}{\omega} \frac{1}{\left\{ \left(\frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} \quad (3.30)$$

ここで、

$$\frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega} = \frac{\omega_s d D}{\rho (D - g_e) \alpha} \quad (3.31)$$

となり、式 (3.29)、式 (3.30) はすべり角周波数 ω_s の関数であることがわかる。この現象は、スロットのないモデルの特性としてよく知られている現象である。

また、一次電流が一部の部分に存在する場合、例えば $0 \leq z \leq L$ に一次電流が存在し、強制電流項が式 (3.32) で表される場合、

$$\dot{I} = J_s e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \{ u(z) - u(z-L) \} \quad (3.32)$$

(ただし、モータ長 L , $u(z)$ はステップ関数)

磁束密度 B_r は次式(3.33)で与えられる。

$$\dot{B}_r(r, z, t) = \begin{cases} \frac{jJ_s P_2 e^{jP_2 z}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j\left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right)L} \right\} & : (z \leq 0) \\ \frac{jJ_s \frac{\pi}{\tau} e^{j\frac{\pi}{\tau} z}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)} + \frac{jJ_s P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right) (P_2 - P_1)} \\ - \frac{jJ_s P_2 e^{j\left\{P_2(z-L) - \frac{\pi}{\tau}L\right\}}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) (P_2 - P_1)} & : (0 < z \leq L) \\ \frac{jJ_s P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right) (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j\left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)L} \right\} & : (z > L) \end{cases} \quad (3.33)$$

このように式(3.25)により $\dot{I}(z)$ の条件である“ z に対して断片的になめらかで、絶対可積分である”を満たすような $\dot{I}(z)$ についても $\dot{B}_m(z)$ を求めることができ、充分汎用性がある方法と言える。

また、この場合の推力は次式(3.34)のように導かれる。(付録A)

$$F = \pi(D - g_e)J_s \left[\frac{jJ_s \frac{\pi}{\tau}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)} L + \frac{J_s P_1}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)^2 (P_2 - P_1)} \left\{ e^{j\left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)L} - 1 \right\} - \frac{J_s P_2}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right)^2 (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j\left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right)L} \right\} \right] \quad (3.34)$$

式(3.34)における第1項を計算すると、先に述べた、スロットのないモデルでモータ長が L の場合に求められる推力に等しくなる。すなわち、第2項、第3項が端効果による推力の減衰項を示すことが分かる。また、式(3.33)から第2項は一次側の出口付近に発生する端効果による制動力項、また第3項は一次側の入口付近に発生する端効果による制動力項ということがわかる。

同様にして、スロットを持った場合と等価な電流源に対する推力も式(3.25)により各々の電流源に対する推力の足し合わせの原理より計算できる。しかしその結果はより複雑な推力式が得られることになり、パラメータ効果に対する見通しが良い結果は得られない。

従って、スロットの効果を評価するためには、基礎方程式からの数値解析を有限要素法などを用いて直接行う必要がある。

3.4.3 推力概算式の評価

以下に、式(3.30)で得られた推力概算式の評価を行う。推力の概算を用いて求めた結果と基礎方程式を風上差分法を用いて求めた数値解析結果との比較を通して、その正当性を示す。

ここでは、正当性を求めるモデルとして、最高速度70km/h程度の車輪支持・案内方式の都市交通用片側式平板状LIMにおいて、最適設計されたモータ[32]のポールピッチ等を用いて、評価用リニア誘導モータモデルを決定した。このモデルのパラメータを表3.1に示す。

表 3.1: モデルモータの諸元

項目	数値 [単位]
τ (ポールピッチ)	2.5×10^{-1} [m]
D (内半径)	2.0×10^{-1} [m]
ギャップ内の最大磁束密度	0.5 [T]
鉄心内の最大磁束密度	1.2 [T]
g (メカニカルクリアランス)	1.0×10^{-2} [m]
ρ (二次導体の体積抵抗率)	2.45×10^{-8} [Ω m]
μ_0 (空気の透磁率)	$4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]
d 二次導体厚	5.0×10^{-3} [m]
K カータ係数	1

磁束密度概算式(3.27)から、式(3.29)を変形して、最大磁束密度が得られるすべり角周波数 ω_s は式(3.35)のように求められる。また、このときの J_s を求めると、表3.1に示す通りメカニカルギャップ中の最大磁束密度が0.5Tであるとすると、式(3.36)となる。

$$\frac{\partial |\dot{B}_m|}{\partial \omega_s} = 0 \text{ より } \omega_{s \max} = \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 \frac{\rho(D - g_e)}{\mu_0 d} \ln\left(\frac{D}{D - g_e}\right) = 9.96 \text{ rad/s} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} J_s &= \frac{|\dot{B}_m|}{\mu_0 \pi} \tau D \ln\left(\frac{D}{D - g_e}\right) \sqrt{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^4 + \left(\frac{\beta \omega_{s \max}}{\alpha \omega}\right)^2} \\ &= 1.10 \times 10^5 \text{ A/m} \end{aligned} \quad (3.36)$$

スロット巻き線の場合、巻き線係数が1のときスロットの起磁力 \mathcal{F} と J_s との関係式は式(3.37)で表される[33]。従ってこの場合の等価起磁力を次式のように得ることがで

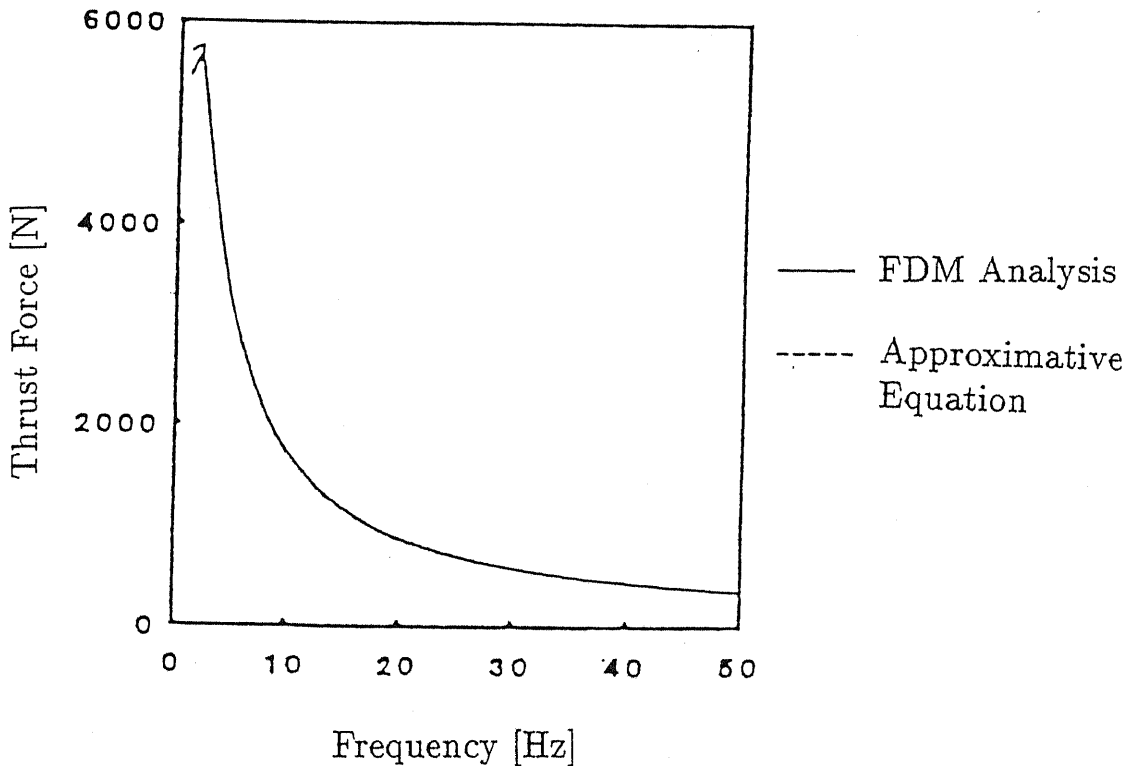


図 3.6: 推力-すべり周波数特性 (推力概算式、数値解析)

きる。

$$F = \frac{1}{m2\sqrt{2}} \tau J_s = 3.24 \times 10^3 \text{ A turn} \quad (3.37)$$

スロット幅をポールピッチの1/6にした場合、電流密度の最大を約 $1\text{A}/\text{mm}^2$ であると仮定すると、スロットの深さは約 80mm 必要となる。(スロット深さ/スロット幅) が約2であるので十分モータとしての仕様を満たすと考えられる。従って、表3.1で表されるパラメータをもつモータは充分実現可能であり、推力概算式の正当性についての検討を行なえることを確認した。

従って、この J_s 等の値を用いて、基礎方程式を風上差分法を用いて求めた得られた解析結果 (FDM analysis) と推力概算式によって求められた結果 (Approximative Equations) の推力-すべり周波数特性とを比較した。比較した結果を図3.6に示す。

図3.6に見られるとおり、周波数が非常に小さい領域で誤差を含んでいるが、推力概算式を用いた結果と基礎方程式を風上差分法を用いて求めた数値解析の結果とは、非常によい一致を得ることができ、推力の概算式の妥当性を確認した。

3.4.4 一次鉄心厚さおよび自重

前述した通り、円筒型リニア誘導モータを鉛直方向移動システムに応用するに当たって、ペイロードを大きくすることは重要な要素である。ペイロードを高くするためには、推力の向上が必要となるが自重を軽くする必要もある。

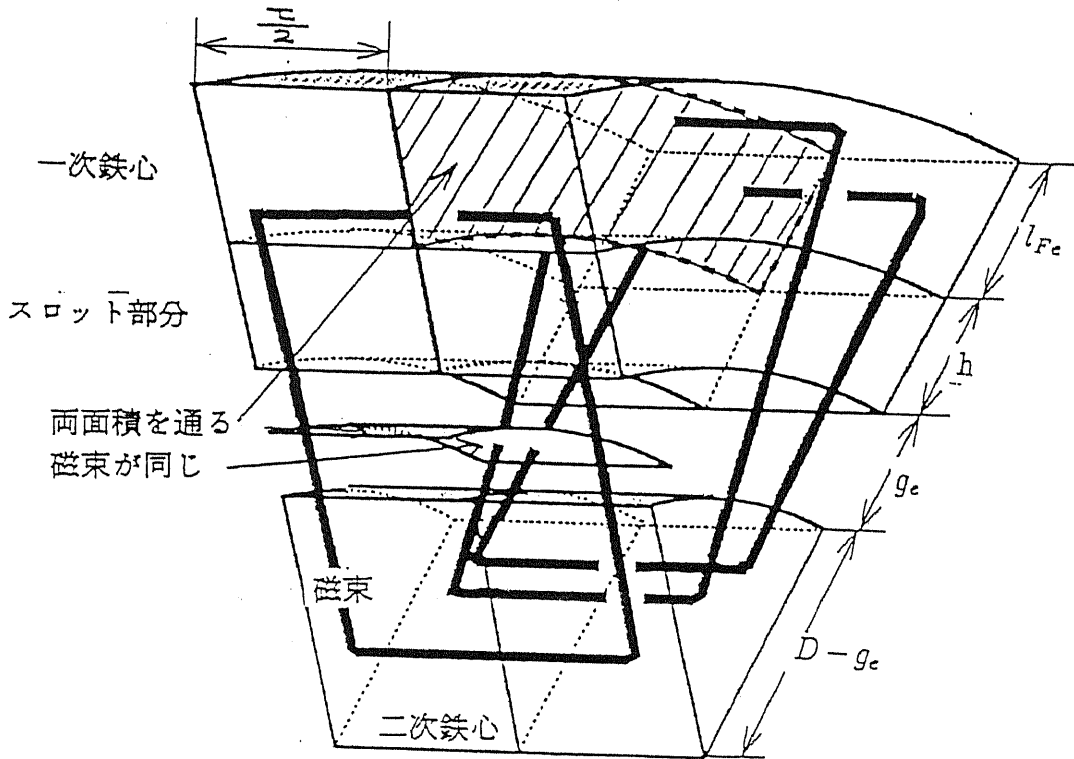


図 3.7: スロットが存在すると仮定した場合の一次鉄心厚決定モデル

自重の軽減を行う上で最大の要因は、一次鉄心の厚さである。一次鉄心は磁束をギャップ中に導く働きを持っている。鉄心には飽和現象が存在するため、ある程度の鉄心厚がない場合、起磁力の割に磁束密度が高くなるという現象が生じ、その分は当然ロスとなる。鉛直方向移動システムの実現には厳しい条件が存在するため、できるだけロスは避けなければならない。そこでペイロードを上げるために、一次鉄心厚を必要最小限の厚さに定める必要が生じる。

自重を計算する場合、一次側のスロット巻線及び歯の部分の重量と一次鉄心の重量を考慮に入れ、正しくペイロードを評価する必要がある。ここでは、一次側のスロット及び歯の厚さを考慮に入れるため、電流シートと等価な起磁力を得るに必要なスロット面積を求め、スロット深さを最小限に定めた。さらに鉄心が飽和なく利用できる最大磁束密度を 1.2T として一次鉄心厚を決定し、モータ自重の概算式を導いた。

一次鉄心厚、及びモータ自重決定法

外側短一次円筒型リニア誘導モータについて考察する。

一極分の磁気回路を考え、ギャップ中内のすべての磁束が鉄心中を通過すると仮定し、ギャップ中の磁束密度を B_{gap} 、鉄心内の磁束密度を B_{Fe} とおく。

シート電流と等価な起磁力を得るために必要な1スロット分の磁化電流を式(3.37)から求める。最大電流密度を 1.0 A/mm^2 、1ポールピッチに m 相が存在し、スロット幅と歯の幅が等しい、すなわち $\frac{\tau}{2m}$ と仮定する。そのとき等価な起磁力を得るために必要なスロット断面積 S 、及びスロットの深さ h はそれぞれ式(3.38)、式(3.39)となる。

$$S = \frac{\tau J_s}{m2\sqrt{2}} \times 10^{-6} (\text{m}^2) \quad (3.38)$$

$$h = \frac{S}{\left(\frac{\tau}{2m}\right)} = \frac{J_s}{\sqrt{2}} \times 10^{-6} (\text{m}) \quad (3.39)$$

なお、スロット幅と深さの比が1:4を越えると漏れ磁束が増大するため、モータ設計を行なう際には考慮に入れる必要がある。

図3.7に示すように、スロット及び歯の部分はギャップ中の磁束を一次鉄心に導くだけであると考え、斜線部分が一次鉄心の断面積と考える。

一次鉄心はスロットの上部に存在するため、一次鉄心の厚さ l_{Fe} は式(3.40)となる。ここではカータ係数を1に近づけるため、スロット幅と歯幅が等しいとした。またこのときの単位長さあたりの自重 W はスロットの部分と一次鉄心部分の重量の和であるとし、式(3.41)で表される。

(鉄の密度 = $7.86 \text{ g/cm}^3 = 7.86 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$, 銅の密度 = $8.93 \text{ g/cm}^3 = 8.93 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$)

$$l_{Fe} = \sqrt{(D+h)^2 + (D-g_e)\tau \frac{B_{gap}}{B_{Fe}}} - (D+h) \quad (3.40)$$

$$W = \pi \left[\left\{ (D+h+l_{Fe})^2 - (D+h)^2 \right\} \times 7.86 \times 10^3 + \left\{ (D+h)^2 - D^2 \right\} \times 8.39 \times 10^3 \right] \times 9.8 (\text{N}) \quad (3.41)$$

また、内側短一次円筒型リニア誘導モータを仮定した場合、一次鉄心厚 l_{Fe} は式(3.42)のようになり、モータ自重 W は、式(3.43)で表される。

$$l_{Fe} = (D-h) - \sqrt{(D-h)^2 - (D-g_e)\tau \frac{B_{gap}}{B_{Fe}}} \quad (3.42)$$

$$W = \pi \left[\left\{ (D-h)^2 - (D-h-l_{Fe})^2 \right\} \times 7.86 \times 10^3 + \left\{ D^2 - (D-h)^2 \right\} \times 8.39 \times 10^3 \right] \times 9.8 (\text{N}) \quad (3.43)$$

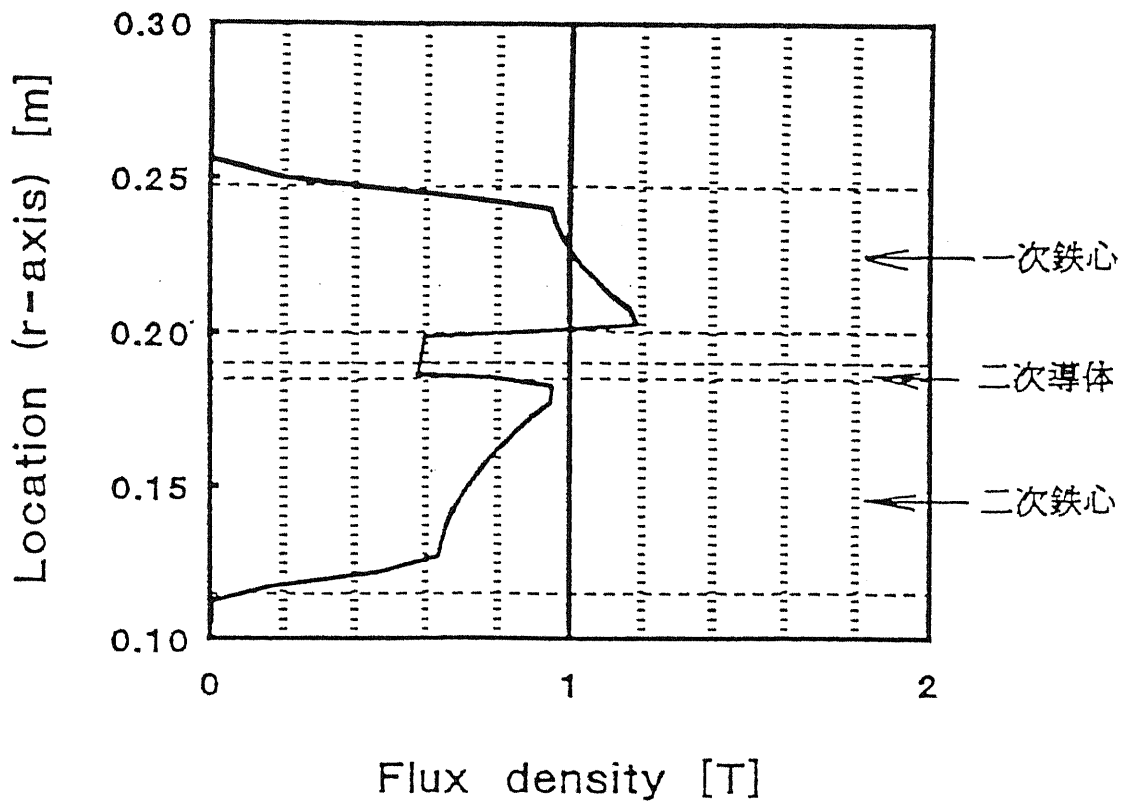


図 3.8: 最大磁束密度分布 (スロット無し)

外側短一次及び内側短一次どちらの場合も、一次鉄心の断面積は同じになるためスロットの影響を考えなければ内側一次方式の方がペイロード比が大きくなるが、一次鉄心の磁束飽和を考慮に入れるとモータ内半径をある程度とらなければ、式 (3.42) が解を持たない場合が存在することが分かる。

一次鉄心厚決定法の妥当性

式 (3.40) の正当性を調べるため前節の表 3.1 に示したパラメータ、及びギャップ内の磁束密度 B_{gap} が 0.5T になるよう式 (3.36) を用い、スロット部分が存在しない ($h=0$) として数値計算を行った。この場合、鉄心厚 l_{Fe} は

$$l_{Fe} = 4.3 \times 10^{-2} \text{m} \quad (3.44)$$

となる。この条件下で、数値解析を行って得た最大磁束密度分布を図 3.8 に示す。

この場合、電流シートは十分に薄い導体という仮定で、解析を行った。図 3.8 より、ギャップ内の磁束密度あるいは鉄心内の磁束密度が設計された値になっていることがわかる。

3.4.5 二次導体におけるうず電流損

付録 A より二次導体に発生するうず電流 $\dot{I}_2 dz$ [Am] は式 (3.45) となる。

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 dz &= \frac{1}{\rho \frac{2(D - g_e)\pi}{d dz}} \dot{E}_{emf2} \\ &= \frac{d}{\rho} \left(\frac{\omega}{\pi} \tau - v_2 \right) \frac{D}{D - g_e} \dot{B}_m e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z\right)} dz \end{aligned} \quad (3.45)$$

また発生する逆起電力 E_{emf2} は式 (3.46) となる。

$$\dot{E}_{emf2} = 2\pi(D - g_e) \left(\frac{\omega}{\pi} \tau - v_2 \right) \frac{D}{D - g_e} \dot{B}_m e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z\right)} \quad (3.46)$$

従ってポールピッチ τ あたり二次側で発生するジュール熱 P_2 は式 (3.47) で求められる。

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{2} \int_0^\tau \dot{E}_{emf2}^* \dot{I}_2 dz \\ &= \frac{1}{2} \int_0^\tau 2\pi \left(\frac{\omega}{\pi} \tau - v_2 \right)^2 \frac{D^2}{D - g_e} \frac{d}{\rho} |\dot{B}_m|^2 dz \\ &= \pi J_s^2 \omega_s^2 \tau \frac{dD^2}{\rho(D - g_e)} \frac{1}{\alpha^2 \left\{ \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 + \left(\frac{\beta\omega_s}{\alpha\omega} \right)^2 \right\}} \end{aligned} \quad (3.47)$$

ここで、二次導体温度上昇率について考える。二次導体がアルミニウムで出来ていると仮定する。さらに、アルミニウムの温度上昇率が十分大きいと仮定すると、アルミニウムは空気の層により断熱されていると考えられる。また一般的に二次導体は薄くできており、さらに導体全部に熱源が存在していると考えられるため、熱拡散による温度勾配も持たないと仮定する。また二次導体の表面は十分冷たく、放射による熱拡散もほとんどないと仮定する。すなわち、二次導体において発生した熱量がすべて温度上昇に使われるとする。アルミニウムの物理的な係数を表 3.2 に示す。

表 3.2: アルミニウムの各係数

比熱	0.877 J/gK
密度	2.69 g/cm ³

従って、これらの値からアルミニウムの単位体積あたりの熱容量は次式で導き出すことが出来る。

$$\frac{1}{8.77 \times 10^{-1} [\text{J/gK}] \times 2.69 \times 10^6 [\text{g/m}^3]} = 3.85 \times 10^{-7} [\text{m}^3\text{K/J}] \quad (3.48)$$

単位長さあたりの二次導体の体積は

$$2d(D - g_e) + d^2 \quad (3.49)$$

であるから、発生熱が P [W] であれば温度上昇率 T は次式 (3.50) となる。

$$T = \frac{P}{2(D - g_e)d + d^2} \times 3.85 \times 10^{-7} [\text{K/s}] \quad (3.50)$$

3.5 三次元有限要素法

スロットの影響を考慮した円筒型リニア誘導モータ及び、U字型リニア誘導モータなどの複雑なモデルの数値解析を行なう方法として有限要素法、境界要素法、差分法などが通常用いられている。特に有限要素法は、一般的に広く用いられている方法である。従って本研究でも、円筒型及びU字型リニア誘導モータのモータ設計を行なうため有限要素法、特に三次元有限要素法を選択した。

実際の三次元有限要素法を用いた数値解析は、The MacNeal-Schwendler Corporation社製の市販の汎用プログラム (MSC/EMAS) 用いて解析を行なった。

円筒型リニア誘導モータの解析

通常、円筒型リニア誘導モータの数値解析は、近似的に平板型のリニア誘導モータと同じモデルを用いて二次元の数値解析を行ない、推力特性等を得ることが多い。本研究においては、鉄心内の磁束飽和を考慮した、例えば一次鉄心厚の最小化などを通してモータ自重の軽減等についても検討を行なう必要がある。そのためにはモータ全体に渡る磁束密度分布など三次元的なモータの特徴を知る必要があるため、今回は円筒型リニア誘導モータに対しても三次元有限要素法を用いた数値解析を行なった。

U字型リニア誘導モータの解析

以前、U字型リニア誘導モータと構造上の特徴が良く似ている角筒型リニア誘導モータの解析を、二次元解析を工夫しその解析結果の延長で三次元的特性を求めようとする試みなどがなされていたが、十分なモータ特性を得られるほどには至っていない。[34] 従って、今回はU字型リニア誘導モータをそのままモデル化し三次元有限要素法によってモータ特性、磁束密度分布などを得た。

3.5.1 三次元有限要素法による計算結果の妥当性の検証

三次元有限要素法による計算結果を用いて鉛直方向移動システム応用リニア誘導モータのモータ設計等を行なうが、その解析結果の妥当性を検証するため、小型円筒型リニア誘導モータ実験機を用い解析による計算結果と実験機による測定結果との比較を行なった。

評価用円筒型リニア誘導モータ

図 3.9 に実験機の全体図を示す。円筒型リニア誘導モータは図中にあるようにリング状のコアパーツと、リング状のコイルとを組み合わせて製作されている。図 3.10 にモータを構成するそのパーツの形状および寸法を詳細に示した。コイル形状もリング形をしており、それぞれからリード線が出ており、外部で結線を行なうようになっている。

今回は計算結果との比較を容易に行なうため、電源として NF ELECTRONIC INSTRUMENTS 社製の三相電流源電源を用い、結線を図 3.11 に示す通り各相直列配線を行った。

モータ等の諸元は表 3.3 である。測定法等その他詳しくは、付録 B に示した。
 実験は、三相電流源装置を用い、電流を $4 [A_{p-p}]$ 流し静推力の周波数特性を測定した。

表 3.3: モータ諸元

項目	数値 [単位]
スロット幅	13.0 [mm]
スロットピッチ	19.5 [mm]
スロット深さ	11.4 [mm]
スロット数	12 [個]
巻数	150 [turn]
一次側内半径	29.2 [mm]
二次側材質	銅
二次導体厚	0.5 [mm]
二次鉄心厚	4.6 [mm]
メカニカルギャップ	0.5 [mm]
三相電流源装置	
電流波形	正弦波
電流	$4 [A_{p-p}]$ 1.41 [A]

数値解析

実験において、コイルにながれる電流は振幅値で 2A であるから、コイル一個の最大起磁力は、 $300 [A \cdot \text{turn}]$ である。図 3.10 からコイル部分の断面積は、 $1.5 \times 10^{-4} [m^2]$ となる。従って、コイル部分にながれる電流密度は、 $2.0 \times 10^6 [A/m^2]$ である。ここで、鉄心の比透磁率が 2000 で磁気飽和を考慮に入れない線形解析を行なった。図 3.12 に電源周波数 20 [Hz] で計算した場合の磁束分布を示す。一次側の両端で端効果による磁束の乱れが観測される。

数値解析と実測値の比較

図 3.13 に実測値と数値解析による結果比較を示す。

三次元有限要素法を用いた解析結果は、鉄心の比透磁率が 2000 で磁気飽和を考慮に入れない線形解析を行なった。従って実験値と解析値は、定量的な違いが多少ある。しかし、電源周波数が 45 [Hz] 以上の動作範囲では、推力の値が非常に良い一致を得ている。電源周波数が大きくなると最大磁束密度が小さくなるため、低周波数における推力の違いは

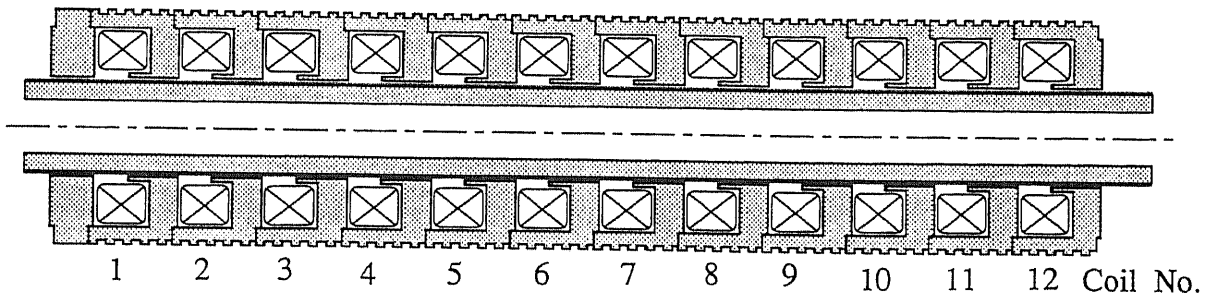


図 3.9: 評価用実験機

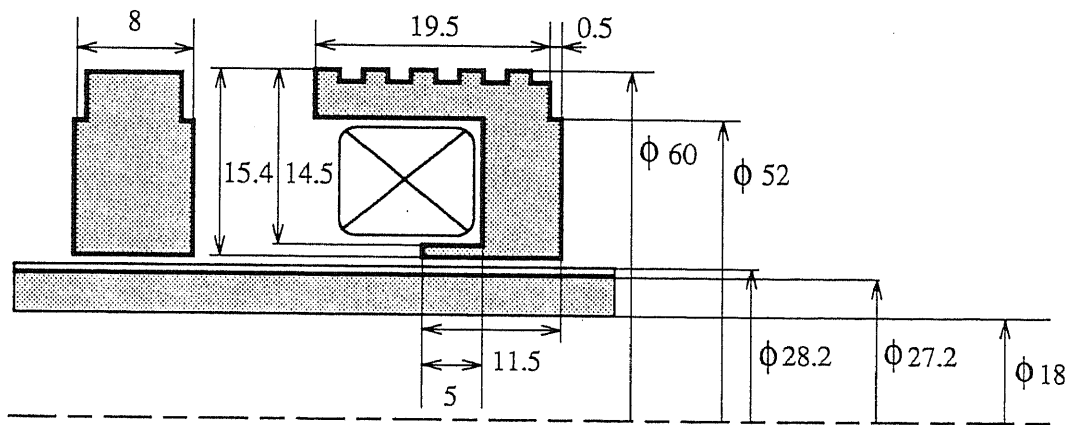


図 3.10: モータを構成しているパーツ及びその寸法

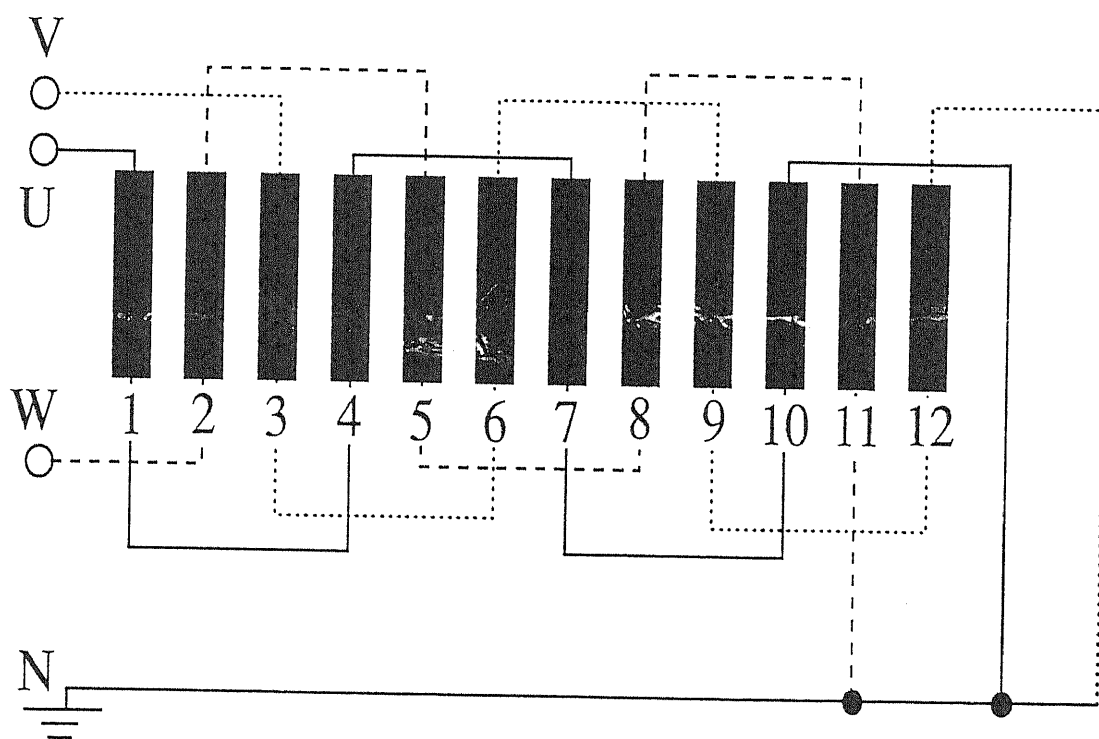


図 3.11: コイル結線図

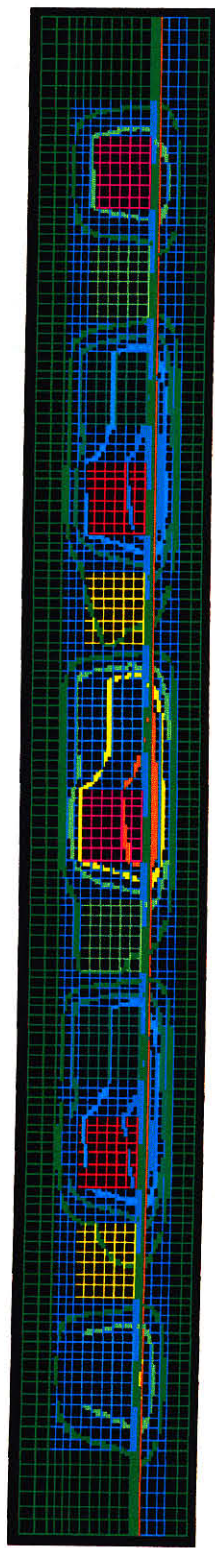


図 3.12: 磁束分布

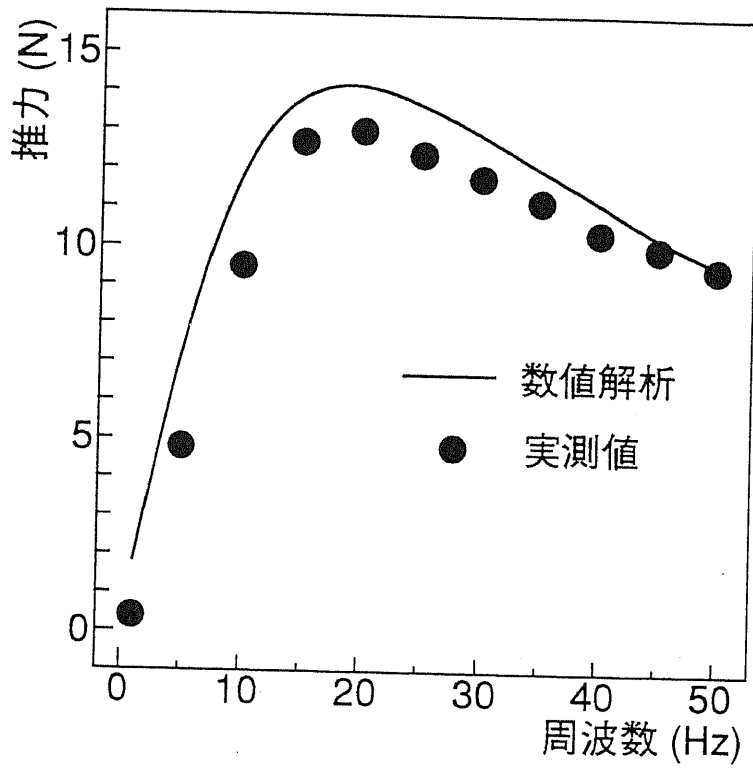


図 3.13: 数値解析と実測値との比較

磁束飽和による推力低下が大きな原因ではないかと考えられる。従って鉛直移動システム応用リニア誘導モータのモータ設計の際に、鉄心中で磁束飽和を起こさないように設計することは、ペイロード比を最大化する上で必要なことであると考えられる。

また、これらの結果の比較によって、鉄心において磁束飽和を引き起こさない範囲でのモータ設計では、三次元有限要素法は充分有効な手段であると言える。

3.6 結言

前章までに、鉛直方向移動システムの実現に対して最大ペイロード比(モータ推力/モータ自重)の値が最も重要なキーファクターであることを示した。本章では、鉛直方向移動システム応用の目的に合致したリニア誘導モータとして、円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータを取り上げ、それぞれの特徴をはじめに述べた。さらに、それぞれのモータに適したペイロード比を最大化する最適設計手法について論じ、本論文において実際に行なった最適設計手順を示した。

円筒型リニア誘導モータの設計手順を、まずスロットの影響を考えないモデルを用いてペイロード比を最大化するモータ設計を行ない、基本的なパラメータ及びモータの定性的特性を求め、その後三次元有限要素法を用いて詳細なモータ設計を行なうとした。

U字型リニア誘導モータの設計手順は、基本的なパラメータを上記の円筒型リニア誘導モータの設計結果を参照にモータ設計を行ない、その後三次元有限要素法を用い設計結果を検証する方式をとった。

また、スロットの影響を考えないモデルを用いてペイロード比を最大化する場合に用いる推力及びモータ自重概算式を実際に導出し、これらの概算式の妥当性を数値解析結果との比較より確認した。さらに、三次元有限要素法の妥当性については、小型の円筒型リニア誘導モータ実験機を用い、実測値と数値計算結果との比較を行ない確認し、これらを用いたモータ設計が充分妥当性を持つという検証を行なった。

第 4 章

鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計

第4章

鉛直方向応用リニア誘導モータの最適設計

4.1 緒言

鉛直方向移動システムへの応用において、リニア誘導モータに求められている重要なキーファクターはペイロード比であることを述べた。また、前章においてペイロード比の最大化を目標としたモータの最適設計に用いる方法、手順等について検討、考察を行った。

本章では、前章の考察に従って円筒型リニア誘導モータ及びU字型リニア誘導モータのペイロード比を最大化する最適設計を行なう。そして、各々のリニア誘導モータの最大ペイロード比を算出し次章以降での鉛直方向移動システムの構成を考える上での指針とする。

4.2 円筒型リニア誘導モータのスロットの影響を無視したモデルの最適設計

4.2.1 推力の最大化

リニア誘導モータの鉛直方向応用に当たって、大きなペイロードを実現するには、できるだけ大きな推力、あるいはできるだけ軽量の自重を持つモータの設計が必要となる。

本節においては、まずスロットの影響を無視したモデルの最大推力を求める。端効果の影響及び空間高調波の影響を受けないこのモデルにおいて、できるだけ大きい推力を得るモータ設計を行い、今後様々な影響によって引き起こされる推力低下の影響を少しでも軽減するためであり、単位長さあたりの推力の最大化を行う。前章で求められたように1ポールピッチ分の推力概算式(3.30)から、単位長さあたりの推力 F_n は式(4.1)で得られる。ただし、1ポールピッチ分の推力 F とする。

$$F_n = F \frac{1}{\tau} = J_s^2 \frac{\pi^2 D \frac{\beta \omega_s}{\omega}}{\alpha^2} \frac{\tau^3}{\pi^4 + \left(\frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega}\right)^2 \tau^4} \quad (4.1)$$

角周波数をパラメータとすると、式(4.2)より

$$\frac{\partial F_n}{\partial(\beta \omega_s / \omega)} = 0 \quad (4.2)$$

すなわち角周波数が式(4.3)の時、モータは最大推力を持つ。

$$\frac{\beta \omega_s \max}{\omega} = \alpha \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 \quad (4.3)$$

この時の単位長さあたりの最大推力は式(4.4)で与えられ、またこの最大推力を得るためのポールピッチの値は式(4.5)で与えられる。

$$F_{n \max} = J_s^2 \frac{D \tau}{2 \alpha} \quad (4.4)$$

$$\tau_{\max} = \pi \sqrt{\frac{\alpha \omega}{\beta \omega_s}} \quad (4.5)$$

4.2.2 モータの最適設計

スロットの影響を無視したモデルの場合、推力は二次側の速度 v_2 に無関係ですべり角周波数の関数になる。

本節では、前章で述べた通りモータの最適設計を、あらかじめ定めておいた基本となるモータパラメータを一つずつ変化させながら、ペイロード比を最大化する様にパラメー

表 4.1: 設計用基本パラメータ値

パラメータ	値	[単位]
モータ内半径 D	0.2	[m]
二次導体厚 d	5.0×10^{-3}	[m]
メカニカルギャップ g	1.0×10^{-2}	[m]
電流密度 J_s	1.1×10^5	[A/m]

タを定めていき、最終的にペイロード比を最大にするモータパラメータが求められる方法を用いた。なおパラメータのあらかじめ定めておいた基本値として、表 4.1 を仮定し、モータ自重に関しては外側短一次円筒型リニア誘導モータのモータ設計を行なう。このスロットの影響を無視したモデルでは、外側短一次円筒型リニア誘導モータと内側短一次円筒型リニア誘導モータとの違いはそのモータ自重にのみであるため、定量的な特性には影響を及ぼすが、定性的特性は変化しないと考えられる。

スロットの影響、端効果は無視したモデルでは、二次側の速度に無関係であるので $v_2 = 0$ [m/s] として、最大推力概算式 (4.4)、及び自重の概算式 (3.41) を用いて、各周波数における最大推力、その時の自重、ペイロード比 (推力/自重) を求めた。その結果として、最大推力、自重、ペイロード比 (推力/自重) - 周波数特性を図 4.1 に示す。さらにそれぞれの周波数に対して、最大推力が得られるときのポールピッチ、一次鉄心厚、スロットの深さを求めこれを図 4.2 に示す。

図 4.1 より、ペイロード比に最大値が存在することがわかる。表 4.1 に示す基本値をもつモータでは、すべり周波数 0.9 [Hz] で駆動することによって、ペイロード比を最大で約 1.83 となることがわかる。

前述したパラメータ操作によるペイロード比最大化の結果を以下に示す。

スロット深さ変化 (電流シートの電流密度変化) に対するペイロード比の変化

図 4.2 に示すとおり、スロット深さが一次鉄心厚に比較してかなり大きいことがわかる。従ってスロット部分の重さ軽減によって、ペイロード比が増加する可能性がある。

スロットの深さは、式 (3.39) により、一次電流密度 J_s に比例するため、スロット深さの節約はそのまま起磁力低下につながる。そこで、一次電流密度をパラメータにして得られた最大ペイロード比、すなわち電流密度変化に対する最大ペイロード比曲線の変化を図 4.3 に示す。

図 4.3 から、スロット深さを短く、すなわち電流密度を下げ起磁力を下げると、最大ペイロード比曲線も下がることがわかる。これらを考慮に入れると、電流密度を下げることによるメリットは存在せず、出来るだけスロット深さを深くするようにモータ設計を行なう必要がある。

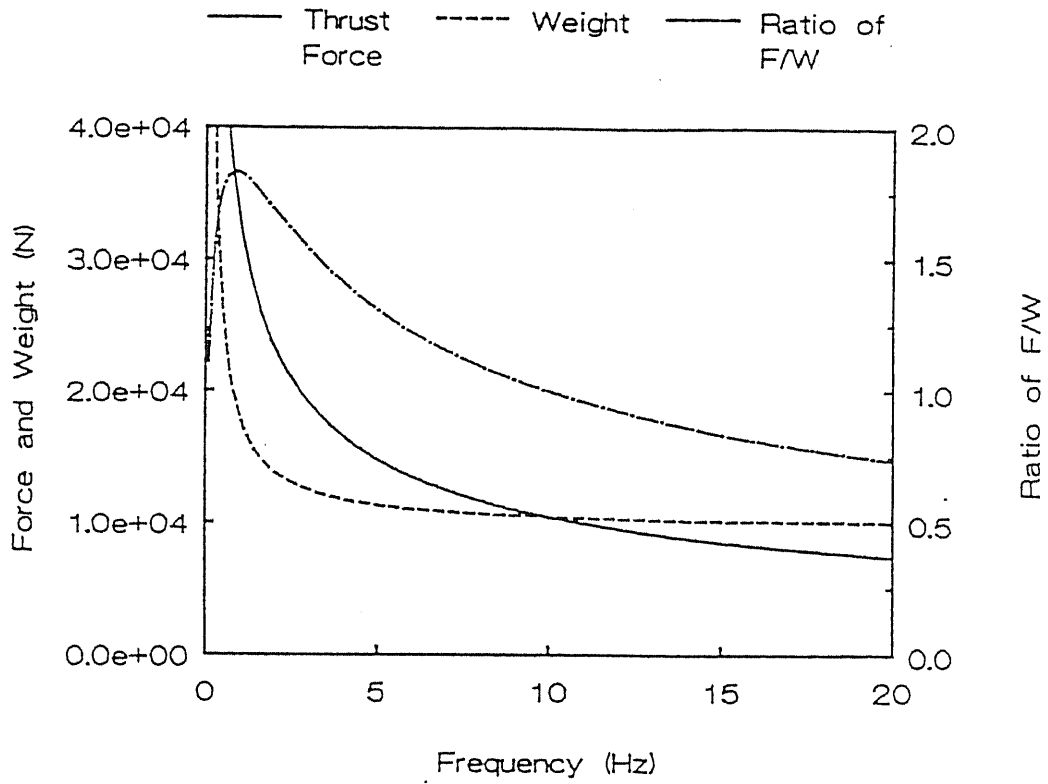


図 4.1: 最大推力、モータ自重、ペイロード比-周波数特性

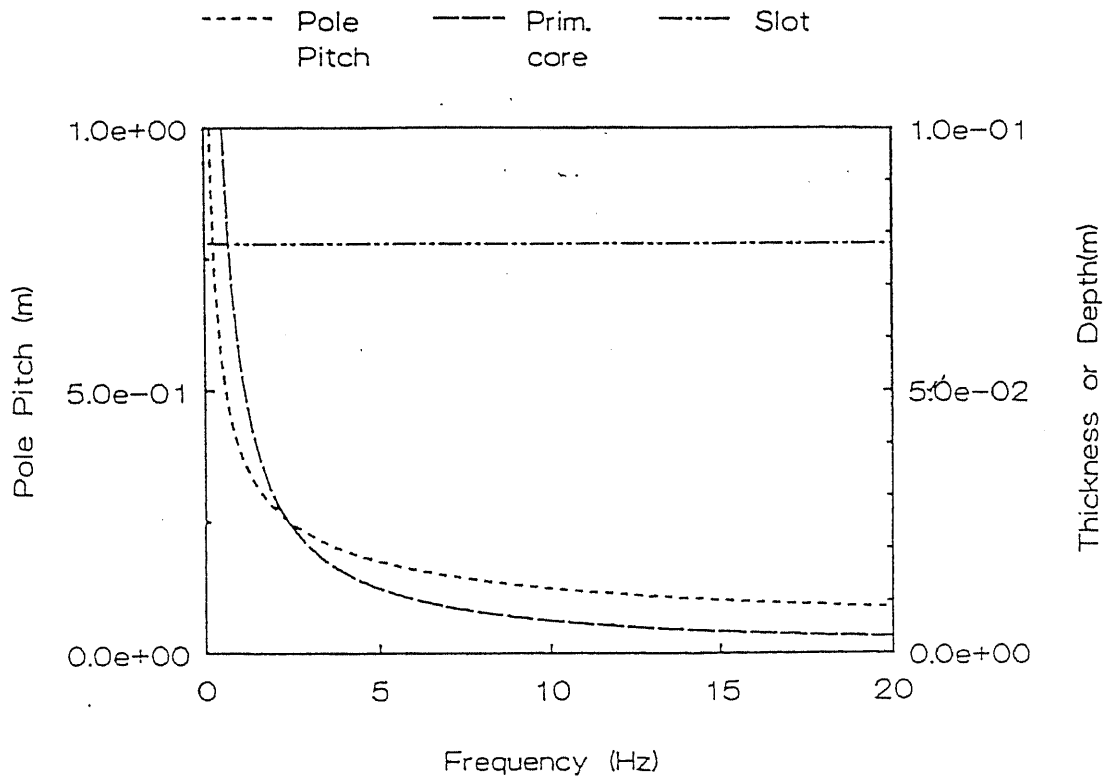


図 4.2: 最大推力発生時のポールピッチ、一次鉄心厚-周波数特性

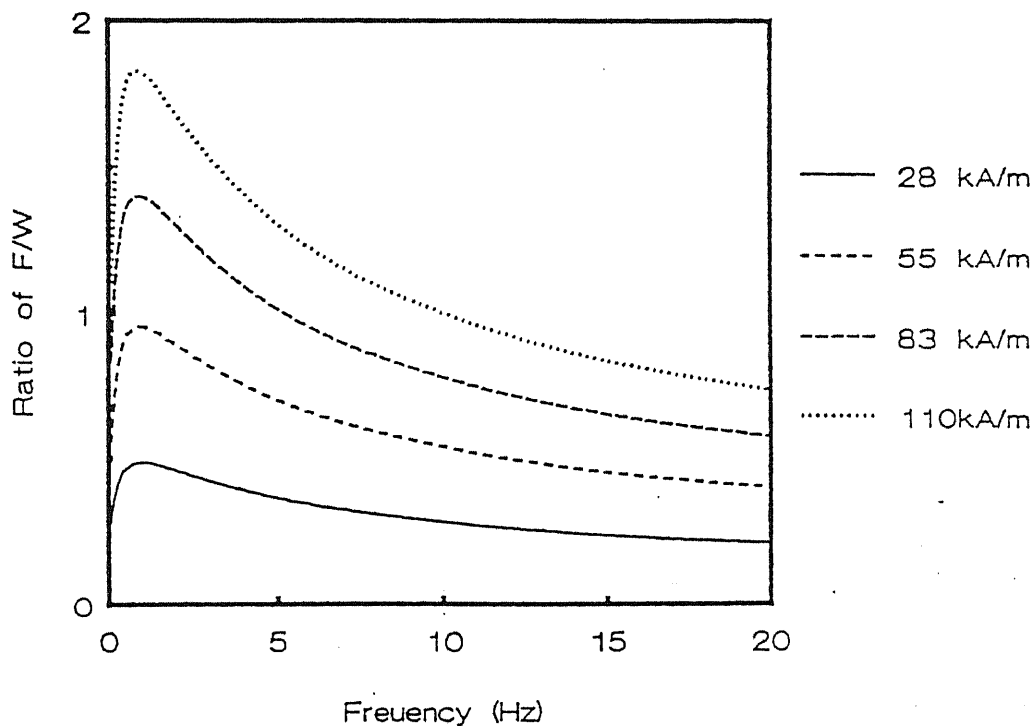


図 4.3: 電流密度変化に対する最大ペイロード比曲線の変化

内半径の変化に対するペイロード比の変化

次に内半径の変化に対するペイロード比の変化を調べた。図 4.4 に内半径を変数とした場合のペイロード比の変化を示す。

図 4.4 より、内半径が大きい場合ほどペイロード比が大きくなっていることがわかる。さらに図 4.5 に図 4.4 の結果から電源周波数 5[Hz] 及び 10[Hz] におけるペイロード比と内半径との関係を示した。

図 4.5 より、ほぼ内半径が 2.0×10^{-1} [m] あたりから内半径の増加とペイロード比の増加が比例している様子がわかる。従って、内半径が 2.0×10^{-1} [m] を越えた場合の、劇的なペイロード比改善は見込めないが、内半径を大きくすればするほどペイロード比を大きくすることが出来る。ただし、この検討は内半径の関数でもある一次鉄心厚の機械的強度を考慮に入れていない。従って実際上は、内半径を充分大きくしていくと一次鉄心厚の機械的強度からある程度の厚さを必要とし、ペイロード比の最大値が存在する可能性はあるが、今回の最大ペイロード比を求める論議においては機械的強度を考慮に入れずに、ペイロード比の増加率が急激に低下する範囲として内半径を 2.0×10^{-1} [m] と定めた。

メカニカルギャップ変化に対するペイロード比の変化

次に、メカニカルギャップをパラメータとして求めた、ペイロード比-周波数特性を図 4.6 に示す。

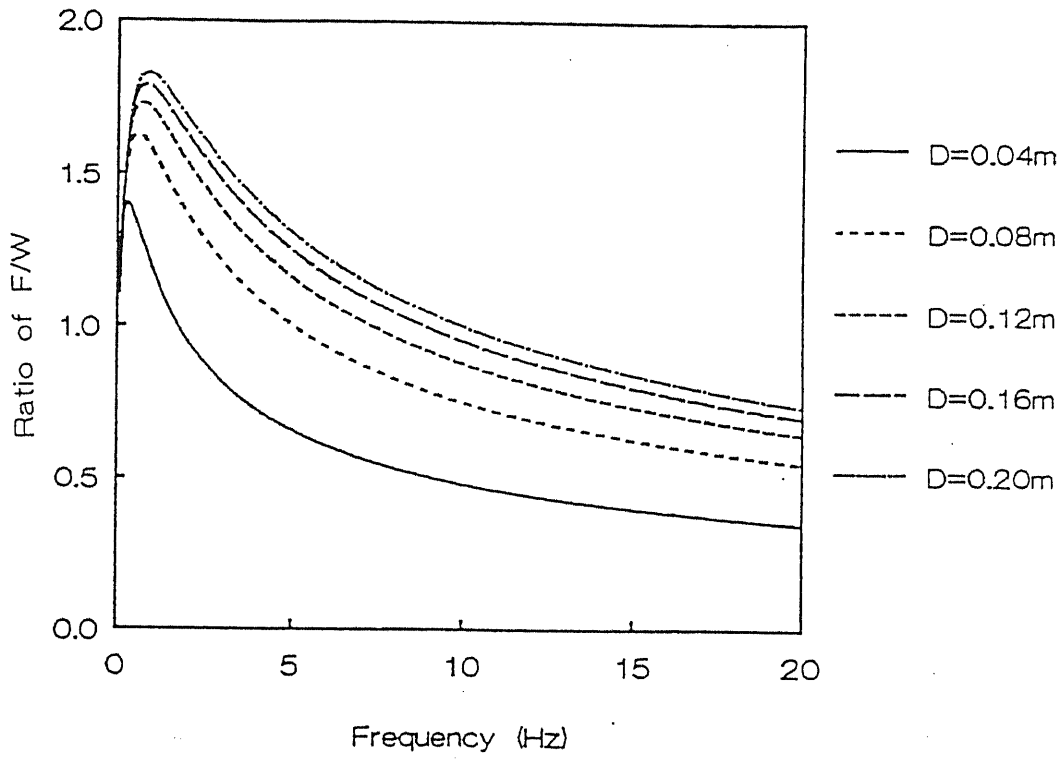


図 4.4: 内半径変化に対するペイロード比の影響

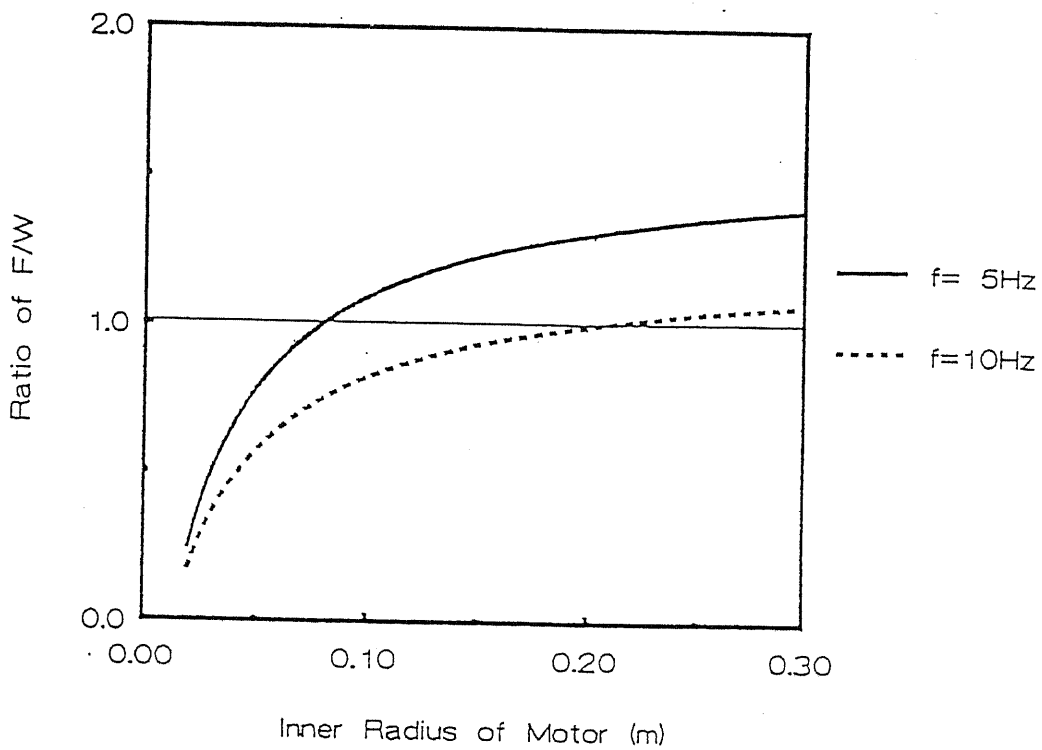


図 4.5: 電源周波数 5Hz 10Hz におけるペイロード比と内半径の関係

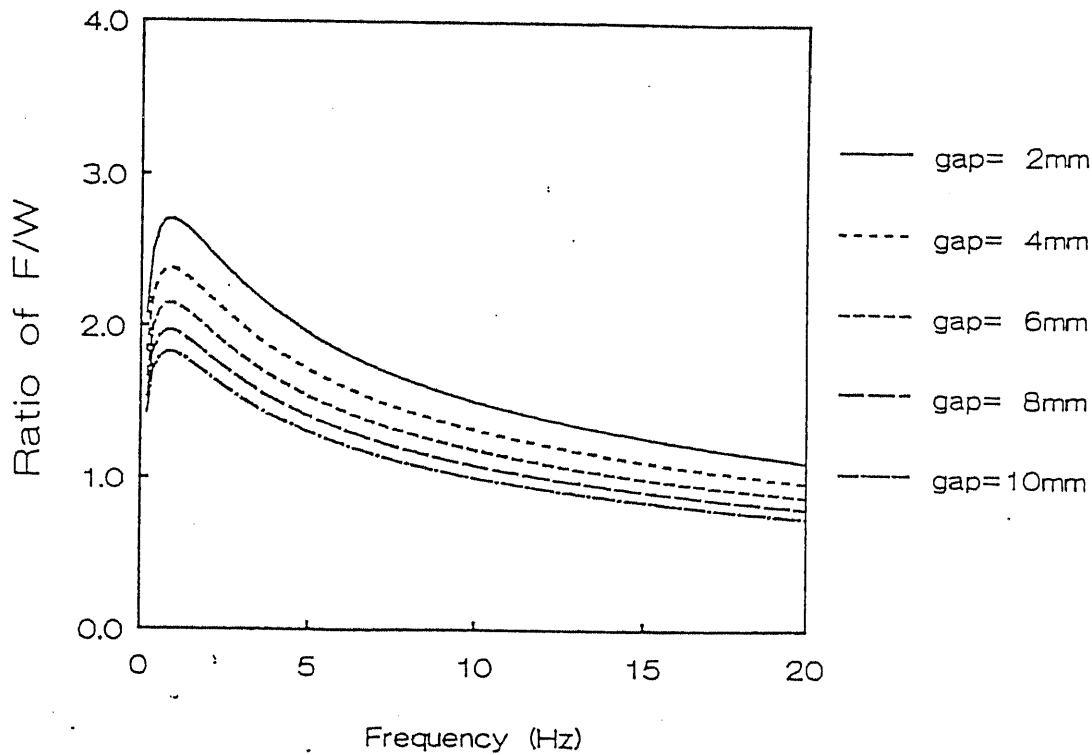


図 4.6: ペイロード比-周波数特性 (パラメータ=メカニカルギャップ)

主な特徴としては、メカニカルギャップを短く設計すればペイロード比が高いモータを設計できることが分かる。これは、磁気回路から簡単に予想がつく結果であり、メカニカルギャップは、機械的強度、運転環境等を考慮して出来るだけ短くすべきであると結論付けられる。

メカニカルギャップ変化に対するうず電流損の変化

図 4.7 にメカニカルギャップ変化に対する二次導体のうず電流損の変化を示す。図 4.7 から、二次導体に発生するうず電流損は、すべり周波数に関係なくメカニカルギャップに対し一定である。この概算式においては、漏れ磁束は考慮に入っていないため、与えられた電力は励磁と、このうず電流損にだけ使われるためである。図 4.8 にうず電流損-メカニカルギャップ特性を示す。図 4.8 より、メカニカルギャップが長くなると、その分磁路が長くなるため二次導体におけるうず電流損が直線状に少なくなっている様子がわかる。

二次導体厚の変化に対するペイロード比の変化

さらに、二次導体厚の変化に対するペイロード比の改善について調べた。図 4.9 に、二次導体厚変化に対するペイロード比の改善を示す。

二次導体厚の減少によって、最大ペイロード比が得られる周波数が右にシフトしているが、二次導体厚の変化によるペイロード比改善はほとんど得られない。これは、“二次

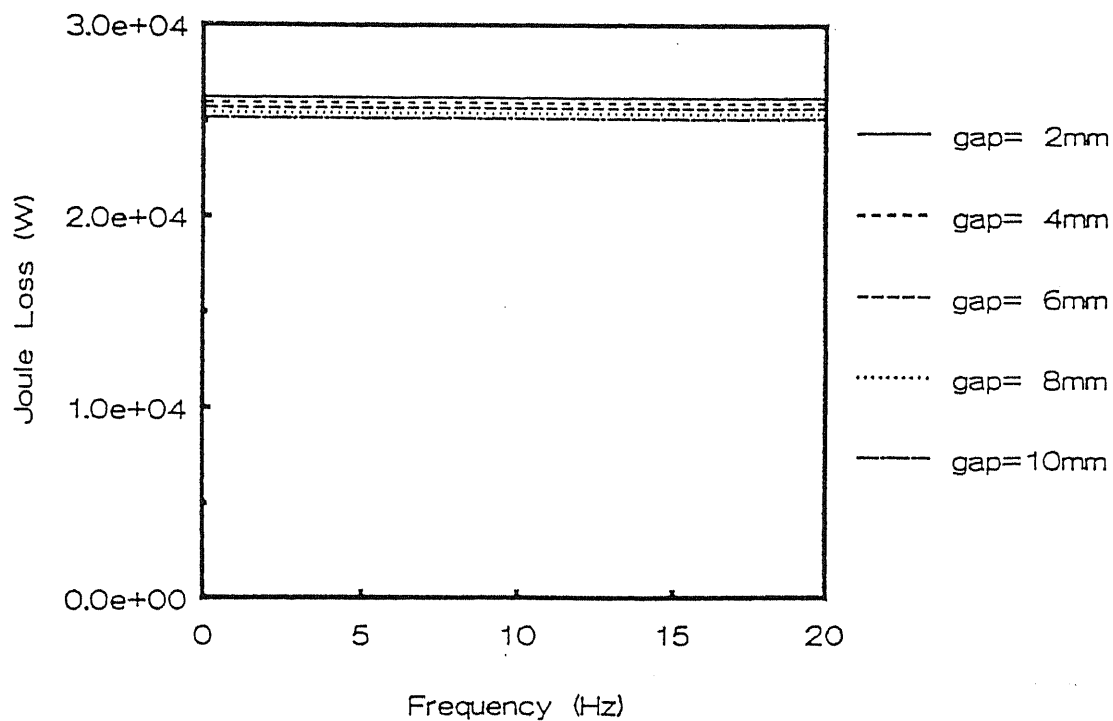


図 4.7: メカニカルギャップ変化によるうず電流損-周波数特性

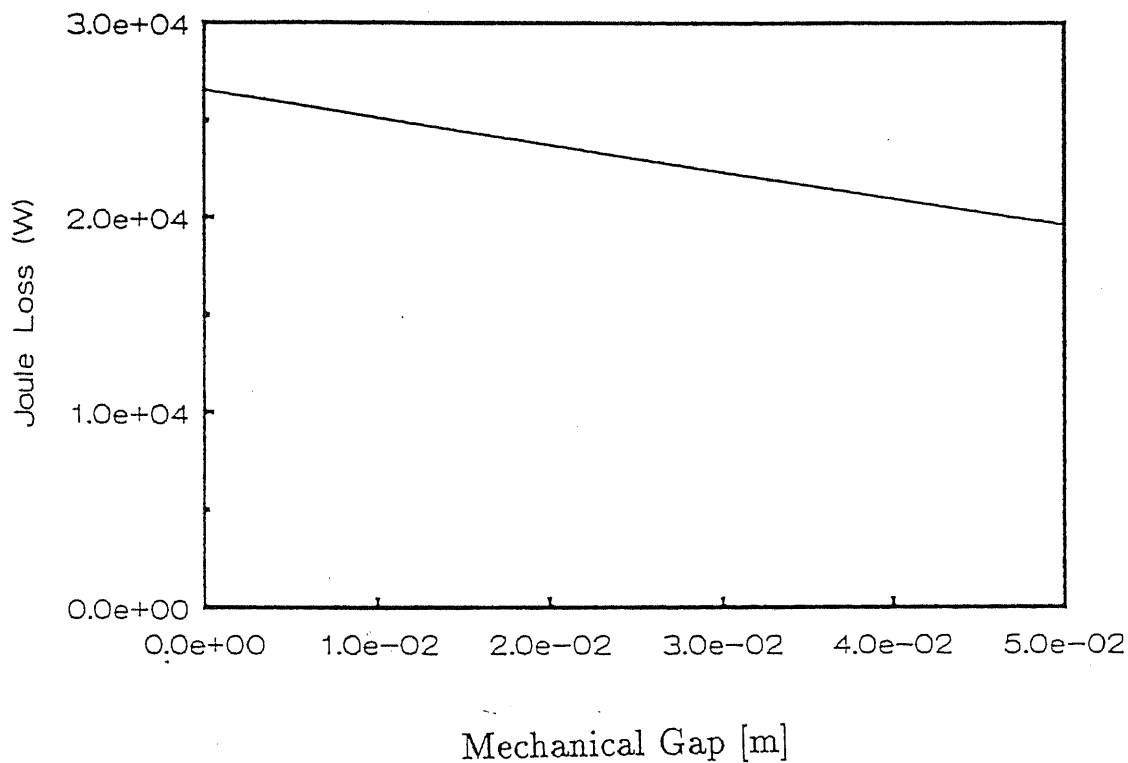


図 4.8: うず電流損-メカニカルギャップ特性

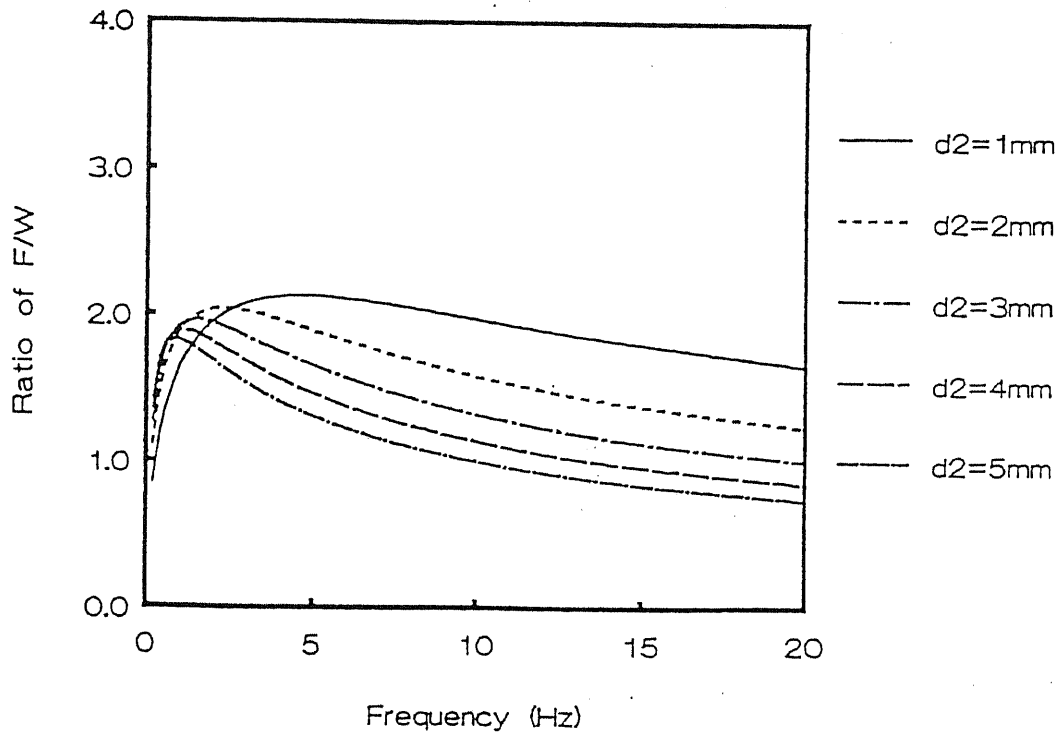


図 4.9: 二次導体厚変化に対するペイロード比改善

導体の抵抗率の変化は推力の値を変えず、最大推力を得る周波数を変化させる” という、誘導機特有の性質からくるものである。

二次導体厚に対する二次導体温度上昇率変化

式(3.50)により、二次導体厚とその温度上昇率との関係を示したのが図 4.10 である。図 4.10 からわかる通り、二次導体厚が 4[mm] より薄くなると、指数関数的に温度上昇率が高くなるのが分かる。従って、4~5[mm] よりも二次導体を薄くするのは避けるべきであるという結果を得ることが出来る。

スロットの影響を無視したモデルにおけるモータ設計のまとめ

最後にこれまでのことを踏まえて、スロットの影響を無視したモデルにおいてペイロード比を最大にするモータパラメータは以下の表 4.2 に示す通りである。

表 4.2: スロットの影響を無視したモデルのモータ設計の結果

モータ内半径 D	0.2	[m]
二次導体厚 d	4.0×10^{-3}	[m]

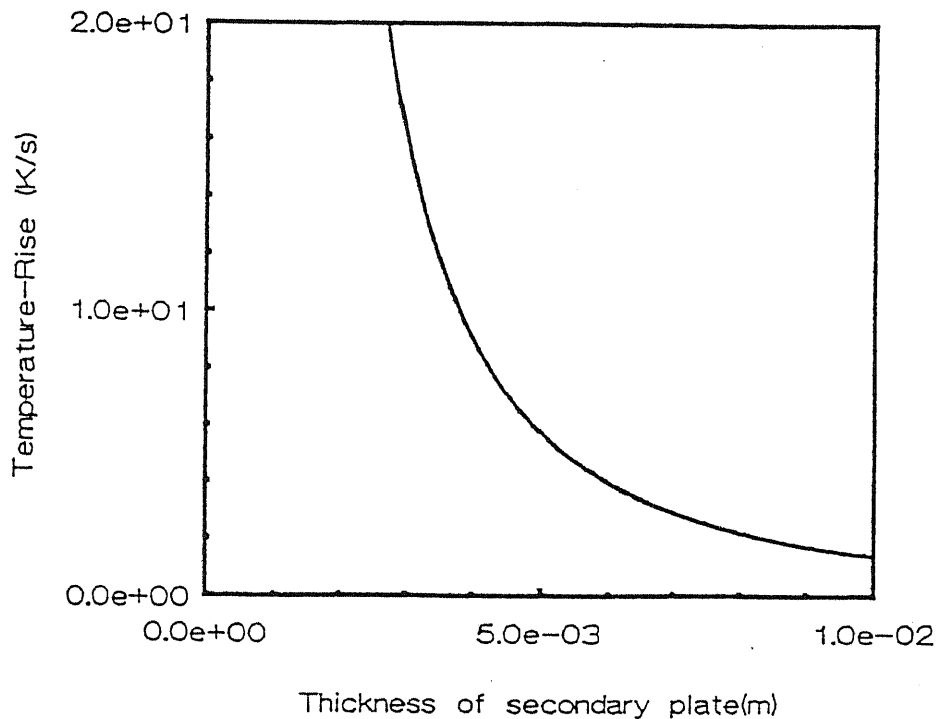


図 4.10: 温度上昇率

これまでの検討から、メカニカルギャップの長さは、モータ設計から導くことは出来ず、実際のシステムにおけるシステムの構造的な考察を経て出来るだけ短く決定すべきである。

ここで、パラメータをメカニカルギャップとした場合の最大のペイロード比特性を図 4.11 に示す。図 4.11 より、スロットの影響を無視したモデルの最大ペイロード比 3.47(ポールピッチ 0.17[m]) が得られる。

巻線材料変化によるペイロード比の変化

図 4.11 より、銅巻線を想定しスロットの影響を無視したモデル (Cu Winding) の最大ペイロード比 3.47(ポールピッチ 0.17m) が得られた。さらに、ペイロード比を上げるため、一次巻線を銅からアルミニウム (Al Winding) に替えた場合のペイロード比の改善を求めた。

ここで、銅巻線をアルミニウム巻線に変更することはモータ自重の軽減につながるが、起磁力一定の場合、銅巻線に比べアルミニウム巻線は抵抗率の差から一次巻線における発熱量が増大する。従って、一次巻線における発熱量を一定にするようアルミニウム巻線で一次側電流密度を減少させた場合 (Al Winding(comp.)) についてもペイロード比を求めた。

図 4.11 から、アルミニウム巻線への変更は自重が軽くなるためペイロード比の上昇をもたらすが、一次導体での発熱量を同一になるよう考慮した場合、ペイロード比はほとん

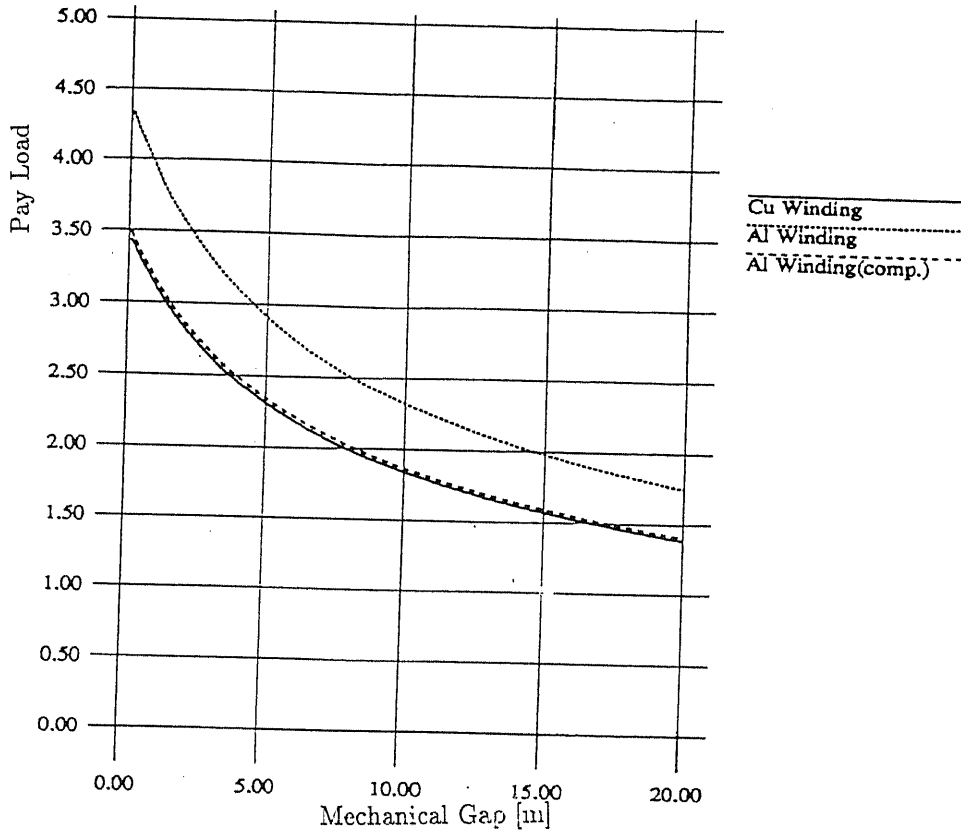


図 4.11: 最大ペイロード比-メカニカルギャップ特性

ど変化しないことが分かる。

また、一次側が内側にある場合、自重の重さは、約 0.77 倍すなわち、ペイロード比が約 1.3 倍になる。この場合最大ペイロード比は、約 4.5 となる。

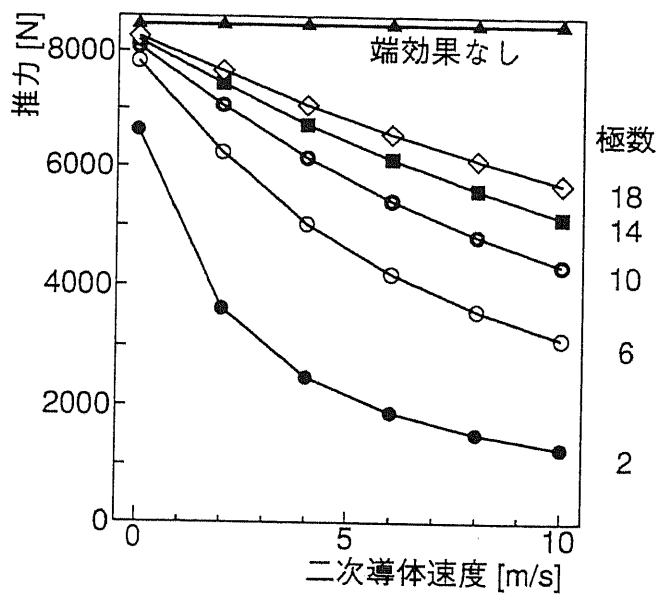
4.2.3 端効果の影響

端効果を考えた推力の概算式 (3.34) を用いてペイロード比に対する端効果の影響を検討した。

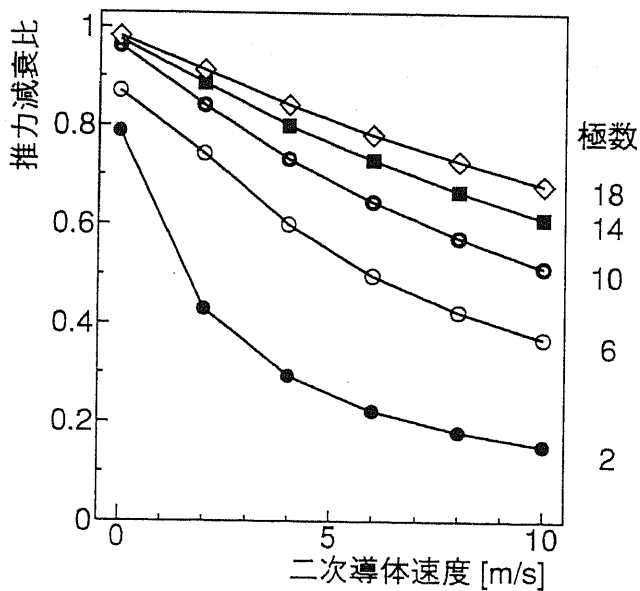
メカニカルギャップが 1[mm]、ポールピッチを 0.17[m]、その他のパラメータは表 4.2 を用いた。モータの極数による 1 ポールピッチあたりの推力の端効果の影響を調べ、図 4.12 に示した。

図 4.12 から分かる通り、極数を多くすることにより端効果の影響が少なく出来ることを示している。

また、モータ長を一定とした場合の極数と端効果の影響を図 4.13 に示す。モータ長を 1.7[m](ペイロード比最大化時のポールピッチの 10 倍) とした。図 4.13 より、二次側速度 $v_2 = 0$ [m/s] の場合、設計通り、ポールピッチがモータの 1/10 の場合に最大ペイロード比をもっており、二次側の速度があがるに従って端効果の影響で極数が多いほどペイロード比の低下が押えられていることが分かる。この考察からも端効果の影響を低く押えるためには極数を多くする必要がある。



(1) 推力



(2) 減衰比

図 4.12: 端効果による推力及び減衰比の変化 (ポールピッチ=17cm, g=1mm)

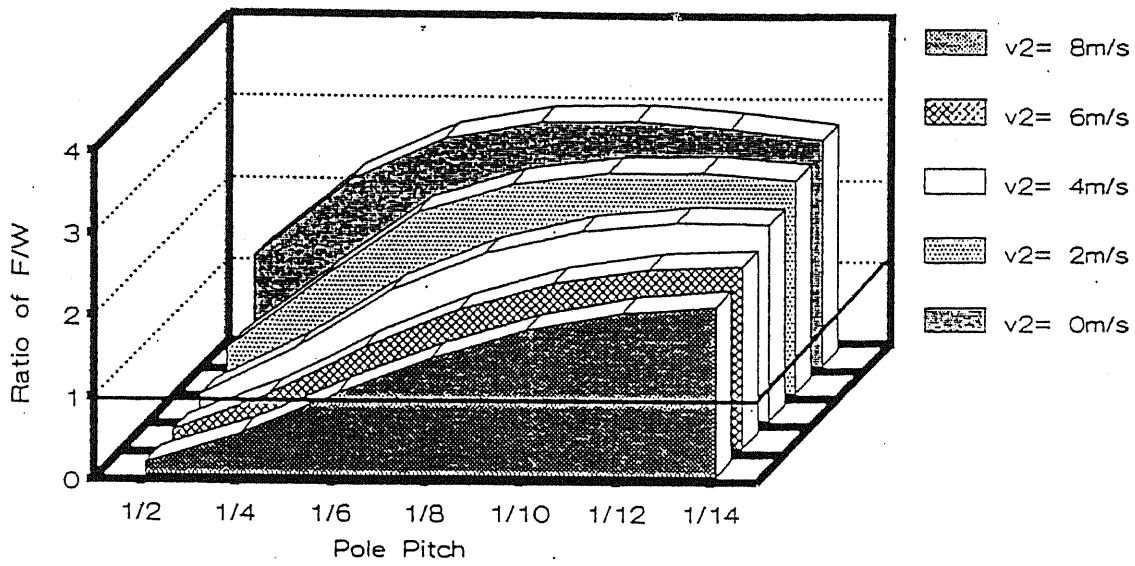


図 4.13: モータ長一定時の端効果の影響

4.3 円筒型リニア誘導モータのスロットの影響を考慮に入れた最適設計

前節では、スロットの影響を考慮に入れないモデルを用いモータの最適設計を行なった。しかし、実用化の可能性を調べるためには、スロットの影響を考慮に入れたモデルを扱う必要がある。本節では前節で求めた、スロットの影響を無視したモデルでの円筒型リニア誘導モータの最適設計値、二次導体厚 5[mm]、半径 0.2[m] を用いた。また、メカニカルギャップを実際の応用環境を考慮して 5[mm] と設定した場合ペイロード比を最大化するポールピッチは前節の設計より 0.17[m] となる。

モータのペイロード比を最大にするモータ設計、特に、スロット幅、スロット深さをパラメータとして三次元有限要素法を用い、スロットの影響を考慮したモータ設計を行なった。

4.3.1 スロットの影響

前節で求めたスロット効果は無視したモデルと、今回スロットの影響を考慮したモデルを三次元有限要素法を用いて求めた推力-周波数特性を図 4.14 に示す。図 4.14 には参考のため推力概算式から求められる推力-周波数特性も同時に付記した。スロット効果は無視したモデルの三次元有限要素法を用いた数値解析では、一次鉄心表面上に 0.1[mm] の薄い電流層を持つモデルを用い近似的に電流シートを模擬した。0.1[mm] の厚さを変化させても推力-周波数特性が変化しないことは確認した。また、スロットの影響を考慮したモデルにおいては、スロット幅/スロットピッチ比を 0.5 とし、スロット幅と歯幅が等しいとした。ただし、スロット幅/スロットピッチ比は、図 4.15 中のスロット幅 l_{sw} 、スロット幅 l_{sp} の比すなわち

$$\text{スロット幅/スロットピッチ比} = \frac{l_{sw}}{l_{sp}} \quad (4.6)$$

で表されるパラメータである。

差分法の時と同じく周波数が小さい領域以外では、推力概算式と有限要素法による解析結果が良く一致している。また、スロットの影響を無視したモデルと考慮したモデルでの推力の比はおよそ 1:4 程度となっている。このように得られる推力が大きく違うのはスロットの影響によって生じる空間高調波の影響あるいは等価電流シートに換算する時の誤差などの影響であると考えられる。

さらに、比較のため図 4.16 にスロットの影響を考慮に入れた外側短一次円筒型リニア誘導モータモデル、図 4.17 にスロットの効果を無視したモデルのそれぞれメカニカルギャップ付近の磁束密度分布を示す。これらの図からも大きく推力が下がった原因は、推力に関係する二次導体に面している鉄心の面積が減ったことにも依存していることが分かる。

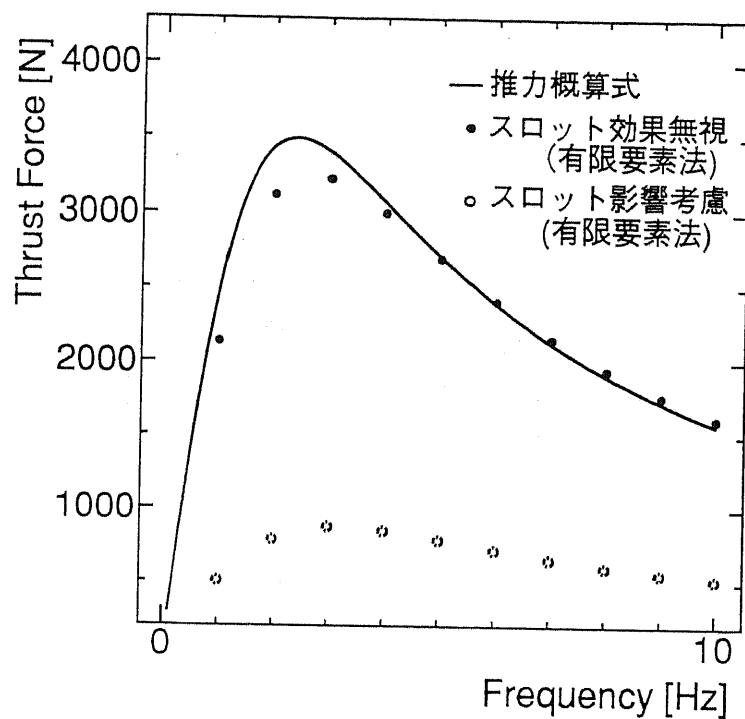


図 4.14: 推力-周波数特性

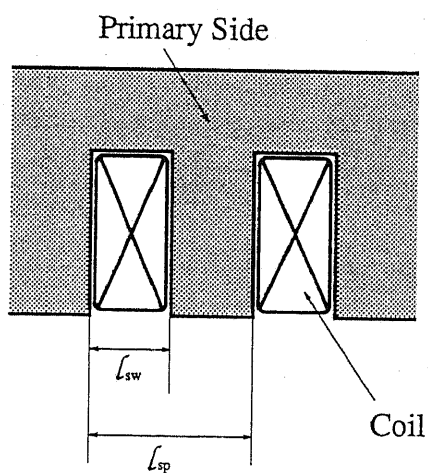
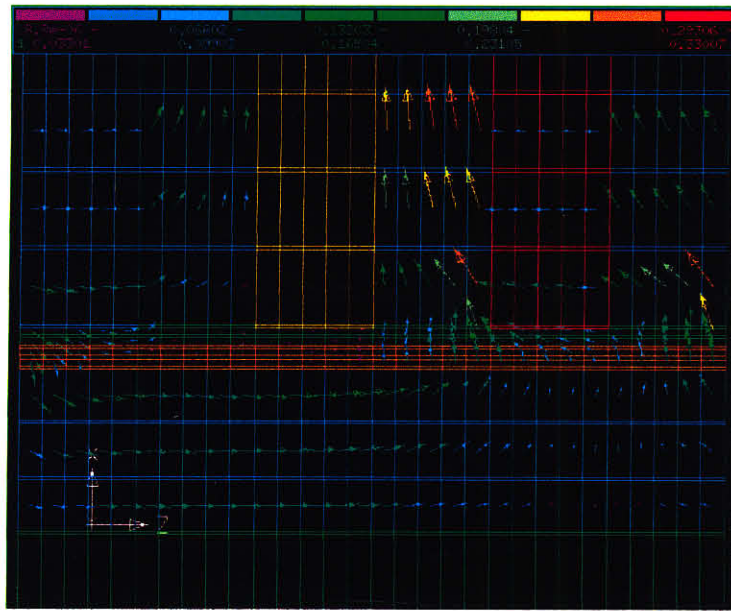
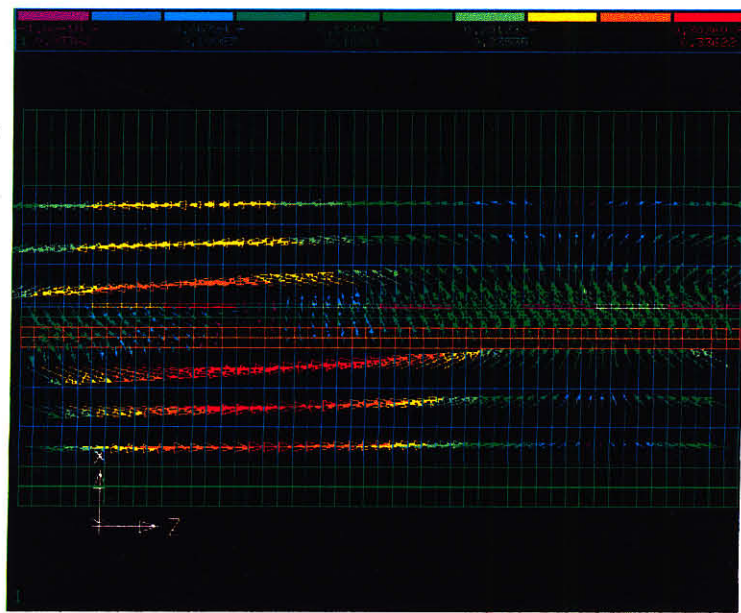


図 4.15: スロット幅/スロットピッチ比



ただし 青色 … 鉄心 橙色 … 二次導体

図 4.16: 外側一次の磁束密度分布



ただし 青色 … 鉄心 橙色 … 二次導体

図 4.17: スロット影響を考慮に入れない場合の磁束密度分布

表 4.3: 絶縁材料の種類と比重

絶縁物	比重 (25°C)	用途
フェノール樹脂系	0.89±0.03	大形回転機器
アルキド樹脂系	0.92±0.03	大形回転機器
エポキシエステル樹脂系	0.94±0.03	大形回転機器
不飽和 エポキシエステル樹脂系	1.06±0.03	中形回転機器
	1.02±0.03	小形回転機器

4.3.2 最適設計時の仮定

上記の通り、スロットの影響を無視したモデルを用いて検討した結果とスロットの影響を考慮したモデルを用いて検討した結果の比較から、同じ起磁力を持った場合でも推力に大きく差が出ることが確認された。従って4.2節のスロットの影響を無視したモデルを用いて検討結果は、定性的には充分信頼できる検討結果であるが、定量的な検討結果については、もう一度スロットの影響を考慮したモデルを用い検討し直す必要がある。従って本モータ設計において、以下の様に起磁力及び自重に関する仮定をおいた。

4.3.2.1 起磁力

スロットの影響を無視したモデルによるモータ設計において、自重及び推力を求める際、スロットに関して以下のような仮定がなされていた。

- カータ係数を1に近づけるため、スロット幅と歯幅が等しい。
- スロット幅と深さの比が1:4を越えると漏れ磁束が増大するため、これを越えない。
- 基準電流密度の振幅を $1.0 \text{ [A/mm}^2\text{]}$ 、1ポールピッチに3相が存在する。

これに合わせるよう、モータ設計において、スロット中のコイルの電流密度は $2[A_{p-p}/\text{mm}^2]$ 、占積率を50%とする。また数値解析を行なう場合は、コイル部分の全体に電流密度の振幅値 $1[A_{p-p}/\text{mm}^2]$ が流れる、これを基準電流として計算を行なった。

4.3.2.2 自重

また今までの検討では、自重を求める際スロット部分は銅で満ちているとしたため、実際には銅と同じ比重をもった絶縁物でコイルが覆われているのと同様であった。実機を想定した場合、スロット内部にはコイルと絶縁物が満たされている。この様な用途で用いられる絶縁物は文献[35]に示す通り、回転機に用いられる絶縁材料と同じものであると考えられる。回転機に用いられる絶縁材料は表4.3に示すものが多く使われている。

従って、以前行なっていた検討結果との比較のため、スロット内部が銅で満たされている場合と、スロット内部が密度 $8.93 \text{ [g/cm}^3\text{]}$ である銅と比重 1.0 の絶縁物が 1:1 の組成でなっているとした場合との二種類についてペイロード比の考察を行った。

4.3.3 内側短一次円筒型リニア誘導モータの最適設計

内側短一次円筒型リニア誘導モータのペイロード比を最大化するために自重の計算を行なうが、その自重を求める際に重要となる一次鉄心厚に関しては、次のような手順を踏んだ。

1. 一度三次元有限要素法による数値解析を行なう。
2. 一次鉄心厚内の最大平均磁束密度が 1.2 [T] となるよう修正を行なう。
3. 修正された一次鉄心厚が必要最小限であるか確認を行なう。

モータ内半径 D 、スロットの深さ h 、はじめに数値解析を行なった時の一次鉄心厚 l_{Feorg} 、はじめの数値解析時の一次鉄心内最大平均磁束密度 B_{Fe} 、飽和磁束密度を 1.2 [T] とすると、修正一次鉄心厚 l_{Fe} は次式のように求めることが出来る。

$$l_{Fe} = D - h - \sqrt{\left(1 - \frac{B_{Fe}}{1.2}\right) (D - h)^2 + \frac{B_{Fe}}{1.2} (D - h - l_{Feorg})^2} \quad (4.7)$$

4.3.3.1 起磁力一定

はじめに起磁力一定の条件下、すなわちスロット断面積一定条件下でのスロット幅/スロットピッチ比を変化させた場合のペイロード比の変化を示す。

スロット幅/スロットピッチ比が 0.5 の時スロット深さがスロット幅の 4 倍、すなわち寸法が $W2.8 \text{ [cm]} \times H11.3 \text{ [cm]}$ であるスロット中に基準電流を流した場合を起磁力の基準とした。図 4.18 にスロット幅/スロットピッチ比の違いによる最大推力及びペイロード比特性を示す。図中、ペイロード比は、スロット中が巻線である銅で満たされている場合、ペイロード比(絶縁物)は、上述した通りスロット中が回転機用絶縁物と巻線の銅で満たされている場合の結果である。通常スロット幅/スロットピッチが小さい場合、二次側に対向する歯の部分の面積が大きくなり推力は増加するが、この場合、スロット深さがスロット幅に比べかなり大きくなるため、有効な歯の部分の面積が増えたにも関わらず洩れ磁束の影響で推力が落ちていていると考えられる。またペイロード比も最大で 0.56 程度、絶縁物を用いた場合でもペイロード比は 0.78 程度にしかならない。

上述の起磁力の基準値を用いたのでは、十分なペイロード比が得られないため、自重を減らし、スロット幅/スロットピッチの比が小さい場合の磁束の洩れを防ぐ目的で、全体のスロット深さを $2/3$ にし、コイルに流す電流密度を $2 \text{ [A/mm}^2\text{]} (2.8 \text{ [A}_{p-p}\text{/mm}^2\text{]})$ 、 $3 \text{ [A/mm}^2\text{]} (4.2 \text{ [A}_{p-p}\text{/mm}^2\text{]})$ とした。同様に起磁力一定、内半径一定条件下で、スロット幅/

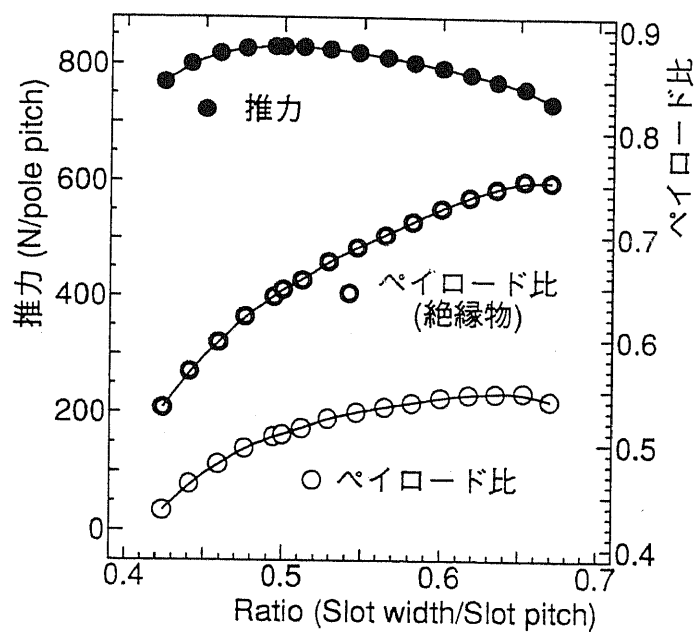


図 4.18: スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びペイロード比特性

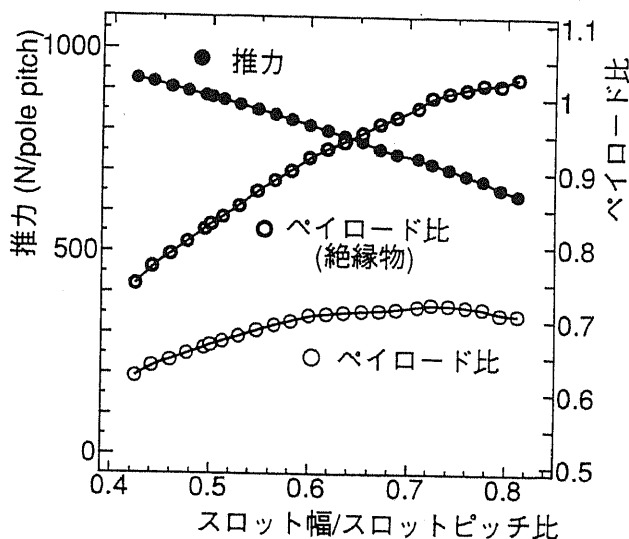


図 4.19: スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びベイロード比特性 (コイル電流密度 $2 \text{ [A/mm}^2\text{]}$)

スロットピッチの違いによる推力及びベイロード比特性を求め、それぞれ図 4.19、図 4.20 に示した。

今回、スロット深さが短くなったことで、スロット幅/スロットピッチの比が小さい場合でも、洩れ磁束が少なくなり二次側に対向している歯の部分に有効利用された結果、推力が増加している。また図 4.18 と図 4.19 は同じ起磁力であるが、洩れ磁束の減少により全体的に推力の上昇が見られる。また、推力の上昇及びモータ自重の軽減効果によりベイロード比の向上が見られる。

起磁力一定の条件下ではスロット幅/スロットピッチの比を大きくすることによりベイロード比が単調増加しているのが分かる。従ってこの場合最大ベイロード比を持つモータは、スロット幅/スロットピッチ比が 0.8 を越えるモータとなる。実際にはこのようなモータは実現不可能であるため、起磁力を変化させて最適なスロット幅/スロットピッチ比、及び最大ベイロード比を求める。

4.3.3.2 起磁力変化

まず、図 4.19、図 4.20 で示される様にスロット幅/スロットピッチ比の違いにより最大ベイロード比が変化するが、そのモータの歯の部分における最大平均磁束密度も大きく変化する。モータの歯の部分における最大平均磁束密度を図 4.21 に示した。

図 4.21 から起磁力が一定の条件下であっても、歯の部分の磁束密度がスロット幅/スロットピッチに関係して大きく変化していることが分かる。従って、今回はコイル断面積

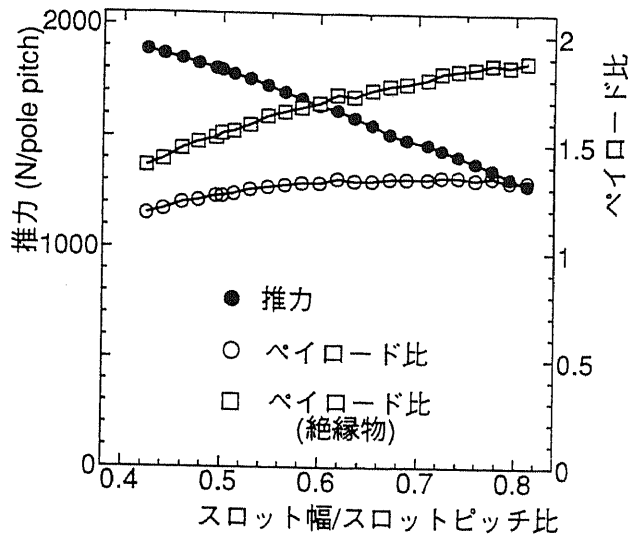


図 4.20: スロット幅/スロットピッチの違いによる推力及びベイルード比特性 (コイル電流密度 3 [A/mm²])

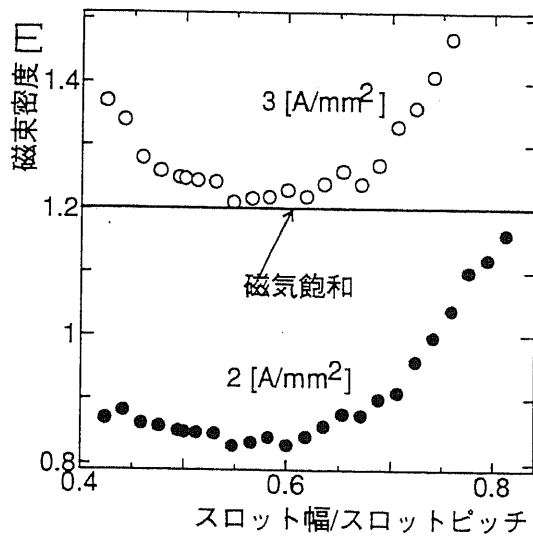


図 4.21: 最大ベイルード比時の歯における最大磁束密度 (電流密度 2 [A/mm²])

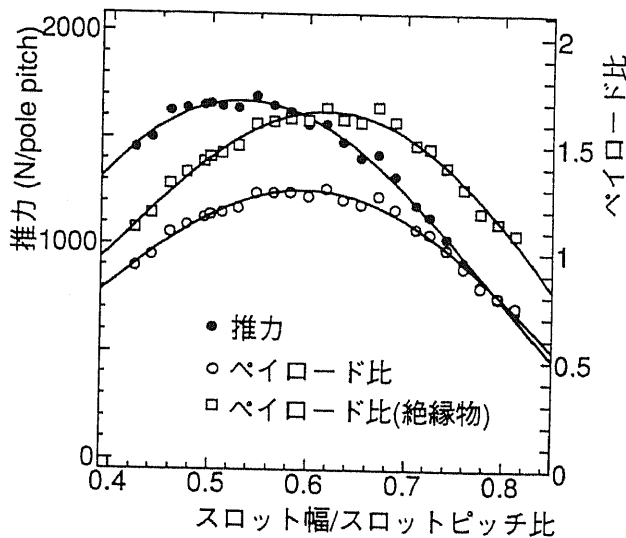


図 4.22: 歯における最大平均磁束密度を磁気飽和とした場合のペイロード比特性

を前回同様一定としたまま歯の部分の磁束密度が飽和磁束密度 1.2[T] になるまで電流密度をあげることにより、歯の部分の鉄心の有効利用も考慮に入れる。

図 4.22 に歯の部分の最大平均磁束密度を飽和磁束密度 1.2[T] となるよう電流密度を変化させた場合のスロット幅/スロットピッチ比の違いによるペイロード比特性、さらに図 4.23 に歯の部分の最大平均磁束密度が 1.2[T] となる時の電流密度を示す。

これらの考察より、スロット幅/スロットピッチ比(スロット幅)を 0.62(3.5[cm]) とすれば発生する磁束を最も偏りなく鉄心中に分布させることが出来るため鉄心及び歯を有効に使い、且つ最大ペイロード比を持つことが分かる。このスロット断面積 (32.1[cm²]) を持つ場合、最大ペイロード比は銅のみスロット充填モデルで 1.3、絶縁物と銅巻線スロット充填モデルで 1.67 となった。

4.3.3.3 スロット深さ変化

前節の考察では、スロット断面積を一定とし、電流密度変化に伴う起磁力変化を用いてペイロード比の最大化を行なった。本節では、スロット幅/スロットピッチ比(スロット幅)を 0.62(3.5[cm])、電流密度を一定とし、スロット深さ変化に伴う起磁力変化を用いてペイロード比の最大化を行なった。

図 4.24 に電流密度を (2.1 [A/mm²]) 一定とし、スロット深さを増加させペイロード比の最大化を行なった。スロット深さが 7.4[cm] のとき、歯における最大平均磁束密度が 1.2[T] となった。

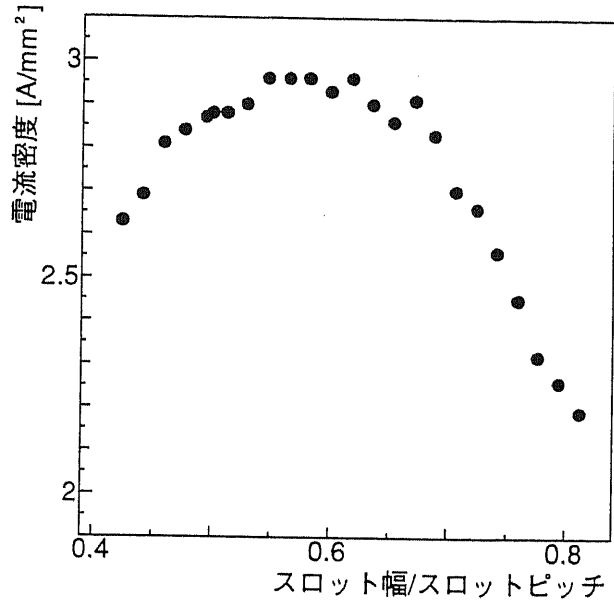


図 4.23: 歯における最大平均磁束密度を磁気飽和とする電流密度

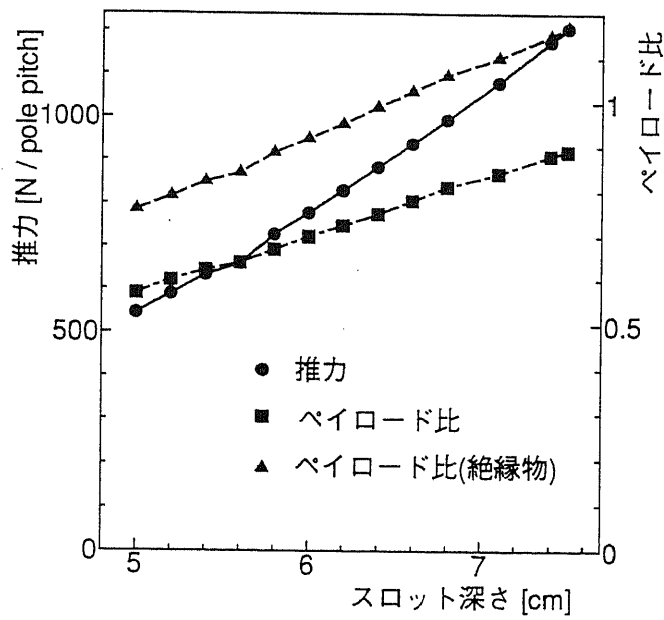


図 4.24: 電流密度一定 (2.1 [A/mm²]) 下でのベイルード比最大化

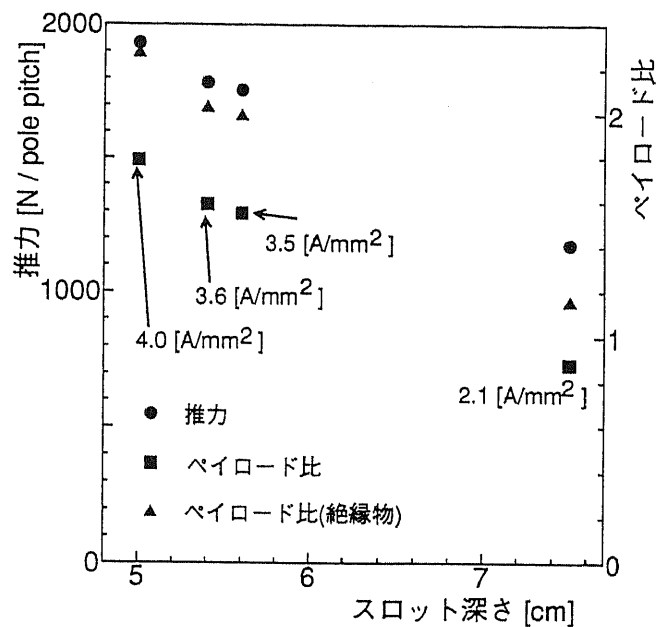


図 4.25: 電流密度変化させた場合のペイロード比最大化

さらに、同様に電流密度を変化させて歯における最大平均磁束密度が1.2[T]になるようスロット深さを調節してペイロード比の最大化を行なった結果を図4.25に示す。これらの検討により、コイルの電流密度を4[A/mm²]、スロット深さを5[cm]とした時、最大ペイロード比は銅のみスロット充填モデルで1.79、絶縁物と銅巻線スロット充填モデルで2.27となった。

4.3.3.4 鉄心形状変化

ここまでのペイロード比の最大化は、起磁力の変化を主に取り上げ検討を行ってきたが、今回は図4.26に示す通り、一次側の歯の部分の内二次側と対向している面的一部分 (l_{ext}) だけ広くした様な形状を考え、最大ペイロード比に影響を与えるかを検討した。 $l_{ext} = 5[\text{mm}]$ とした場合、一次側形状変化及び電流密度変化に対するペイロード比と今まで検討してきたモータ(ノーマル形状)のペイロード比の比較をスロット深さをパラメータとして図4.27に示す。最大スロットの深さは、5[cm]から歯中の平均最大磁束密度が飽和磁束密度1.2[T]となるまで大きくした。その結果同じスロット深さであっても一次側形状の変化によってペイロード比の向上が確認できる。しかし、ノーマル形状に比べ歯の部分での磁気飽和が早くモータ全体としての最大ペイロード比向上には有効な方法でないことが判明した。

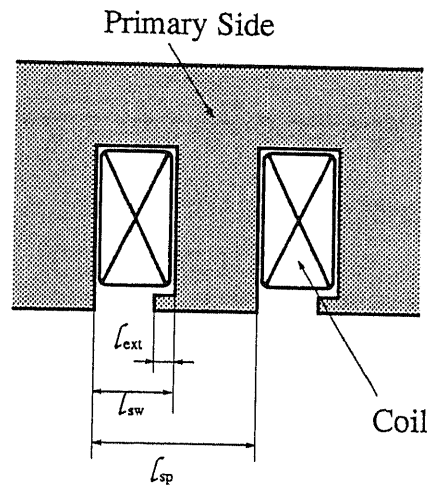


図 4.26: 一次側形状変化

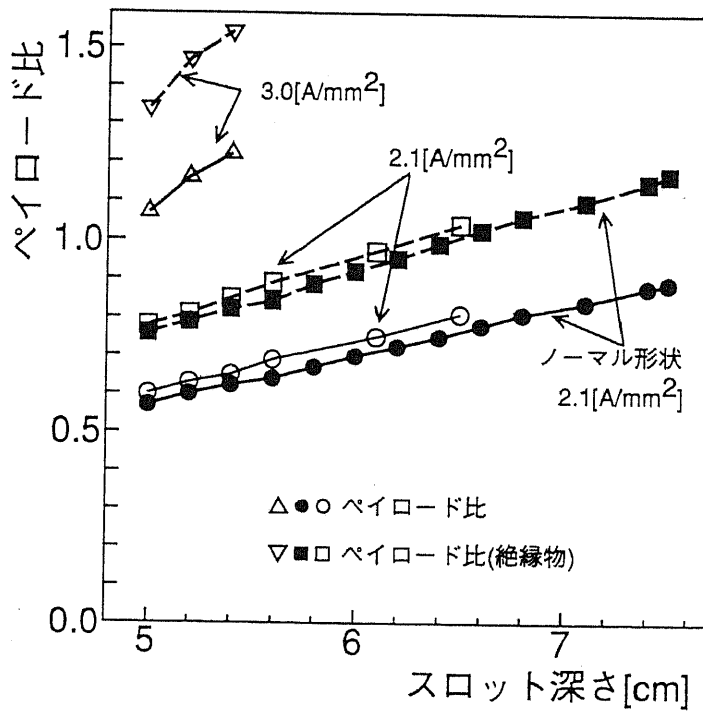


図 4.27: 一次側形状変化及び電流密度変化に対するペイロード比 ($l_{ext} = 5$ [mm])

4.3.4 外側短一次円筒型リニア誘導モータの最適設計

内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計の延長で外側短一次円筒型リニア誘導モータの設計を行なった。

内側短一次円筒型リニア誘導モータと違い磁束が外側に開くため内側短一次に比べスロットの深さに対して洩れ磁束の影響が大きいと考えられるが、内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計結果より外側短一次円筒型リニア誘導モータのスロット幅/スロットピッチ比を同じ0.62とした。自重を求めるに当たって、一次鉄心厚の決定は、内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計同様に一度解析を行ない、得られた磁束密度から一次鉄心厚の修正を行なった。外側短一次の場合、修正一次鉄心厚 l_{Fe} は、モータ内半径 D 、スロットの深さ h 、はじめに解析を行なった時の一次鉄心厚 l_{Feorg} 、解析時一次鉄心内最大平均磁束密度 B_{Fe} 、飽和磁束密度を1.2[T]とすると、式(4.8)で求めることが出来る。

$$l_{Fe} = \sqrt{\left(1 - \frac{B_{Fe}}{1.2}\right)(D+h)^2 + \frac{B_{Fe}}{1.2}(D+h+l_{Feorg})^2} - (D+h) \quad (4.8)$$

検討例としてスロット深さ一定の条件下でのペイロード比を求めた。

スロット深さ一定(スロット深さ 7[cm])

コイル電流密度が $3[A/mm^2]$ の場合、最大推力が $2058 [N/pole\ pitch]$ 、自重はスロット中銅充填モデルで $1823 [N/pole\ pitch]$ 、スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルで $1392 [N/pole\ pitch]$ となる。従ってペイロード比はそれぞれ1.13と1.48である。

電流密度が $4[A/mm^2]$ の場合同様に、最大推力が $3641 [N/pole\ pitch]$ 、自重はスロット中銅充填モデルで $1931 [N/pole\ pitch]$ 、スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルで $1500 [N/pole\ pitch]$ となり、ペイロード比はそれぞれ1.88と2.42である。

コイル電流密度一定

コイル電流密度一定の条件下で、スロット深さを变化させた場合の推力の变化及びペイロード比の变化をコイル電流密度が $2[A/mm^2]$ 、 $3[A/mm^2]$ 、 $4[A/mm^2]$ について図4.28、図4.29に各々示す。

図4.28、図4.29から、ペイロード比最大化を目指して設計を行なった場合、コイル電流密度 $4[A/mm^2]$ 、スロット深さ $7.5[cm]$ 、最大ペイロード比はスロット中銅充填モデルで1.98 スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルで2.55となる。

この設計されたモータの推力-すべり周波数特性を図4.30に示す。同時に、スロット中銅充填モデルおよびスロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルでの自重も図4.30中に示した。

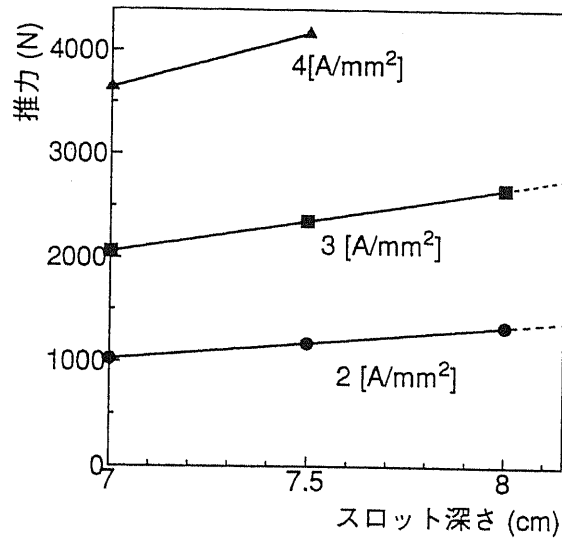


図 4.28: 電流密度及びスロット深さを变化させた場合の推力変化

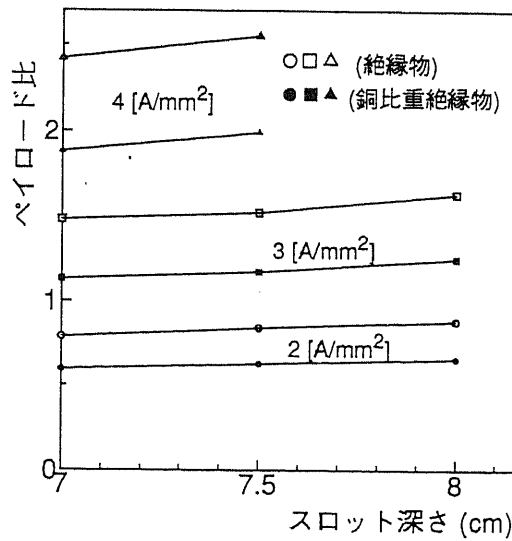


図 4.29: 電流密度及びスロット深さを变化させた場合のペイロード比

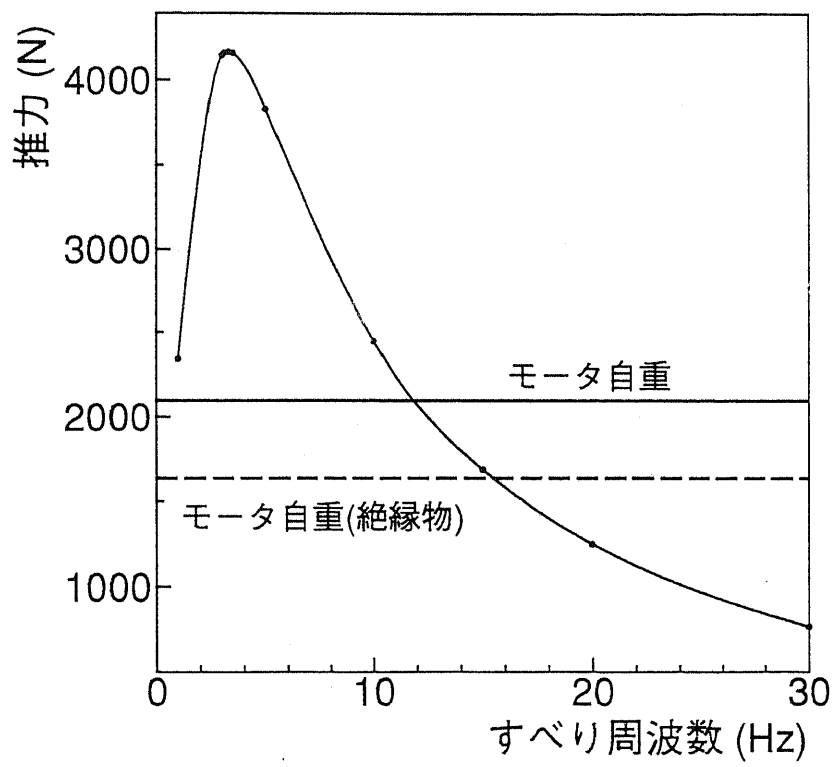


図 4.30: 設計を行なったモータの周波数推力特性

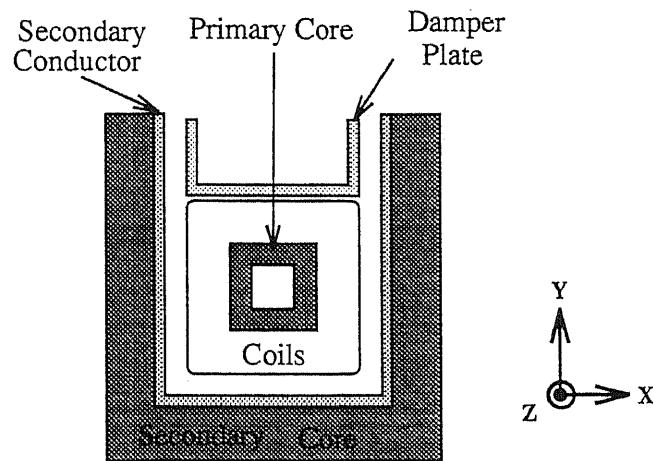


図 4.31: U字型リニア誘導モータの断面図及び座標系

4.4 U字型リニア誘導モータの設計

更に実システムへの応用の可能性を考えた場合、円筒型リニア誘導モータでは製作が困難であるなどの欠点を持っている。また、特に前節で検討を行なった内側短一次円筒型リニア誘導モータはその構造上の制約より実用性に乏しいことが分かる。従って本節では内側短一次円筒型リニア誘導モータと構造的に共通点が多く、さらに、力率及び効率が良いと報告されたU字形リニア誘導モータ [31] をその対象に加える。U字型リニア誘導モータの断面図を図 4.31 に示す。なを図 4.31 中には、本論文で用いる U字型リニア誘導モータの座標系を同時に示す。

内側短一次方式と比較した場合、このU字型リニア誘導モータの大きな特徴は、一次側のある面、図 4.31 中ではダンパープレートが存在する部分、が推力に寄与しない点である。この部分をなるべく小さくしてかつ推力を最大にする設計を行なう必要がある。

本節では、内側短一次円筒型リニア誘導モータの検討から得られた一次鉄心厚、メカニカルギャップ、スロット幅/スロットピッチ比等のパラメータを用い、例えば図 4.32、表 4.4 のパラメータを持つ「40x40 U字型リニア誘導モータ」を設計し、U字型リニア誘導モータの三次元有限要素法を行なうことによってその設計されたモータの検証を行なった。なを、本論文では断面の x 方向の長さ a [cm]、 y 方向の長さ b [cm] である U字型リニア誘導モータを「 axb U字型リニア誘導モータ」と表記した。

40x40 U字型リニア誘導モータの解析

実際に三次元有限要素法を用いて、40x40 U字型リニア誘導モータの数値解析を行なった。この解析によって得られた $x-y$ 平面及び $y-z$ 平面の磁束分布を図 4.33 に示す。

40x40 U字型リニア誘導モータの三次元有限要素法解析の結果を以下にまとめる。

表 4.4: 40x40 U字型リニア誘導モータのパラメータ

パラメータ	数値	[単位]
一次側コイル断面	40 × 40	[cm ²]
コイル深さ	6.11	[cm]
一次鉄心厚	2.48	[cm]
スロット幅	3.5	[cm]
ポールピッチ	17	[cm]
電流密度	2.9	[A/mm ²]
二次導体厚	0.5	[cm]
メカニカルギャップ	0.5	[cm]

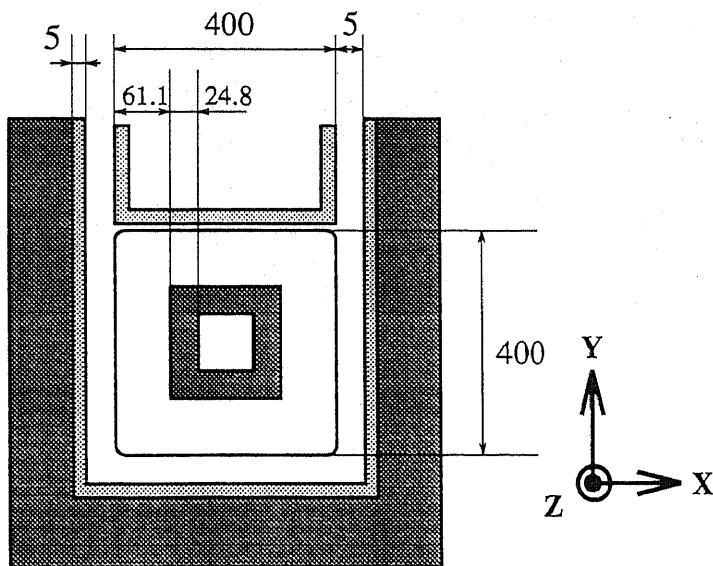


図 4.32: 40x40 U字型リニア誘導モータの断面図及び寸法 [mm]

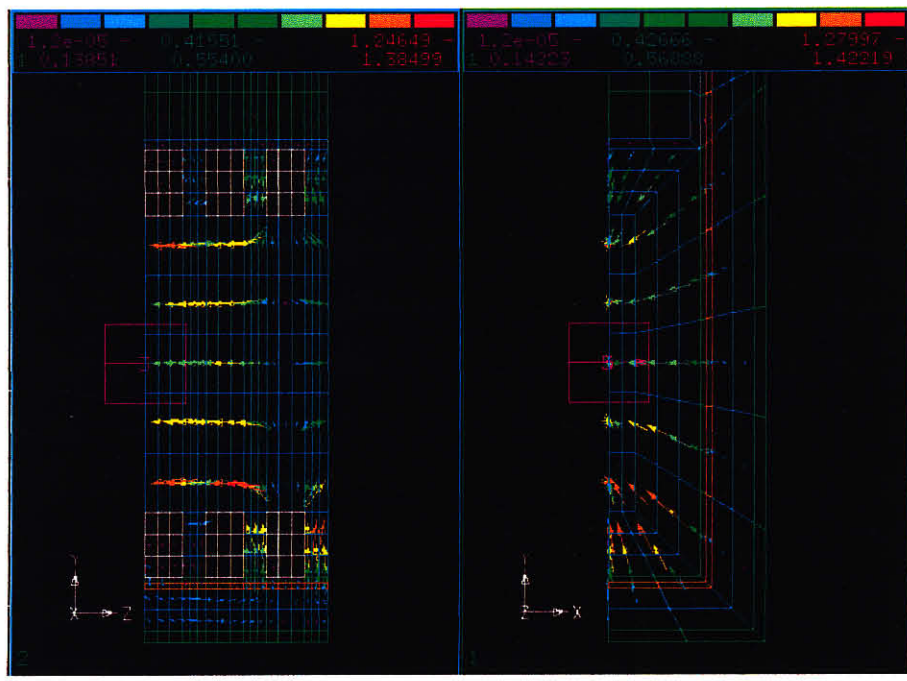


図 4.33: 三次元有限要素法による 40x40 U 字型リニア誘導モータの磁束分布

表 4.5: 40x40 U字型リニア誘導モータの解析結果

モータ	最大推力 (すべり周波数)	自重	ペイロード比
ダンパプレートなし			
銅比重絶縁	1301 [N/pole pitch]	1534 [N/pole pitch]	0.85
絶縁物	(3.7 Hz)	1317 [N/pole pitch]	0.98
ダンパプレートあり			
銅比重絶縁	1293 [N/pole pitch]	1534 [N/pole pitch]	0.84
絶縁物	(3.9 Hz)	1317 [N/pole pitch]	0.98

文献 [31] によると、ダンパプレートは力率効率を向上させる働きがある。しかし三次元有限要素解析の結果、厚さ 1[cm] のダンパプレートを取り付けた結果推力が約 6% 低下することが確認された。U字型リニア誘導モータのペイロード比が低いことを考慮に入れるとこの影響は大きいと考えられる。従って鉛直方向移動システムへの応用を考える U字型リニア誘導モータには、ダンパプレートは不必要であるといえる。表 4.5 に 40x40 U字型リニア誘導モータの解析結果をまとめたが、残念ながらペイロード比 1 を越えるモータ設計を行なうことは出来なかった。

17.2x40 U字型リニア誘導モータの解析

はじめに述べた通り、U字型リニア誘導モータは一次コイル平面のうち一面が二次側に対向していないため、推力低下及び自重増加を引きおこしている。そこで、その面の幅を最小限にした 17.2x40 U字型リニア誘導モータを設計し検討を行なった。モータ諸元を表 4.6、断面図及び寸法を図 4.34 に示す。

図 4.35 に 17.2x40 U字型リニア誘導モータの推力特性、モータ自重を示した。さらに吸引力特性を図 4.36 に示した。

図 4.35 から、最大ペイロード比は、スロット中銅充填モデルで 1.24、スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルの場合 1.34 となる。

表 4.6: 17.2x40 U字型リニア誘導モータのパラメータ

パラメータ	数値	[単位]
一次側コイル断面	17.2 × 40	[cm ²]
コイル深さ	6.11	[cm]
一次鉄心厚	4.96	[cm]
スロット幅	3.5	[cm]
ポールピッチ	17	[cm]
電流密度	2.9	[A/mm ²]
二次導体厚	0.5	[cm]
メカニカルギャップ	0.5	[cm]

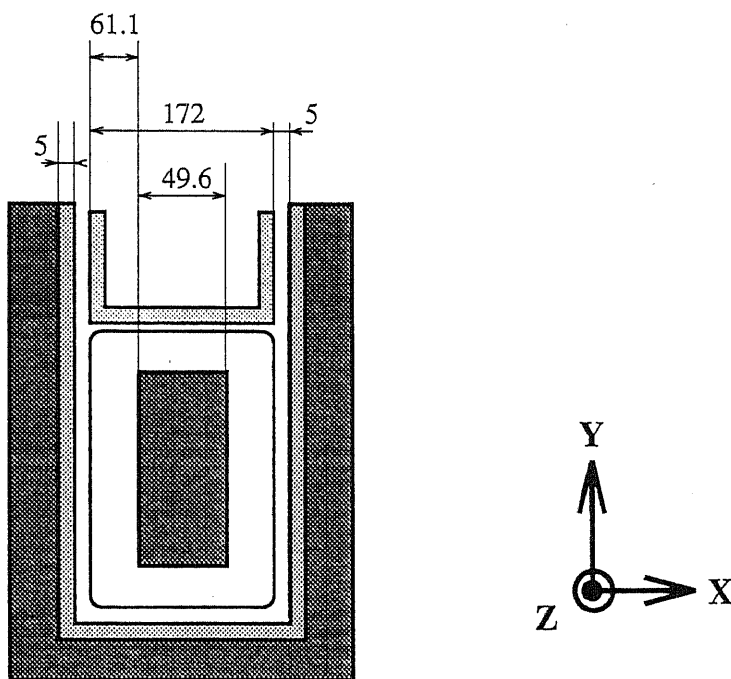


図 4.34: 17.2x40 U字型リニア誘導モータの断面図及び寸法 [mm]

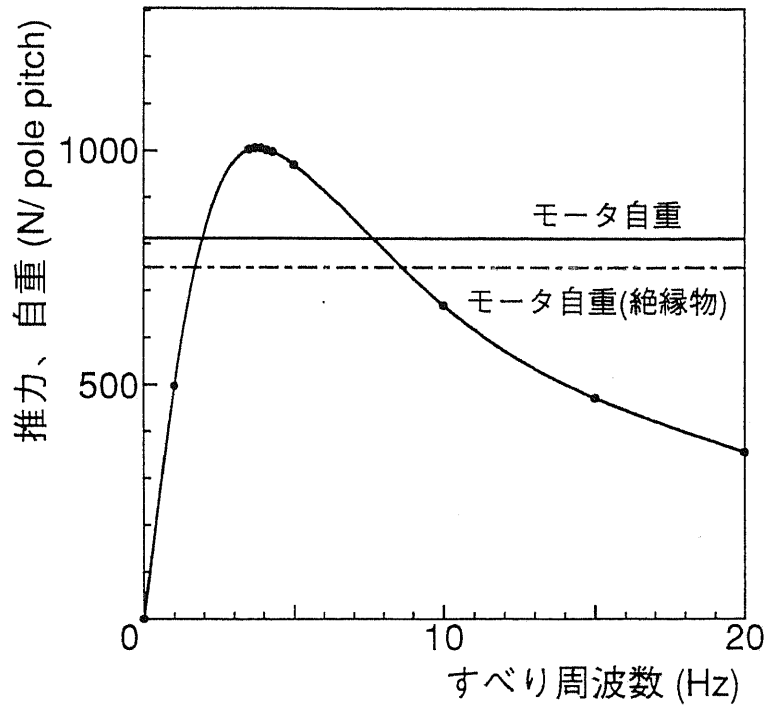


図 4.35: 17.2x40 U 字型リニア誘導モータの推力特性

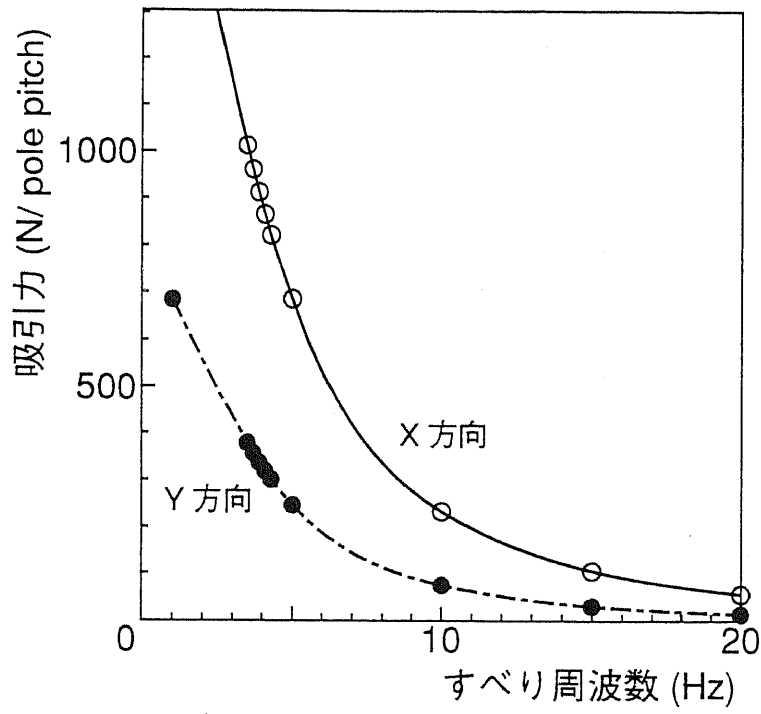


図 4.36: 17.2x40 U字型リニア誘導モータの吸引力周波数特性

4.5 結言

本章では、鉛直方向移動システムの短一次(かご一次)方式応用を目的としたリニア誘導モータに関して、特に実現に際して最も重要なファクターであると思われるペイロード比(推力/モータ自重)を最大化する最適設計を、前章で検討を行なった設計手法を用いて実際に行なった。

今回最適設計対象となったのは、スロットの影響を無視したモデルを用いてモータ設計を行なった円筒型リニア誘導モータ、さらに三次元有限要素法を用いて詳細なモータ設計を行なった内側短一次円筒型リニア誘導モータ、外側短一次円筒型リニア誘導モータ、およびU字型リニア誘導モータである。

以下にモータ設計の結果及び得られた知見をまとめる。

● スロットの影響を無視したモデルを用いた円筒型リニア誘導モータの設計

スロットの影響を無視したモデルを用いた円筒型リニア誘導モータのモータ設計は推力概算式、及びモータ自重概算式を用いて行ない、あらかじめいくつかのパラメータの値を決定しておき、パラメータの一つづつを変数としてペイロード比の最大化を順番に行なっていく手法を用いた。また、後のスロットの影響を考慮した解析との比較により、スロットの影響を無視したモデルを用いた検討は、定性的な特性を知る上では有効であるが、定量的考察にはあまり有効でないことが示された。

- スロット深さ(電流シートの電流密度変化)に対するペイロード比の変化を検討した結果、洩れ磁束の影響を考えない限り、スロット深さは深いほどペイロード比が大きくなることが分かった。
- 内半径の変化に対するペイロード比の変化を検討した結果、機械的強度、応用環境等の制約がない場合出来るだけ大きな内半径を持つことがペイロード比向上につながることを示した。さらに、ペイロード比向上率が鈍る内半径の目安として内半径 $D=0.2$ [m] を取り上げた。
- メカニカルギャップの変化に対するペイロード比の変化を検討した結果、内半径同様機械的強度、応用環境等の制約がない場合出来るだけメカニカルギャップを小さくすることがペイロード比向上につながることを示した。
- 二次導体厚に対する二次導体の温度上昇率変化を検討した結果、二次導体厚が $4\sim 5$ [mm] 以下になると急激に二次導体の温度上昇率が高くなることが得られた。従って、二次導体厚の目安として 4 [mm] と定めた。
- 巻線材料変化によるペイロード比向上を検討したが、あまり有効な方法でないことが判明した。
- 二次側速度と極数の間の端効果の影響を検討し、極数を増やすことにより端効果の影響を受けにくいモータ設計が出来ることが分かった。

- 三次元有限要素法を用いた内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計

スロットによる空間高調波の影響が思ったよりも大きく、スロットの影響を無視したモデルでの検討は定性的特性を見るのに有効であり、定量的特性については検討し直す必要があることを確認した。本研究では三次元有限要素法を用い、主にスロット幅/スロットピッチ比、スロット深さ、コイル電流密度について検討を行ない最大ペイロード比を求めた。また自重については、スロットの影響を無視したモデル下では、スロット内に銅が充填されており、実質銅当比重を持つ絶縁物が用いられると仮定していたが、本設計では従来の回転機に用いられる絶縁物と銅コイルが50%づつ充填されているモデルも考慮に入れた。

- 起磁力一定の条件でペイロード比の最大化を行なったが、その結果スロット幅/スロットピッチ比が0.8を越えてしまい実機では実現できないことを確認した。
- スロット断面積一定下で、歯での平均最大磁束密度が飽和磁束密度になる電流を与えることにより、ペイロード比を最大化する最適スロット幅/スロットピッチ比は0.62であることを求めた。
- 結果として、コイル電流密度を $4[\text{A}/\text{mm}^2]$ とした場合に最大ペイロード比が銅のみスロット充填モデルで1.79、絶縁物と銅巻線スロット充填モデルで2.27となることを確認した。
- 一次側鉄心形状の工夫によってペイロード比向上を試みたが、あまり有効な結果は得られなかった。

- 三次元有限要素法を用いた外側短一次円筒型リニア誘導モータの設計

内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計結果を用いて、最適スロット幅/スロットピッチ比が0.62であるとして最大ペイロード比を求めた。その結果、コイル電流密度 $4[\text{A}/\text{mm}^2]$ 、スロット深さ $7.5[\text{cm}]$ の場合、最大ペイロード比はスロット中銅充填モデルで1.98 スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルで2.55となった。

- 三次元有限要素法を用いたU字型リニア誘導モータの設計

外側短一次円筒型リニア誘導モータの設計同様、内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計を参考に、モータ設計を行ない三次元有限要素法によってその特性の確認を行なった。

U字型リニア誘導モータは一次コイル平面のうち一面が二次側に対向していないため、推力低下及び自重増加を引き起こしている。そこで、 40×40 U字型リニア誘導モータ以外に、推力に関与していない面の幅を最小限にした 17.2×40 U字型リニア誘導モータを設計し最大ペイロード比の確認を行なった。

その結果、 40×40 U字型リニア誘導モータではコイル電流密度が $2.9[\text{A}/\text{mm}^2]$ の場合、ペイロード比が1を越えるモータを設計することは出来なかった。また、 17.2×40

U字型リニア誘導モータの場合、最大ペイロード比は、スロット中銅充填モデルで1.24、スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルの場合1.34となった。

第 5 章

リニア誘導モータによる鉛直駆動システム の検討

第 5 章

リニア誘導モータによる鉛直駆動システムの検討

5.1 緒言

本章では、これまでの研究を通じペイロード比の最大化を行なった鉛直方向応用リニア誘導モータの結果を用い鉛直方向移動システムの技術的可能性についての考察及びシステムの検討を行なう。

リニア誘導モータの鉛直方向移動システムへの完全な応用例として、ロープレスエレベータシステム及び軽量の搬送設備を取り上げた。円筒型リニア誘導モータ及びU字型リニア誘導モータを応用した場合について、システムの実現可能性の検討を行なった。また、システムの構成として、モータの配置、鉛直駆動システムの電源などの検討も加えて行ない、その実現例を示した。

表 5.1: 現行ロープ式エレベータの諸元

項目	数値 [単位]
速度	7[m/s]
積載量	2,000[kg](30 人)
かごサイズ [mm]	W2,500 × L2,000 × H5,000
かご自重	2,000[kg]

5.2 システム設計例

本研究では、鉛直方向移動システムとして特にロープレスエレベータに代表される完全な鉛直方向移動システムを検討対象としてきた。この様な完全な鉛直方向移動システムへリニア誘導モータの応用を考えた場合、1 を越えること、なるべく大きいペイロード比を得ることが最も重要なキーファクターであった。

本章までに、応用可能であると思われるリニア誘導モータの種類別にペイロード比の最大化を行ない、その結果の検討を行なってきた。本章では、二種類のリニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムの完成、特に短一次(かご一次)方式を考慮に入れ、その設計例を示し、さらにそのシステムについての検討も行なった。

5.2.1 ロープレスエレベータへの応用

本章で検討するロープレスエレベータの仕様を現行のロープ式エレベータと同等の性能を持つシステムとして設定を行なった。文献 [6] を参考に、現行ロープ式エレベータシステムの仕様を表 5.1 に示す。

5.2.1.1 U字型リニア誘導モータによる実現

U字型リニア誘導モータを短一次(かご一次)方式でロープレスエレベータシステムに应用する場合についての検討を行なう。前章においてペイロード比を最大化したU字型リニア誘導モータの諸元を表 5.2 に示す。

モータ取り付け方法

U字型リニア誘導モータは、一次側と二次側の吸引力が相殺できないため図 4.36 に示す通り大きな吸引力を発生する。例えば最大推力を発生するすべり周波数 3.9[Hz] の場合、x 方向吸引力 912[N/pole pitch] y 方向吸引力 168 [N/pole pitch] である。

かごに取り付ける方法としては図 5.1 に示す通り全体にかかる吸引力を相殺するようにモータを設置する Double Sides 方式と、一面のみにモータを設置する Single Side 方式の二通り考えられる。以下に各々の方式の特徴を述べる。

表 5.2: 17.2x40 U 字型リニア誘導モータのパラメータ

パラメータ	数値	[単位]
一次側コイル断面	17.2 × 40	[cm ²]
ポールピッチ	17	[cm]
電流密度	2.9	[A/mm ²]
二次導体厚	0.5	[cm]
メカニカルギャップ	0.5	[cm]
最大推力	1,006	[N/pole pitch]
モータ自重	812 (750)	[N/pole pitch]
ペイロード比	1.24 (1.34)	

- Double Sides 方式

例として図 5.1 に示す通り左右両面にモータを配置し全体にかかる吸引力を相殺する方式。左右両端から同じ力がかかっているため、全体にかかる吸引力の和は理論上 0 である。

従ってこの方式をとることにより、ガイド機構の小型化、軽量化などのメリットが得られる。しかし吸引力自体はかご自体にかかっており両端から引っ張る方向に働くため、吸引力によりかごが変形するなどの可能性が考えられ、変形からかごを守る機構が求められる。

- Single Side 方式

例として図 5.1 に示す通りある一面にモータを配置し全体にかかる吸引力を相殺しない方式。吸引力の和は一方向に働くためガイド機構に加重がかかり、構造が複雑になるが Double Sides 方式とは逆にかごの内部応力は 0 である。

U 字型リニア誘導モータはペイロード比が比較的大きくないため、かごの変形を防止する機構をかごに取り付けることは不可能であると考えられる。従ってモータの取り付け方法は Single Side 方式が適当であると考えられる。

またリニア誘導モータは、回転形誘導モータと違い鉄心端部が存在するため、各 U、V、W 相にインピーダンス不平衡が生じる。インピーダンス不平衡を解消する方法として、図 5.2 に示すようにモータ本数を $3n(n=1,2,3\dots)$ [本] とし撚架結線を行なうことによりインピーダンス不整合の心配が必要でなくなる。

必要なモータ長

まず、短一次(かご一次)方式条件下、特に電力変換装置地上設置方式への応用する場合の U 字型リニア誘導モータの実現可能性について検討する。

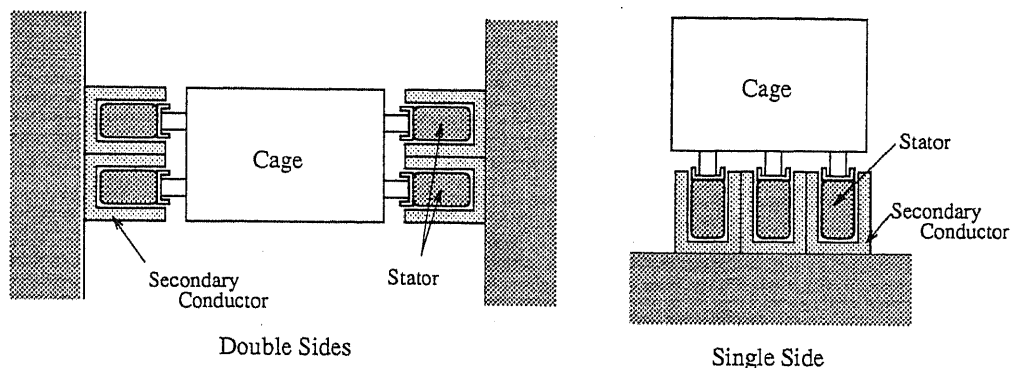


図 5.1: U 字形 LIM の取り付け方法

フル積載された昇降体 (4,000kg) を重力に逆らって 0.1g (g は重力加速度) で上昇すると仮定する。モータ自重 W_m [N] は、最大ペイロード比 α とすると式 (5.2) で求められる。

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{4000 \times 9.8}{\alpha - 1.1} = \frac{3.92 \times 10^4}{0.24} \\ &= 1.63 \times 10^5 [\text{N}] \end{aligned} \quad (5.1)$$

表 5.2 より 1 ポールピッチ当たりの重量は 750 [N] であるからこの U 字型リニア誘導モータを用いた場合、その全長は約 37 [m] となる。U 字型リニア誘導モータの高さをかごの高さと同程度で 5 [m] であるとする、計算上ではモータが 7.4 [本] 必要となる。

短一次 (かご一次) 方式で電力変換装置をかごに搭載する場合、実現可能性は理論上あるが、モータ数が増大しその重量を確保できないことが容易に推測できる。

まとめ

U 字型リニア誘導モータは、比較的ペイロード比が低いため、ロープレスエレベータのような高積載物を搬送するシステムを短一次 (かご一次) 方式で実現することは難しいと言える。

5.2.1.2 外側円筒型リニア誘導モータ

前章の外側円筒型リニア誘導モータの設計において、比較的大きなペイロード比を得ることを示した。本節では、外側円筒型リニア誘導モータを短一次 (かご一次) 方式で応用する場合を考える。

前章で設計された外側円筒型リニア誘導モータのパラメータを表 5.3 に示す。式 (5.2) と同様に電力変換装置地上設置方式で応用すると仮定し計算を行なうと必要なモータ重量は 3.0×10^4 [N] となる。また、1 ポールピッチ当たりの重量が 1500 [N] であるため必要

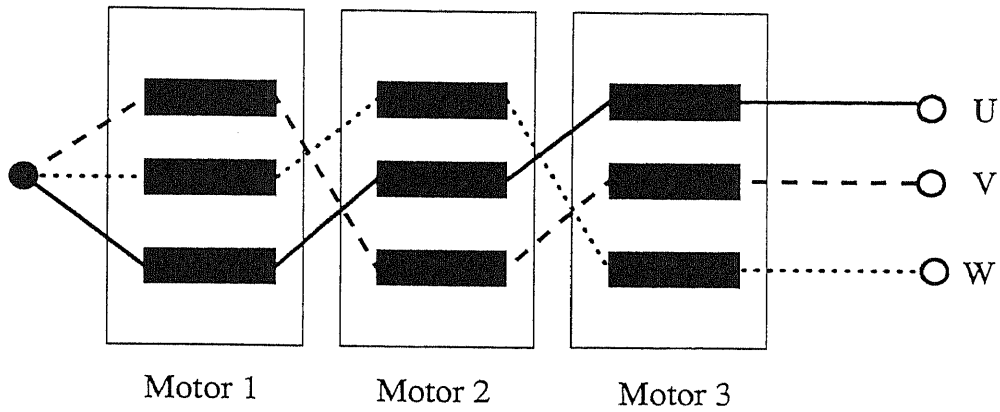


図 5.2: かごに取り付けられたモータ結線 (撚架結線)

表 5.3: 最適設計された外側円筒型リニア誘導モータのパラメータ

パラメータ	数値
ポールピッチ	0.17 [m]
スロット深さ	7 [cm]
コイル電流密度	4 [A/mm ²]
最大推力	3641 [N/pole pitch]
自重	
銅比重絶縁物充填	1931 [N/pole pitch]
通常の絶縁物充填	1500 [N/pole pitch]
ペイロード比	
銅比重絶縁物充填	1.88
通常の絶縁物充填	2.42

なモータ長は 3.4[m] となる。これは充分実現可能であると思われる。従って外側円筒型リニア誘導モータでの実現可能性示された。

また電力変換装置かご搭載方式においては、式 (2.12) を用いてモータ自重を求めることが出来る。求めるに当たって以下のような仮定を用いた。

- モータ、電力変換装置の取り付け機器の重量増加分を無視、すなわち $k_o = 0$ とする
- モータの効率、力率、電力変換装置の力率を第2章で用いた値と同じ、すなわち $\cos \phi = 0.55$ 、 $\eta = 0.6$ 、 $\cos \theta_c = 0.8$ とする
- 昇降体の速度 $v_m = 10$ [m/s] とする。

この場合、モータ自重は式 (2.12) より

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{(1 + \alpha)W_{oo} + W_{co}}{p - (1 + \alpha) \left(1 + \frac{k_c p v_m}{\cos \theta_c \cdot \eta \cos \phi} \right)} \\ &= \frac{1.1 \times (4000 + 681) \times 9.8}{2.42 - 1.1 \times \left(1 + \frac{4.1 \times 10^{-3} \times 2.42 \times 10}{0.8 \times 0.6 \times 0.55} \right)} \\ &= 5.6 \times 10^4 [N] \end{aligned} \quad (5.2)$$

また、1 ポールピッチ当たりの重量が 1500 [N] であるため必要とされるモータ長さは 6.3[m] となり、かなり悪いと考えられる力率、効率、電力変換装置の力率 ($\cos \phi$ 、 η 、 $\cos \theta_c$)、さらに電力変換装置かご搭載方式であっても外側短一次円筒型リニア誘導モータをロープレスエレベータに応用する場合の技術的实现可能性について表 1.3 で考えられていたのと違い充分可能性があると結論付けられる。

5.2.2 軽量のペイロード搬送装置への応用

U字型リニア誘導モータをロープレスエレベータのような高ペイロードを持ち上げるシステムに応用するのは技術的に考えて難しいことを前節において導いた。従って本節ではU字型リニア誘導モータを鉛直方向応用システムに応用するにはどのような形態が適しているかの検討を行なうため、軽量のペイロード搬送装置への応用を取りあげた。

U字型リニア誘導モータ 1 ポールピッチ 0.17[m] あたりの推力は 1.0×10^3 [N] モータ自重は 750 [N] であるため、U字型リニア誘導モータのモータ長 1.7[m] (10 ポールピッチ分) \times 3 本を用いて鉛直方向移動システムを構築した場合を検討する。この場合電力変換装置地上設置方式を採用すると仮定し、余裕加速度を $0.1g$ [m/s²] とすると持ち上げられるペイロード W_p は式 (5.3) で求められる。

$$\begin{aligned} W_p &= \left(\frac{1.0 \times 10^3}{1.1} - 750 \right) \times 10 \times 3 \\ &= 4.8 [\text{kN}] \end{aligned} \quad (5.3)$$

すなわち $4.8[\text{kN}]$ を $0.1g[\text{m/s}^2]$ で持ち上げるシステムが構築できる。

5.3 電源構成

前述した通り鉛直方向移動システムの電源構成については統一されたコンセプトが定まっていないのが現状である。従って本節においては、鉛直方向移動システムの電源構成についての提案を行ない、実際にその電源システムの数値計算を行なった。さらに結果について検討を行なった。

まず、例えばリニア誘導モータのロープレスエレベータへの応用を考えた場合、従来のエレベータのようにカウンターウェイトを持たないため、このまま応用した場合非常に効率の悪いシステムになる。システム全体の効率を上げるため下降時に回生制動を行ない、位置エネルギーを電気エネルギーの形で回収する必要がある。従ってリニア誘導モータを応用した鉛直方向移動システムには回生制動が必要不可欠となる。

また、回生制動が行なわれた場合、回生制動は比較的不周期的でありかつ頻繁に行なわれることを考えると、電力供給は短絡容量の大きな系統あるいは電力貯蔵装置を用いて平準化を行なう必要がある。しかし、外部システムへの直接の回生は難しいと考えられるため、エネルギーバッファを必要とする。

本研究ではエネルギーバッファ装置として効率がよく、高速な電力制御が可能であり、近年電力系統の安定化などへの応用が考えられている超電導電力貯蔵装置 (SMES; Superconducting Magnetic Energy Storage) を用いることを提案する。

さらに SMES を設置する場所としてリニア誘導モータに電力を供給する電力変換装置がコンバータインバータ式を考えるとすると、次の3つが考えられが、

1. コンバータの入力側
2. コンバータ・インバータの間
3. インバータの出力側

特に (2) のインバータコンバータの間に SMES を挿入した場合、変圧器ならびに附属機器の容量低減ができ技術的、経済的なメリットが大きい [36]。従って本研究では (2) の電力変換装置内に SMES を組み込んだ方式を提案する。

以下に前節において検討を行なった、U字型リニア誘導モータを応用した軽量のペイロード搬送装置について、システムのモデル化を行ない、数値解析を行なった。

5.3.1 モータモデル

通常誘導モータは、励磁アドミタンスを無視すると図 5.4 の等価回路で書き表すことが出来る。前章の解析の結果、U字型リニア誘導モータ 1 ポールピッチ 1 相あたり 9[ターン]、電流 $351[\text{A}]$ の三相交流を流し速度 $v = 0$ の条件下で 1 ポールピッチ当たりのロス

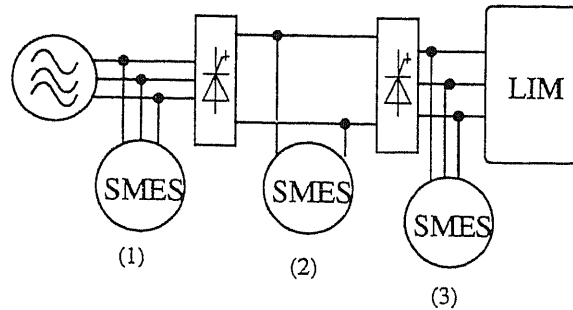


図 5.3: SMES の設置場所

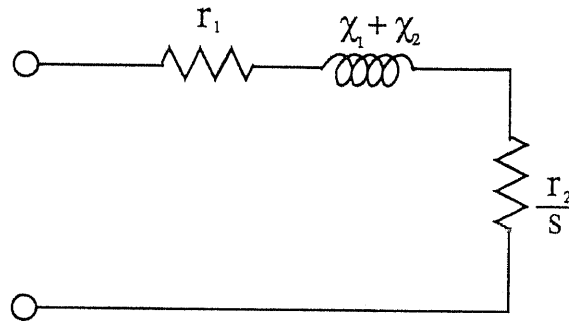


図 5.4: 励磁アドミタンスを無視した誘導モータの簡易等価回路

は 1.47×10^3 [W] であった。また、解析によって求められたパラメータ等から U 字型リニア誘導モータの回路定数を表 5.4 の通り導出した。

システム全体の回路定数は、モータ長 1.7[m]、モータ数 3 の撚架結線を行なうと仮定すると、 $x_1 + x_2 = 0.579$ [mH]、 $r_1 = 0.04$ [Ω]、 $r_2 = 0.078$ [Ω] となる。

5.3.2 解析モデル

今回は図 5.5 に示されるようにリニア誘導モータ部分、電力系統部分、電力変換装置及び SMES 部分をモデル化した回路を用いて前節で設計した U 字型リニア誘導モータを応用した軽量ペイロード搬送システムに SMES を取り付けた場合の回路解析を行なった。

リニア誘導モータ部分は、図 5.6 に示す通り電圧源 e は、ながれる電流を I すべりを s とすると

$$e = \frac{0.078I}{s} \tag{5.4}$$

電圧がかかるようにパラメータを設定した。その他のパラメータは表 5.5 に示した。

表 5.4: U字型リニア誘導モータの回路定数

回路定数	値	[単位]
一次巻線抵抗 r_1	1.36	[mΩ/pole pitch]
二次抵抗 r_2	2.61	[mΩ/pole pitch]
リアクタンス $x_1 + x_2$	17.3	[μH]

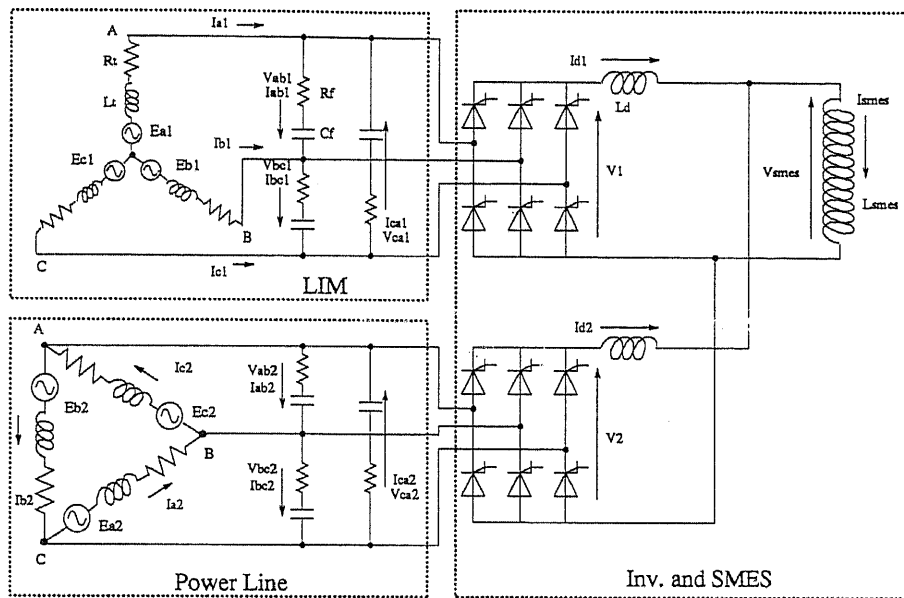


図 5.5: 解析モデル

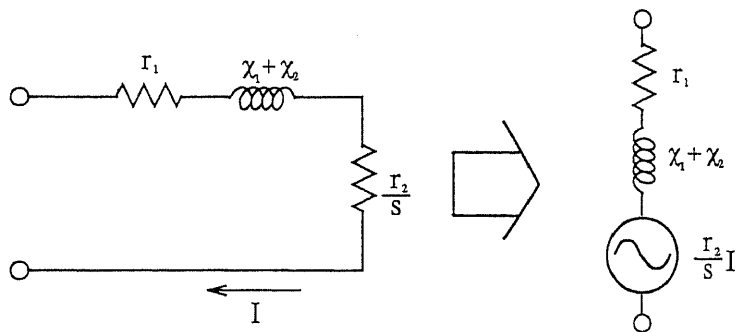


図 5.6: リニア誘導モータ部分の回路への変換

表 5.5: モデル回路定数

記号	回路定数	[単位]
R_t	0.12	[Ω]
C_f	2.0	[μF]
R_c	50	[Ω]
L_{smes}	2.0	[H]
L_d	5.0	[mH]

5.3.3 解析結果

力行 (初速 0[m/s] 加速度 1.17[m/s²] すべり周波数一定制御 3.9[Hz]) 及び回生時 (初速 5m/s 加速度 -1.17[m/s²] すべり周波数一定制御 3.9[Hz]) の SMES 電流 ($I_{smes}=I_{d1}+I_{d2}$) 及び分担流 (I_{d1}, I_{d2})、モータ電流 (I_a) をそれぞれ図 5.8、図 5.7 に示した。これらの図から SMES がエネルギーバッファの役割を果たし、SMES 電流が変化しているのが分かる。

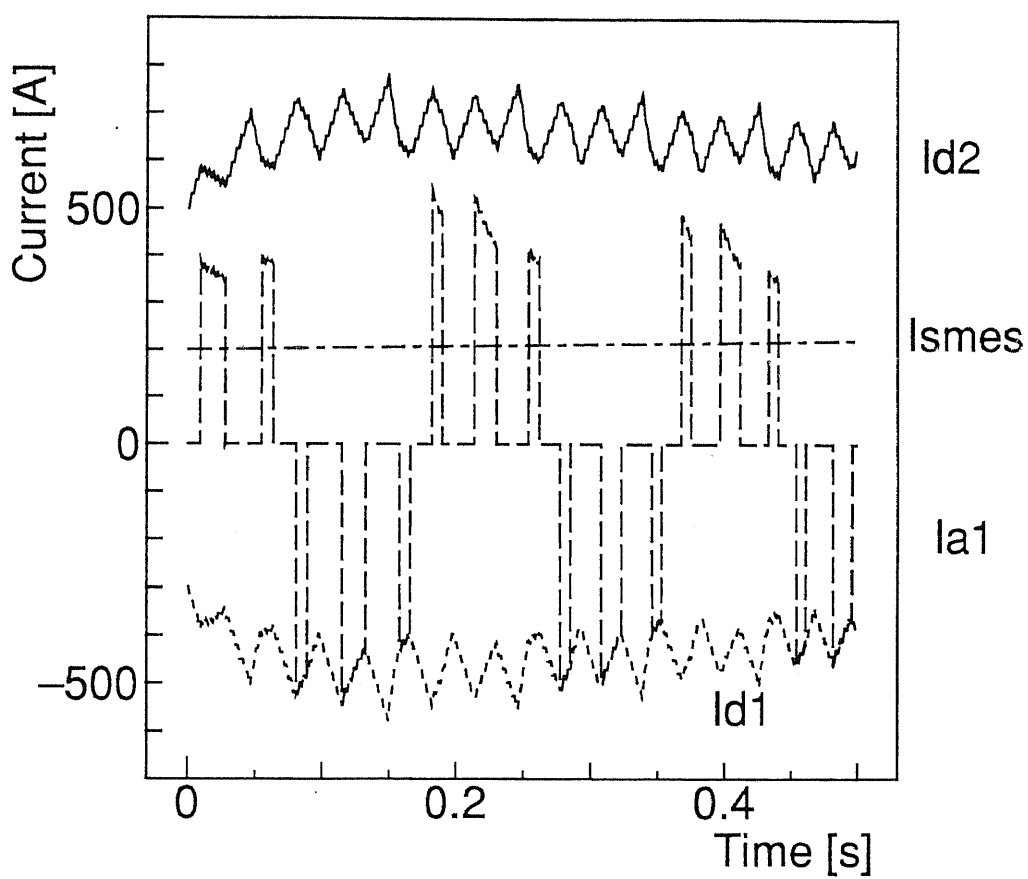


図 5.7: 力行時電流特性

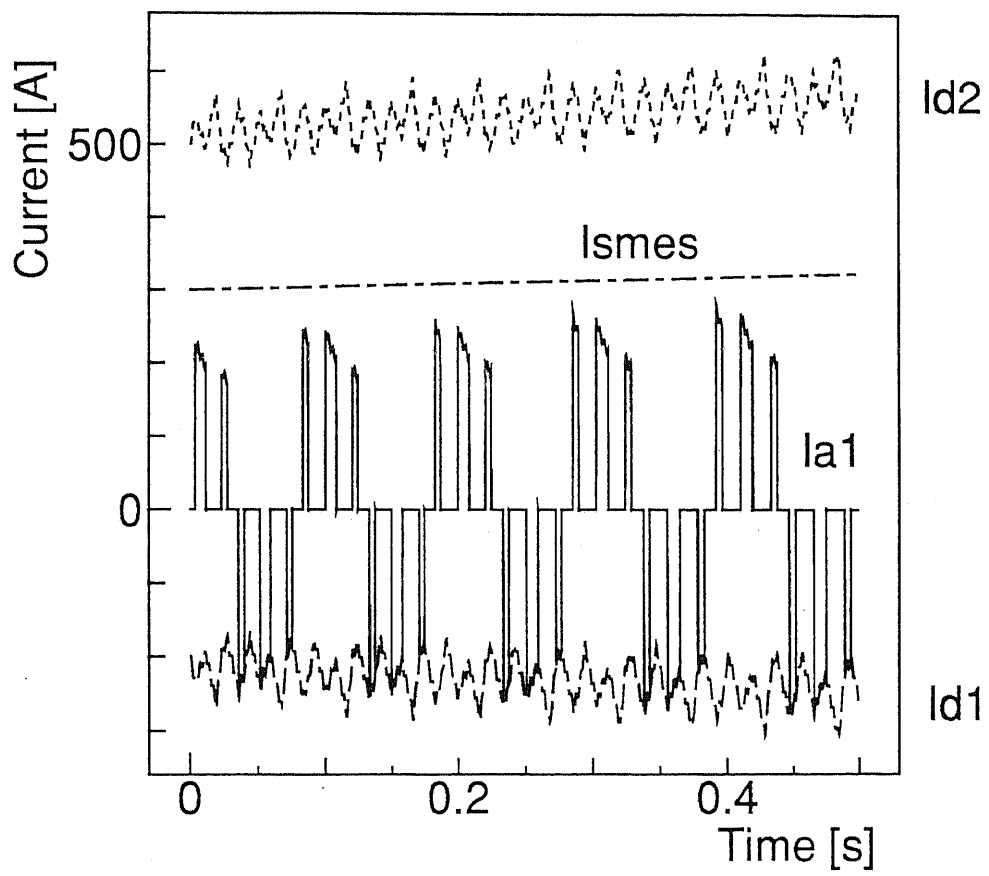


図 5.8: 回生時電流特性

5.4 結言

本章では、これまでの研究を通し得られた、鉛直方向応用リニア誘導モータの解析結果を用い鉛直駆動システムへの応用可能性について、特に、ロープレスエレベータあるいは軽量ペイロード搬送装置に関して求められる条件より、U次型リニア誘導モータ及び外側円筒型リニア誘導モータに関して検討を行なった。

その結果、かご一次方式であっても外側円筒型リニア誘導モータであれば充分実現可能であることを示した。またU字型リニア誘導モータ応用の場合、電力変換装置地上設置方式であっても実現は不可能に近いことを示した。しかし、ロープレスエレベータに比べ小量のペイロードであればU字型リニア誘導モータであっても設計上実現できることが分かった。また、これまでの検討から、ある程度の大きさを持たないとペイロード比1を上回ることが出来ないので、中程度の質量を低速で運搬するシステムにおいてU字型リニア誘導モータの鉛直方向応用が生き残る道ではないかと思われる。

また、システムとしては従来のエレベータと違いカウンターウェイトを持たないため、下降時に回生を行ない位置エネルギーを電気エネルギーとして回収しなければ非常に効率の悪いシステムになることを指摘し、回生制動が比較的不周期的でありかつ頻繁に行なわれることを考えると、電力供給は短絡容量の大きな系統あるいは電力貯蔵装置を用いて平準化を行なう必要があることを指摘した。本研究では、効率が高く、高速な電力制御が可能であり、近年は電力システムの安定化に用いる研究が行なわれている超電導電力貯蔵装置を用いることとした。現在システムの電源装置のコンセプトについては決まったものが存在しないため、その一例を示し、実際に力行、回生時の超電導電力貯蔵装置の働きを数値計算により検討した。

第 6 章

結論

第 6 章

結論

6.1 本研究の結論

本章では本研究で得られた結果、及び新しい知見について各章毎にまとめて述べる。

第一章では、本研究の背景、目的について詳しく述べると共に、本研究の主要な内容を概観し、本研究の位置付けを示した。

第二章では、まず鉛直方向移動システムのうち、現在実現されている不完全ながらリニア誘導モータの鉛直方向移動システムへの応用例として

- 日本オーチス社のリニアエレベータ
- 神鋼電機社の LIMLINER
- 大成建設社のリニアモータ制動落下式微小重力実験設備

を取り上げ、それぞれの応用において推力の向上が共通の問題点となっていることに言及し、リニア誘導モータによる鉛直方向移動システムの実現の条件として推力がキーファクターであることについての認識を深めた。

さらに完全な鉛直移動システムを実現するために要求されるリニア誘導モータ及びシステムの条件を実現例として以下の 4 つに分類し、各々の利点、問題点、求められる条件を詳しく指摘した。

- 短一次(かご一次)方式インバータコンバータ車上搭載システム
- 短一次(かご一次)方式地上電源システム

短一次方式を実現するために、最も重要なキーファクターとなるのがペイロード比(推力/モータ自重)であることをのべ、実現に必要とされるペイロード比を、定常状態のパワーの面から検討し、数式の形で書き表すことができた。

さらに、その数式中で用いるインバータ・コンバータのような電力変換装置の容量と重量との間の関係式を、電車搭載用電力変換装置の実績から導くことに成功し、システム実現性を検討する助けとした。

- 長一次(昇降路一次)方式コイル連続配置システム
- 長一次(昇降路一次)方式コイル分布配置システム

長一次方式では、特にコイル分布配置についての考察を行ない、加速度など人体に与える影響、経済性などを考慮した結果物流搬送の様な応用例に適していることを確認した。

第三章では、鉛直方向移動システム応用の目的に合致したリニア誘導モータとして、円筒型リニア誘導モータとU字型リニア誘導モータを取り上げ、本論文において行なう最適設計手順を示し、さらにそれぞれのモータに適した、ペイロード比を最大化する最適設計手法について論じた。

まず、これらの最適設計に用いる推力概算式、一次鉄心厚概算式を導出した。またこれらの概算式、及び三次元有限要素法について、それぞれの手段が充分妥当性を持っていることを、他計算手法による解析結果の比較、あるいは実機による実験結果との比較を通じ確認を行なった。

第四章においては、鉛直方向移動システムの短一次(かご一次)方式応用を目的としたリニア誘導モータの設計を、前章で検討を行なった設計手法を用い、特に実現に際して最も重要なファクターであると思われるペイロード比(推力/モータ自重)を最大化する最適設計を実際に行なった結果、以下のような知見を得ることが出来た。

本研究での最適設計対象として内側短一次円筒型リニア誘導モータ、外側短一次円筒型リニア誘導モータ、およびU字型リニア誘導モータを取り上げた。

- スロットの影響を無視したモデルを用いた検討

ペイロード比の定性的な特性を知る上では有効であるが、定量的考察にはあまり有効でないことが示された。この検討により、最適ポールピッチ、二次導体厚、モータ内半径などの基本的モータパラメータを得た。

- 三次元有限要素法を用いた内側短一次円筒型リニア誘導モータの設計

最適スロット幅/スロットピッチ比が0.62であること、コイル電流密度を $4[\text{A}/\text{mm}^2]$ とした場合に最大ペイロード比が銅のみスロット充填モデルで1.79、絶縁物と銅巻線スロット充填モデルで2.27となることを確認した。また一次側形状を変化させ二次側との対向面積を広くするなどの工夫は、同じ条件下では確かにペイロード比は上がるが、磁束が飽和し易く、モータ自体のペイロード比を向上させることが出来ないことを確認した。

- 三次元有限要素法を用いた外側短一次円筒型リニア誘導モータの設計

コイル電流密度 $4[\text{A}/\text{mm}^2]$ 、スロット深さ $7.5[\text{cm}]$ 、最大ペイロード比はスロット中銅充填モデルで1.98 スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルで2.55 となった。

- 三次元有限要素法を用いたU字型リニア誘導モータの設計

最大ペイロード比は、スロット中銅充填モデルで1.24、スロット中銅巻線及び絶縁物充填モデルの場合1.34となった。

第五章では、第四章で求められたリニア誘導モータの設計をもとにロープレスエレベータシステム設計例及び軽量ペイロード搬送装置設計例を示し、実現可能性の検討を行なった結果、以下のような知見を得ることが出来た。

- 外側一次円筒型リニア誘導モータロープレスエレベータへの応用に関しては、リニア誘導モータでの実現は困難であるといわれていたが充分実現可能性があることを示すことが出来た。
- U字型リニア誘導モータ最大ペイロード比が比較的低かったため、ロープレスエレベータのような高ペイロード搬送システムへの応用は困難であることを確認した。しかし、軽量ペイロード搬送システムへの応用を検討した結果、充分技術的に実現可能であることを確認した。

さらに、決まったコンセプトが存在しない電源システムについて、SMESを応用した電源システムの実現例を示し、実際にモータ設計で得られたパラメータを用い数値解析による確認を行なった。

6.2 今後の課題

計算上では、リニア誘導モータを用いた鉛直方向移動システムへの応用が行なえることが示され、考えられていたよりも実現可能性は大きかったが、実際に実用化される段階においては、経済性、製作面でのコストなど様々な未解決、未検討の問題点が存在し、場合によっては長一次(昇降路一次)方式などの応用も考慮すべきであろうと考えられる。

また、今回鉛直方向実現のためのシステム構成を行なったが前述した通りこれについて一般的なコンセプトが確立されてなく、コンセプトが確立されてくると、今では考慮に入れなかった問題点などが生じる可能性がある。

本研究においてはシステムの設計を例示しその検討を行なったが、そのシステム評価についてはほとんど触れることが出来なかった。また実現段階において、非常ブレーキ、ガイドなど今回検討を行なってこなかった部分にも多くの検討が望まれるであろう。これからの検討が必要なものを述べてみた。

- 支持機構、停止機構
- 給電方法、及びその制御
- 非常事態あるいは停電時の制動装置
- 制御のためのセンサシステム

実際にリニアモータによる鉛直方向移動システムへの応用については、モデル試験機等で研究が行なわれているが、今後まだまだ現段階では指摘できないような新たな問題が出てくる可能性は充分ある。しかし、リニアモータによる鉛直方向移動システムへの応用が必要とされる限り、研究は進んでいこう。何年か後に、リニアモータによる鉛直方向移動システムへの応用が実用化され、あちらこちらに数多くのロープレスエレベータが存在している未来を夢見ながら、今後の研究に期待したい。

参考文献

- [1] 山田一（編）．「リニアモータ応用ハンドブック」．工業調査会，1986.
- [2] 宇佐美吉雄．「リニアモータ」．出光書店，1974.
- [3] 正田英介（編）．「リニアドライブ技術とその応用」．オーム社，1991.
- [4] 正田英介．「縦型リニアドライブの産業界への応用の動き」．平成5年電気学会全国大会，Vol. 7，pp. S.12-1 - S.12-2，1993.
- [5] 喜多村，齊藤，酒井，佐藤，堀，森，宮沢．「ロープレスエレベータ構想」．平成5年電気学会全国大会，Vol. 7，pp. S.12-11 - S.12-14，1993.
- [6] 電気学会 縦型リニアドライブ共同研究委員会．「ロープレスエレベータへのリニアモータの応用に関する研究」，April 1993.
- [7] 飛田ほか．「大規模ビルのエレベータ配置と配置計画支援ツールの基礎検討」．平成6年電気学会産業応用部門全国大会，pp. 739-742，9月1994.
- [8] 杉村洋二．「昇降機とビルシステムの現状と展望」．三菱電機技報，Vol. 67，No. 10，pp. 2-6，1993.
- [9] 中谷ほか．「横浜ランドマークタワーの昇降機設備とビル管理設備」．三菱電機技報，Vol. 67，No. 10，pp. 7-12，1993.
- [10] 森，平．「落下式無重量実験装置へのリニアモータ適応構想」．平成5年電気学会全国大会，pp. S.12-3 - S.12-6，3月1993.
- [11] 小豆沢，吉田．「ドロップタワーへのリニアモータ適用の検討」．平成5年電気学会全国大会，pp. S.12-7 - S.12-10，3月1993.
- [12] 小池章久．「大深度地下空間開発技術はいま」．OHM 1994年12月号，pp. 38-44，1994.
- [13] 堀之内新．リニアモータ式病院内小物高速搬送装置「LIMLINER - 1100HT」．神鋼電機技報，Vol. 35，No. 1，1990.

- [14] 大成建設株式会社. 「リニアドライブ方式ドロップタワー 地上で高品質な微小重力空間と緩やかな制動を実現」. リニアモータ制動落下式微小重力実験施設 パンフレット.
- [15] 中里, 小豆澤, 石井, 大島, 豊嶋. 「ロープレスエレベータへのリニアモータ適用の検討」. 平成5年電気学会全国大会, Vol. 7, pp. S.12-15 – S.12-18, 1993.
- [16] 村岡ほか. 「縦型リニア同期モータのロープレスエレベータへの適応に関する検討」. 平成6年電気学会産業応用部門全国大会, pp. 835-838, 8 1994.
- [17] 高橋ほか. 「垂直運動する永久磁石形リニア同期モータの動特性」. 電気学会研究会資料, LD-94-20, pp. 19-28, 5月 1994.
- [18] 古関ほか. 「永久磁石を用いた縦型リニア同期モータの基礎的検討」. 電気学会研究会資料, LD-93-89, pp. 69-78, 11月 1993.
- [19] 渡部ほか. 「ロープレス昇降装置用リニア同期モータの発電制動特性検討」. 電気学会研究会資料, LD-93-96, pp. 59-67, 11月 1993.
- [20] 海老原ほか. 「高出力縦型リニアドライブ実用化のための課題と展望」. 平成5年電気学会全国大会, pp. S.12-19 – S.12-22, 3月 1993.
- [21] 佐山ほか. 「病院用リニアモータ高速搬送システム」. 神戸製鋼技報, Vol. 40, No. 3, 1990.
- [22] 島本ほか. 超電導垂直リニアモータ. 平成3年電気学会全国大会, S.12-3, pp. S.12-9 – S.12-16, 3月 1991.
- [23] 曾根悟. 「日本における実用インバータ制御電気車一覧」. 電気車の科学, Vol. 45, No. 1, pp. 30-36, January 1992.
- [24] 宮下ほか. 「新しいPWM制御法による騒音の改善(HSST)」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 207-210, November 1988.
- [25] 油谷ほか. 「新幹線電车用PWMコンバータ・インバータ装置の開発」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 226-229, November 1988.
- [26] 石川ほか. 「IGBTを用いた車両用電源装置」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 315-319, November 1993.
- [27] 前川ほか. 「大容量静止形補助電源装置の開発と実用化」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 360-364, November 1993.
- [28] 加我ほか. 「2相1重8個モータ制御インバータシステム」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 203-206, November 1990.

- [29] 山口ほか. 「阪急電車 8000 系用 VVVF インバータ装置」. 鉄道におけるサイバネティクス利用国内シンポ, pp. 198-202, November 1988.
- [30] リニア電磁駆動システム調査委員会. 「リニア電磁駆動システムの現状と応用技術」. 電気学会技術報告, (II 部) 第 314 号, p. 11, 1989.
- [31] P.K.Sattler. "A 3-Dimensional Calculation Method for A LIM Having U-shaped Secondary Compared with Measurement". In *Maglev Transport'85*, 1985.
- [32] 樋口剛, 野中作太郎. 「リニア誘導モータの設計手法」. 平成元年度電気学会産業応用部門全国大会, S.7-2, 1989.
- [33] 野中作太郎, 吉田欣二郎. 「両側式リニアモータの等価回路定数と特性計算式」. 電気学会雑誌, Vol. 90, No. 5, pp. 890-899, 1970.
- [34] 横井, 石山, 小貫. 「角筒型リニア誘導機の特長改善に関する検討」. マグネティクス・リニアドライブ合同研究会, MAG-88-183, LD-88-36, 1988.
- [35] 電気学会 (編). 「電気工学ハンドブック」. 電気学会, 1988.
- [36] 植野ほか. 「SMES を併用した磁気浮上式鉄道電力供給システム」. 平成 6 年 産業応用部門全国大会, 176, pp. 727-732, 8 月 1994.

謝辞

本研究の指導教官でありました正田英介教授、ご一緒に御指導賜りました大崎博之助教授にお礼申し上げます。正田先生、大崎先生には、本研究を進めるにあたっての親切丁寧なご指導、さらに研究者としての心構え等、長年に渡って様々な面での助言、心から深く感謝いたします。

また、田村穰氏には研究室内での生活面で非常にお世話になりました。厚くお礼申し上げます。

研究室では、学部生の頃から数えると、中島達人博士、古関隆章博士、鳥居肅博士、今津知也氏、マタカスローレンス Jr 氏、など偉大な方々それぞれから有用なアドバイスを沢山頂いたことを忘れることは出来ません。

また、現在の研究室の研究室のメンバーである、大橋俊介君、ブラク カズバン カタリン君、北原博隆君、瀬戸二郎君、武南宏治君、金田博英君、林屋均君、東耕太郎君、吉田和正君ほか過去5年間と半年 正田大崎研究室にいらした皆様にもいろいろお世話になりました。ここに深く深く感謝いたします。これからの研究頑張ってください。

また、修士、博士課程を有意義に過ごせたのも、家族の理解、特に両親のあたたかい協力があったおかげだと感謝しています。またある時は学生生活を一緒に過ごし、ある時は心の支えになってくれた多くの友人の存在も忘れることが出来ません。

本論文が、一応ではありますがこのように完成することが出来たのも、皆様の様々な面での御助力あつてのことと感謝しております。

皆様本当にありがとうございました。

気が付くと大学生活も9年間、研究生活だけでも5年と半年、さらに今後も研究道に精進することになりました。特に大学院での5年間の研究生活は、現在になつていろいろ悔やむこと、反省することなど多々ありますが、大切な経験として今後も自分の中に生き続けるでしょう。今後も頑張っていきたいと思っています

最後に正田先生、大崎先生ならびにこれからの若い正田・大崎研究室の後輩たちの益々の発展と御栄達を祈りまして感謝の言葉とさせていただきます。

付録 A

$\hat{\Phi}$ の逆フーリエ変換と推力概算式の算出

付録 A

$\hat{\Phi}$ の逆フーリエ変換と推力概算式の算出

$$\alpha \frac{d^2 \dot{B}_m(z)}{dz^2} - \frac{v_2 \beta}{\omega} \frac{d \dot{B}_m(z)}{dz} - j \beta \dot{B}_m(z) = \frac{d \dot{I}(z)}{dz} \quad \begin{cases} \alpha = \frac{D}{\mu_0} \cdot \ln \left(\frac{D}{D - g_e} \right) \\ \beta = \frac{\omega D d}{\rho(D - g_e)} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

ここで式(A.1)のフーリエ変換を行う。 \dot{I} 、 \dot{B}_m をフーリエ変換を行ない各々 $\hat{I}(u)$ 、 $\hat{B}(u)$ とすると式(A.1)は式(A.2)となる。

$$-\alpha u^2 \hat{B} - j \frac{\beta v_2}{\omega} u \hat{B} - j \beta \hat{B} = j u \hat{I} \quad (\text{A.2})$$

式(A.2)を \hat{B} について整理すると

$$\hat{B} = -\frac{j u}{\alpha} \frac{\hat{I}}{\left(u^2 + j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} u + j \frac{\beta}{\alpha} \right)} \quad (\text{A.3})$$

となる。ここで新しく $\hat{\Phi}$ を式(A.4)の様にとる。

$$\hat{\Phi} \equiv -\frac{j u}{\alpha} \frac{1}{\left(u^2 + j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} u + j \frac{\beta}{\alpha} \right)} \quad (\hat{B} = \hat{\Phi} \cdot \hat{I}) \quad (\text{A.4})$$

上式(A.4)で与えられる $\hat{\Phi}$ の逆フーリエ変換を行う。

$$u^2 + j \frac{\beta v_2}{\omega \alpha} u + j \frac{\beta}{\alpha} = 0 \quad (\text{A.5})$$

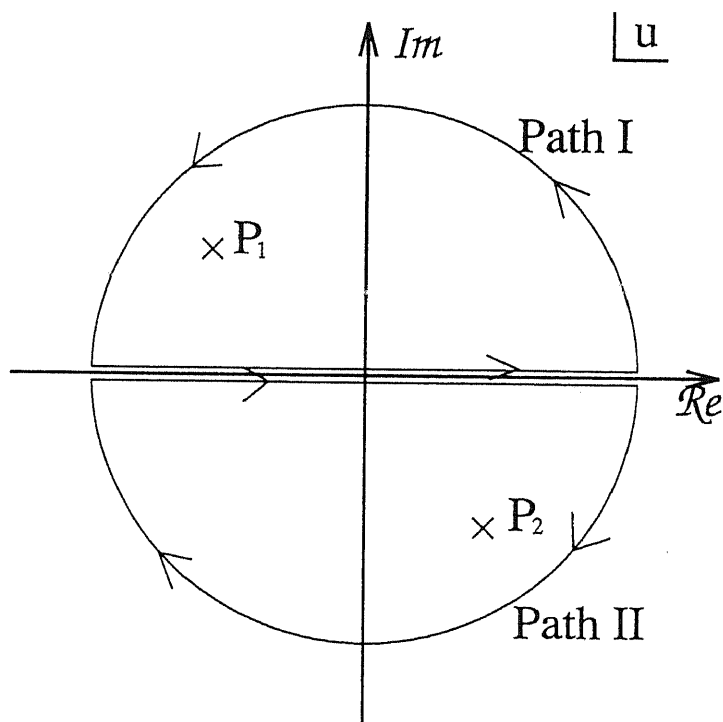


図 A.1: u 平面の極配置と積分路

より、極を求めると

$$P_1 = \frac{-j\frac{\beta v_2}{\omega\alpha} - \sqrt{-\left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 - 4j\frac{\beta}{\alpha}}}{2}, P_2 = \frac{-j\frac{\beta v_2}{\omega\alpha} + \sqrt{-\left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 - 4j\frac{\beta}{\alpha}}}{2} \quad (\text{A.6})$$

となる。図 A.1 に極配置を示す。

ここで、

$$\sqrt{-\left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 - 4j\frac{\beta}{\alpha}} = a + jb \quad (a \geq 0) \quad (\text{A.7})$$

とすると、

$$a^2 - b^2 = -\left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 \quad (\text{A.8})$$

$$ab = -2\frac{\beta}{\alpha} \quad (\text{A.9})$$

となる。従ってこれらの式より、

$$\begin{aligned} b^2 &= \frac{1}{2} \left\{ \left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^4 + 16\frac{\beta^2}{\alpha^2}} \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 \left\{ 1 + \sqrt{1 + 16\frac{\omega^4 \alpha^2}{\beta^2 v_2^4}} \right\} \\ &\geq \left(\frac{\beta v_2}{\omega\alpha}\right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

となる。式 (A.9) より $b \leq 0$ であるから、従って次式が成り立つ。

$$\Im_m\{P_1\} \geq 0, \quad \Im_m\{P_2\} \leq 0 \quad (\text{A.11})$$

式 (A.4) のフーリエ逆変換を行うが、簡単のため式 (A.4) を式 (A.12) と書き換える。

$$\hat{\Phi} \equiv -\frac{ju}{\alpha} \frac{1}{(u - P_1)(u - P_2)} \quad (\text{A.12})$$

z の値に注意して図 A.1 の積分路を使い分け、フーリエ逆変換を行う。

$Z \geq 0$ の場合 … 積分路 I を考えて

$$\begin{aligned} \hat{\Phi} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{-ju e^{juz}}{\alpha(u - P_1)(u - P_2)} du \\ &= -\frac{j}{\sqrt{2\pi}} 2\pi j \frac{P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha(P_1 - P_2)} \\ &= -\sqrt{2\pi} \frac{P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha(P_2 - P_1)} \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

$Z < 0$ の場合 … 積分路 II を考えて

$$\begin{aligned}\hat{\Phi} &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{-jue^{juz}}{\alpha(u-P_1)(u-P_2)} du \\ &= \frac{j}{\sqrt{2\pi}} 2\pi j \frac{P_2 e^{jP_2 z}}{\alpha(P_2-P_1)} \\ &= -\sqrt{2\pi} \frac{P_2 e^{jP_2 z}}{\alpha(P_2-P_1)}\end{aligned}\quad (\text{A.14})$$

以上のように求められる。

従って、一次電流 $\dot{I}(z)$ が与えられた場合磁束密度 \dot{B}_m は次式にて計算することができる。

$$\dot{B}_m = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{\Phi}(t) \dot{I}(z-t) dt \quad (\text{A.15})$$

電流 $\dot{I}(z)$ を式 (A.16) で与えられるとする。

$$\dot{I}(z) = J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau} z} \quad (\text{A.16})$$

このままでは、絶対可積分ではないためフーリエ変換ができない。そこで十分長い L_s をとって次式 (A.17) と電流を定めると、 \dot{I} は絶対可積分となる。

$$\dot{I}(z) = \begin{cases} 0 & |z| > L_s \\ J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau} z} & |z| \leq L_s \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

ここで、式 (A.6) 及び式 (A.7) より、

$$\Re\{P_1\} < 0, \quad \Re\{P_2\} > 0 \quad (\text{A.18})$$

が成り立つため、式 (A.19) を満たすある L' をとることができる。

$$\exists L' > 0 \quad |\hat{\Phi}(L')| < \varepsilon \text{ かつ } |\hat{\Phi}(-L')| < \varepsilon \quad (\text{ただし } \varepsilon \text{ は近傍}) \quad (\text{A.19})$$

従って、 $L_s > L'$ になるよう L_s を大きくとると、式 (A.15) 式 (A.17) より、等価回転機における \dot{B}_m の値を求めることができる。

$$\begin{aligned}\dot{B}_m &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{\Phi}(t) \dot{I}(z-t) dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-L_s}^0 -\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{P_2 e^{jP_2 t}}{\alpha(P_2-P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{L_s} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{P_1 e^{jP_1 t}}{\alpha(P_2-P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &= -\frac{J_s}{\alpha(P_2-P_1)} \left\{ P_2 \frac{1-\varepsilon}{j\left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right)} - P_1 \frac{1-\varepsilon}{j\left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)} \right\} \\ &= \frac{j J_s \frac{\pi}{\tau}}{\alpha\left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)}\end{aligned}\quad (\text{A.20})$$

ここで $P_1 \cdot P_2 = j\frac{\beta}{\alpha}$ 、 $P_1 + P_2 = -j\beta\frac{v_2}{\omega\alpha}$ であるから、式 (A.20) は式 (A.21) と書き換えられる。

$$\dot{B}_m = \frac{J_s \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{\beta}{\alpha} \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right) + j \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right\}}{\alpha \left\{ \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)^2 \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \quad (\text{A.21})$$

従って、 r 方向の磁束密度 B_r は式 (A.22) を用いて $\dot{B}_r(r, z, t)$ は式 (A.23) となる。

$$\dot{B}_r = -\frac{D}{r} \cdot \dot{B}_m e^{j\omega t} \quad (\text{A.22})$$

$$\dot{B}_r(r, z, t) = \frac{D}{r} \frac{J_s \frac{\pi}{\tau} \left\{ \frac{\beta}{\alpha} \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right) + j \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 \right\}}{\alpha \left\{ \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)^2 \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \quad (\text{A.23})$$

次に推力を求める。二次側に流れるうず電流を求める。磁束側からみた場合、二次導体は $-\left(v_2 - \frac{\omega}{\pi}\tau\right)$ で流れているのと同じである。従って、図 A.2 に示すように二次導体の電流経路をとると発生する逆起電力 \dot{E}_{emf2} は、式 (A.24) となる。

$$\dot{E}_{emf2} = 2\pi(D - g_e) \left(\frac{\omega}{\pi}\tau - v_2 \right) \frac{D}{D - g_e} \dot{B}_m e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \quad (\text{A.24})$$

従って流れる電流 \dot{I}_2 は式 (A.25) となる。

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 dz &= \frac{1}{\rho \frac{d}{dz} 2(D - g_e)\pi} \dot{E}_{emf2} \\ &= \frac{d}{\rho} \left(\frac{\omega}{\pi}\tau - v_2 \right) \frac{D}{D - g_e} \dot{B}_m e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} dz \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

従って 1 ポールピッチ分の推力 F は式 (A.26) となる。

$$\begin{aligned} F &= \frac{2\pi(D - g_e)}{2} \Re_e \left[\int_0^\tau \dot{I}_2 \cdot \frac{D}{D - g_e} \dot{B}_m^* dz \right] \\ &= \pi(D - g_e) \Re_e \left[\int_0^\tau \frac{d}{\rho} \left(\frac{\omega}{\pi}\tau - v_2 \right) \dot{B}_m e^{j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \cdot \dot{B}_m^* e^{-j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} dz \right] \\ &= \frac{d \left(\frac{\omega}{\pi}\tau - v_2 \right) D}{\rho(D - g_e)} \frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{D\pi^2 J_s^2}{\alpha^2} \frac{1}{\left\{ \left(\frac{\beta}{\alpha} \right)^2 \left(1 - \frac{\pi v_2}{\tau \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} \\ &= \frac{D\pi^2 J_s^2}{\alpha^2} \cdot \frac{\beta \omega_s}{\omega} \frac{1}{\left\{ \left(\frac{\beta \omega_s}{\alpha \omega} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^4 \right\}} \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

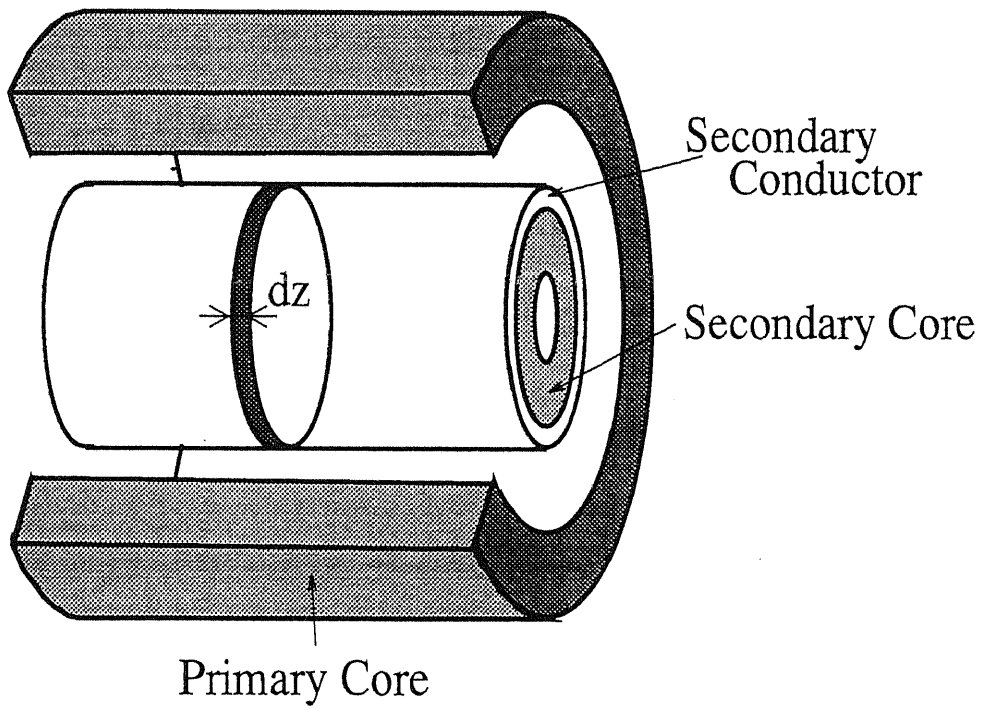


図 A.2: 二次導体の電流経路

この式は、電流源駆動についてなので一次側に流す電流と磁束がつくる力を計算しても求めることができる。

一次電流 \dot{I} が

$$\dot{I}(z) = J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}z} \{u(z) - u(z-L)\} \quad (u(z) \text{ はステップ関数})$$

の場合、式 (A.15) より次のように求められる。

$z \leq 0$ の場合

$$\begin{aligned} \dot{B}_m &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z-L}^z -\sqrt{2\pi} \frac{P_2 e^{jP_2 t}}{\alpha(P_2 - P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &= \frac{j J_s P_2 e^{jP_2 z}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau} \right) (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau} \right) L} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

$0 < z \leq L$ の場合

$$\begin{aligned} \dot{B}_m &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z-L}^0 -\sqrt{2\pi} \frac{P_2 e^{jP_2 t}}{\alpha(P_2 - P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z -\sqrt{2\pi} \frac{P_1 e^{jP_1 t}}{\alpha(P_2 - P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &= \frac{j J_s \frac{\pi}{\tau} e^{j\frac{\pi}{\tau}z}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau} \right) \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau} \right)} \\ &\quad + \frac{j J_s P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau} \right) (P_2 - P_1)} \\ &\quad - \frac{j J_s P_2 e^{j \left\{ P_2(z-L) - \frac{\pi}{\tau} L \right\}}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau} \right) (P_2 - P_1)} \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

$z \geq L$ の場合

$$\begin{aligned} \dot{B}_m &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{z-L}^z -\sqrt{2\pi} \frac{P_1 e^{jP_1 t}}{\alpha(P_2 - P_1)} \cdot J_s e^{-j\frac{\pi}{\tau}(z-t)} dt \\ &= \frac{j J_s P_1 e^{jP_1 z}}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau} \right) (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau} \right) L} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

従って、一次電流と磁束によってつくられる推力 F は、次式 (A.30) で得られる。

$$F = \frac{2\pi(D - g_e)}{2} \Re_e \left[\int_0^L \dot{I}^* e^{-j \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} z \right)} \cdot \dot{B}_m e^{j\omega t} \right]$$

$$\begin{aligned}
 &= \pi(D - g_e)J_s \left[\frac{jJ_s \frac{\pi}{\tau}}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)} L \right. \\
 &\quad + \frac{J_s P_1}{\alpha \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right)^2 (P_2 - P_1)} \left\{ e^{j \left(P_1 + \frac{\pi}{\tau}\right) L} - 1 \right\} \\
 &\quad \left. - \frac{J_s P_2}{\alpha \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right)^2 (P_2 - P_1)} \left\{ 1 - e^{-j \left(P_2 + \frac{\pi}{\tau}\right) L} \right\} \right] \tag{A.30}
 \end{aligned}$$

付録 B

実験機の測定

付録 B

実験機の測定

有限要素法の解析結果との比較のため用いた実験機の概観を図 B.1に、電源装置の外観を図 B.2に、実験機の諸元を表 B.1に示す。

表 B.1: モータ諸元

項目	数値 [単位]
スロット幅	13.0 [mm]
スロットピッチ	19.5 [mm]
スロット深さ	11.4 [mm]
スロット数	12 [個]
巻数	150 [turn]
一次側内半径	29.2 [mm]
二次側材質	銅
二次導体厚	0.5 [mm]
二次鉄心厚	4.6 [mm]
メカニカルギャップ	0.5 [mm]
三相電流源装置	
電流波形	正弦波
電流	4 [A _{p-p}] 1.41 [A]

実験機は、円筒型リニア誘導モータを真鍮製のケースに固定している。円筒形リニア誘導モータのコイルはそれぞれがリング状になっており、そのコイルのリード線は、外部で結線を行うようになっている。二次側の先に歪みゲージが取り付けられており、真鍮製

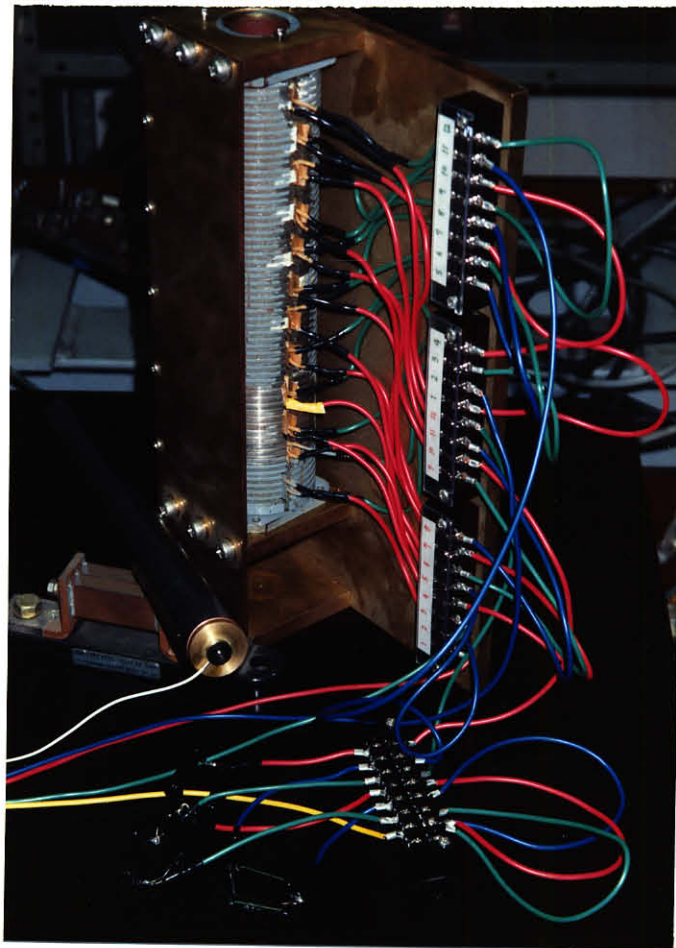


図 B.1: 実験機の概観



図 B.2: 電源装置の概観

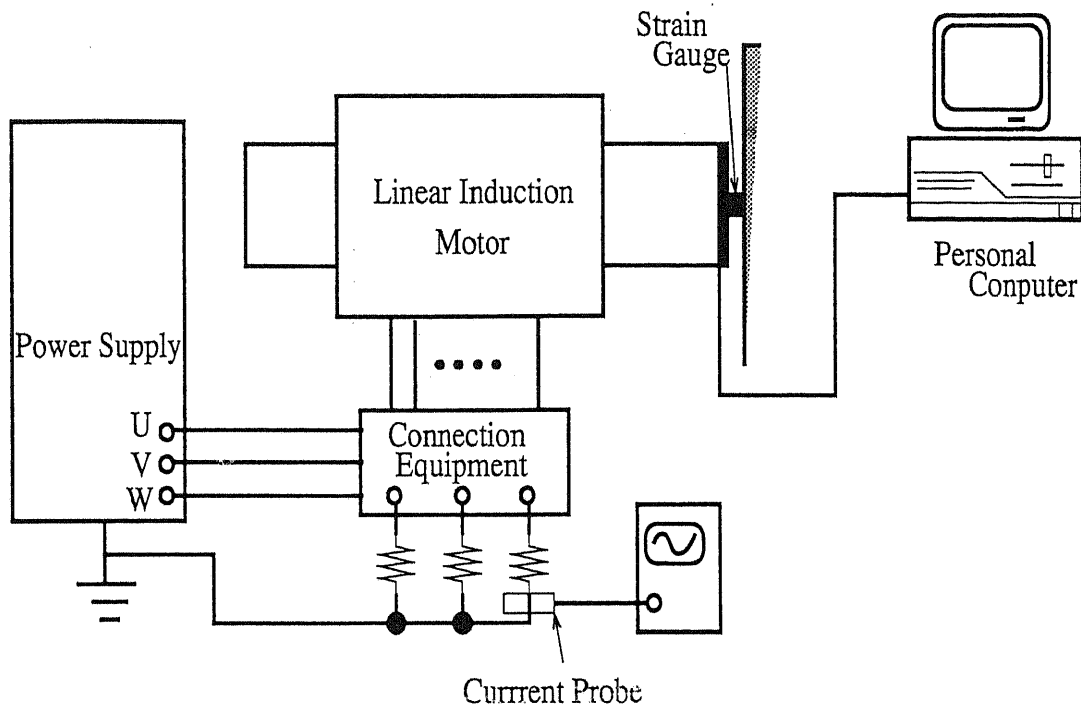


図 B.3: 実験装置の構成

のケースに押し当てて静推力を計測する。計測はパーソナルコンピュータに取り付けられたボードにより行い、さらに推力を記録できるようになっている。

電源装置は、NF ELECTRONIC INSTRUMENTS 社製で、電流源、電圧源の両電源として用いることができ、さらに上部のコントロール装置により、任意の電流電圧波形を発生することが出来る。本実験では三相電流源電源として電力を供給する。

実際の実験では、三相に流れる電流及び位相を確認するため、非接触の電流プローブ及び 0.05Ω の抵抗を直列に接続している。

実験のシステム構成を図 B.3 に示す。

發 表 文 獻 一 覽

発表文献一覽

国際学会プロシーディングス

1. H.Ohsaki, T.Koseki, T.Morizane and E.Masada. "A Novel Linear Induction Motor with an Arbitrary Magnetic Flux in the Air Gap", In *Proceeding of IPEC'90 Tokyo*, pp.913-918, April, 1990
2. T.Koseki, H.Ohsaki, T.Morizane and E.Masada. "A New Control Scheme of a Linear Induction Motor to Reduce the End Effect", In *Proceeding of ICEM'90, Massachusetts*, pp.568-573, August, 1990
3. T.Koseki, T.Morizane, H.Ohsaki and E.Masada. "A Novel Linear Induction Drives: Control Scheme and Converters", In *EPE'91, Florence*, pp.1/481 - 486, September, 1991
4. Matakas L. Jr, E.Masada, T.Koseki and T.Morizane. "Full Digital Control of Power Electronics Converters using Transputers", In *The 4th Transputer/OCCAM International Conference, Tokyo*, pp.232-241, June, 1992
5. T.Morizane, H.Ohsaki and E.Masada. "Study on the Feasibility of the System Applied with Linear Induction Motor for Vertical Movement", In *ICEM'94, Paris*, Vol.2, pp.84-88, September, 1994
6. T.Morizane, E.Masada, H.Ohsaki, and M.Tamura. "Vertical Motion Direct Drive with Linear Induction Motor", In *IPEC-Yokohama'95, Yokohama*, April, 1995(to be presented)
7. T.Morizane, E.Masada, H.Hayashiya and H.Ohsaki. "Direct linear drive for vertical transportation ", In *EPE'95, Sevilla(Spain)*, September, 1995(to be presented)

国内国外学会誌

1. 古関、森實、正田: 「超多相スイッチングによる磁束合成形リニア誘導モータ」, 電気学会論文誌, Vol.112-D, No.9, pp.869-876, 1992

2. 森實、古関、正田: 「円筒形リニア誘導モータの鉛直移動への応用可能性の検討」, 電気学会論文誌, Vol.112-D, No.12, pp.1149-1156, 1992
3. 古関、森實、正田、Herbert Weh: 「コントロールボリューム法を用いたリニア誘導モータの解析」, 電気学会論文誌, Vol.112-D, No.12, pp.1157-1163, 1992
4. T.Morizane and E.masada, "Study on the Feasibility of Application of Linear Induction Motor for Vertical Movement", IEEE Trans. on Magnetics, Vol.129, No.6, 1993

国内研究会等

1. 森實、大崎、正田: 「磁束合成形リニア誘導モータの解析」, リニアドライブ若手研究者シンポジウム, 若 S-90-5, July, 1990
2. 森實、大崎、正田: 「磁束合成形リニア誘導モータの電圧源駆動時の特性解析」, マグネティクス・リニアドライブ合同研究会, MAG-90-147, LD-90-50, 1990
3. 森實、古関、正田: 「縦型円筒型リニア誘導モータの解析手法と推力概算式について」, リニアドライブ若手研究者シンポジウム, pp.29-34, July, 1991
4. 森實、古関、正田: 「縦型円筒型リニア誘導モータの設計方法に対する一考察について」, 平成3年電気学会産業応用全国大会 266, pp.1127-1132, August, 1991
5. 森實、古関、正田: 「縦型リニア誘導モータの解析手法と設計検討への応用」, リニアドライブ研究会, LD-91-84, November, 1991
6. 古関、森實、正田: 「円筒形試験機を用いた磁束合成形リニア誘導モータの検討」, リニアドライブ研究会, LD-92-1, February, 1992
7. 森實、古関、正田: 「円筒形リニア誘導モータの解析及び設計による縦型応用への検討」, リニアドライブ研究会, LD-92-2, February, 1992
8. 森實、正田: 「円筒形リニア誘導モータの概算式を用いたペイロードの算出」, 電気学会全国大会 763, 第7分冊, pp.93-94, March, 1992
9. T.Koseki, T.Morizane and E.Masada, "Field-Coordinates Oriented Control for Flux Synthesizing Linear Induction Motors", In *IEE JAPAN-IAS'92, Nagoya*, August, 1992
10. 森實、古関、正田: 「端効果を考慮した円筒形リニア誘導モータの鉛直移動可能性の検討」, 平成4年電気学会産業応用部門全国大会 207, pp.846-849, August, 1992

11. 森實、正田: 「円筒形リニア誘導モータのペイロード比改善に関する考察」, 平成5年 電気学会全国大会 第7分冊, pp.143-144, March, 1993
12. 森實、正田: 「縦移動リニアドライブシステムの技術的可能性についての考察」, リニアドライブ研究会 LD-93-31, pp.31-38, 1993
13. 森實、大崎、正田: 「SMES の電力変換器特性の電力システムへの影響」, 超電導電力システムに関するシンポジウム P-3, July, 1993
14. 森實、大崎、正田: 「鉛直方向応用 LIM のペイロード比について」, 平成6年 電気学会全国大会 第7分冊, pp.134, 1994
15. 森實、大崎、正田: 「スロットの影響を考慮した円筒型 LIM のペイロード比の検討」, 平成6年 電気学会産業部門全国大会, pp.851-852, August, 1994
16. 森實、大崎、正田: 「鉛直方向移動円筒型リニア誘導モータの最大ペイロード比の検討」, 平成7年 電気学会全国大会、(発表予定)
17. 仙波、大橋、森實、大崎、正田: 「小規模超電導電力貯蔵装置の回路解析」, 平成7年 電気学会全国大会、(発表予定)