Campus de São Carlos

Motores de indução lineares aplicados à tração elétrica:
bancada de ensaios e análise de protótipo acionado por
um inversor de frequência variável.

Osvaldo Jeniti Katano

Orientador: Prof. Dr. Henrique Cunha Jr.

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

**ESCOLA DE ENGENHARIA
DE SÃO CARLOS**

USP - ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**MOTORES DE INDUÇÃO LINEARES APLICADOS À TRAÇÃO
ELÉTRICA: BANCADA DE ENSAIOS E ANÁLISE DE PROTÓTIPO
ACIONADO POR UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL**

Autor: Eng. Osvaldo Jeniti Katano

Orientador: Prof. Dr. Henrique Cunha Jr.

DEDALUS - Acervo - EESC

31100016472

Trabalho de pós-graduação a ser apresentado à
Escola de Engenharia Elétrica de São Carlos da
Universidade de São Paulo, como parte dos re-
quisitos exigidos para a obtenção do Título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

NOVEMBRO/1996

Class.	TESE - EESC
Curti.	407
Tombo	1028/97

Engenharia Elétrica

st 0746630

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca - EESC-USP

K19m Katano, Osvaldo Jeniti
Motores de indução lineares aplicados à tração elétrica : bancada de ensaios e análise de protótipo acionado por um inversor de frequência variável / Osvaldo Jeniti Katano. São Carlos, 1996.

Dissertação (Mestrado) -- Escola de Engenharia de São Carlos-Universidade de São Paulo, 1996.
Orientador: Prof. Dr. Henrique Cunha Jr.

1. Motor linear. 2. Bancada de ensaio. I.
Título

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 30-9-1996
pela Comissão Julgadora:

Prof. Doutor **HENRIQUE ANTUNES CUNHA JUNIOR (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor **DIÓGENES PEREIRA GONZAGA**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Doutor **GILIO ALUISIO SIMONE**
(UNESP - Campus de Bauri)

Prof. Dr. **GERALDO ROBERTO M. DA COSTA**
Coordenador da área - Engenharia Elétrica

Prof. Dr. **JOSE CARLOS ANGELO CINTRA**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Dr. Henrique Cunha Jr., pela orientação, amizade e apoio no desenvolvimento deste trabalho.
- Ao Prof. Dr. Dimetri Ivanoff, pela contribuição, esforço e dedicação ao longo deste trabalho.
- À equipe técnica do IPT - Divisão de Tecnologia de Transportes (DITT) - Agrupamento de Desenvolvimento Ferroviário (ADF), em especial ao pessoal do Laboratório de Sistemas Elétricos do ADF, que contribuíram com este trabalho.
- À equipe técnica do IPT - Divisão de Mecânica e Eletricidade (DME) - Agrupamento de Tecnologia Equipamentos Elétricos (ATEE) e Agrupamento de Tecnologia e Automação da Manufatura (ATAM), que direta ou indiretamente colaboraram na montagem do projeto de bancada.
- À FAPESP, pelos recursos destinados ao projeto e montagem da bancada.
- Às Editoras Clarendon Press Oxford, John Wiley & Sons e "Elek Science" pela autorização na reprodução de figuras e desenhos respectivamente dos livros: "Linear Induction Drives" de Jacek F. Gieras (1994); "Linear Motion Electromagnetic Systems" de I. Boldea e S.A. Nasar (1985) e "Transport Without Wheels" de E.R. Laithwaite (1977).

RESUMO

Neste trabalho, pretendeu-se apresentar na primeira parte, uma revisão histórica e analítica sobre motores lineares para diversas aplicações, sobretudo em tração elétrica. Na segunda parte foram feitos o desenvolvimento de uma bancada de ensaios e a análise de um protótipo de motor de indução linear (MIL) em escala reduzida, acionado por um inversor de frequência variável.

Com referência a aplicação de motores lineares em tração elétrica, são apresentados o estado da arte, as diferentes configurações, concepções de alta e baixa velocidades, vantagens e desvantagens da sua aplicação, as técnicas de levitação magnética, a situação brasileira e as perspectivas e tendências futuras.

Na segunda parte, foi feita a análise do MIL de forma mais detalhada, sobre os princípios de funcionamento, modelos matemáticos existentes, principais efeitos que afetam o desempenho e sistemas de acionamento. Foi feita uma análise de vários modelos existentes, com destaque para o modelo bifásico DQ, desenvolvido por NONDAHL, capaz de simular o desempenho do MIL, tanto em regime permanente como em regime transitório.

Foi projetada e montada uma bancada de ensaio dotada de uma instrumentação precisa que permitiu a monitoração e aquisição de dados dos parâmetros do MIL unilateral, acionado por um inversor de frequência variável, em condições variados de escorregamento e carga. A princípio, a bancada de ensaios foi concebida para permitir a análise de diversas configurações geométricas de montagem do MIL e a confrontação dos parâmetros de desempenho com os resultados experimentais.

ABSTRACT

Analitical and historical review on linear motors's applications, specially in electric traction was presented in the first part. A test facility for development of linear motors and an analysis of small prototype of linear induction motor driven by a frequency inverter was presented in the second part.

The state of art concerning electric traction propelled by linear motors was discussed, as well as, different geometric configuration, advantages and disavantages in this application, high and low velocity systems, magnetic levitation systems, possibility of aplication in Brazil and future trends.

An evaluation of linear induction motors was perfomed in the second part. Phenomena involved in the so-called end effect, skin effect, pelicular effect , transverse edge effect and mathematical models were investigated in this paper. Strong emphasis was put on the dq pole-by-pole model developed by NODAHL, that is capable of simulating both steady-state and transient behavior of linear induction motors.

A linear induction motors test facility was designed and high precision instrumentation was implemented in order to verify the accuracy of parameters calculations.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	i
RESUMO	..ii
ABSTRACT	..iii
LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS.....	ix
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	01
CAPÍTULO 2 - HISTÓRICO SOBRE DESENVOLVIMENTO TECNOLÓGICO DE MOTORES LINEARES	04
2.1 - Primórdios da História Tecnológica de Motores Lineares.....	04
2.2 - Desenvolvimento de Motores Lineares a Partir da Década de 70.....	09
2.3 - Situação Brasileira na Área de Motores Lineares.....	30
2.4 - Perspectivas de Desenvolvimento de Motores no Brasil	36
2.5 - Perspectivas Futuras de Aplicação de Motores Lineares.....	40
2.6 - Considerações Finais	47
CAPÍTULO 3 - MOTOR LINEAR NA TRAÇÃO ELÉTRICA: PRINCIPAIS TÉCNICAS E CONCEPÇÕES UTILIZADAS	49
3.1 - Considerações Iniciais	49
3.2 - Vantagens e Desvantagens do Motor Linear na Tração Elétrica	50

3.3 - Sistema de Levitação Magnética	56
3.3.1 - Tipo repulsão ou eletrodinâmico	57
3.3.2 - Tipo atração ou eletromagnético	61
3.3.3 - Comparação entre sistema de atração e repulsão	64
3.4 - Tipos Usuais de Motores Lineares para Propulsão de Veículos	67
3.4.1 - Motores de indução lineares (MIL) de indutor curto	67
3.4.1.1 - Configuração do MIL: unilateral ou bilateral.....	68
3.4.1.2 - Conformação física da placa de reação	71
3.4.1.3 - Força normal	76
3.4.2 - Motores síncronos lineares (MSL) de estator longo.....	80
3.4.3 - Comparação entre o MIL e o MSL	84
3.4.3.1 - Fonte de alimentação	87
3.4.3.2 - Efeito da corrente pelicular nas extremidades	87
3.5 - Classificação do Motor Linear Quanto a Interação magnética no Entreferro	89
3.5.1 - Eletromagnética	89
3.5.2 - Magnética	90
3.6 - Classificação do Motor Linear Quanto a Distribuição Topológica do Fluxo Magnético.....	91
3.7 - Classificação do Motor Linear Quanto a Disposição Geométrica entre Primário e Secundário.....	94
3.8 - Considerações Finais	95
 CAPÍTULO 4 - TEORIA DO MIL	 97
4.1 - Considerações Iniciais.....	97
4.2 - Princípio de Funcionamento do MIL	99
4.3 - Controle de Velocidade do MIL.....	105
4.3.1.- Controle de velocidade por mudança de polos	105
4.3.2 - Controle de velocidade por variação de escorregamento	106
4.3.3 - Controle de velocidade pela variação de frequência.....	107

4.4 - O Efeito das Extremidades Longitudinais.....	107
4.5 - O Efeito Pelicular na Placa de Reação	118
4.6 - Fator de Qualidade (G)	119
4.6.1 Fator de qualidade ótimo (Go) e fator de qualidade realístico (Gr)	122
4.7 - Efeito das Bordas Transversais.....	124
4.8 - Formulação das Equações de Campo para MIL	131
4.8.1 - Escolha de um modelo físico	131
4.8.2 - Equação do campo magnético no entreferro	136
4.8.3 - Equação do campo magnético no núcleo do indutor.....	144
4.9 - Considerações Finais	146
 CAPÍTULO 5 - MODELAMENTO DO MIL	 147
5.1 - Considerações Iniciais	147
5.2 - Principais Métodos de Análise	149
5.2.1 - Método de soluções diretas	150
5.2.2 - Método de camadas	155
5.2.3 - Método de elementos finitos.....	158
5.3 - Modelo em Circuito Equivalente (CE)	162
5.4 - Modelamento em DQ para MIL	167
5.4.1 - Requisitos iniciais	167
5.4.2 - Função de enrolamento	170
5.4.3 - Função de enrolamento da placa de reação	177
5.4.4 - Equações da máquina.....	179
5.4.5 - Cálculo das indutâncias	181
5.4.6 - Coeficiente de tensão velocidade	185
5.4.7 - Sistema de matrizes	194
5.5 - Considerações Finais	200
 CAPÍTULO 6 - PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE MIL	 201

6.1 - Considerações Iniciais	201
6.2 - Projeto Preliminar do MIL	202
6.2.1 - Projeto eletromagnético/elétrico.....	203
6.3 - Construção de um Protótipo de MIL	209
6.4 - Considerações Finais	215
 CAPÍTULO 7 - PROJETO DE UMA BANCADA DE ENSAIOS PARA O MIL.....	216
7.1 - Considerações Iniciais	216
7.2 - Estágios Necessários para o Desenvolvimento do MIL	217
7.2.1 - Primeiro estágio - Investigações experimentais laboratoriais	218
7.2.2 - Segundo estágio - Ensaios em bancadas.....	218
7.2.3 - Terceiro estágio - Ensaios em escala piloto	218
7.3 - Tipos Usuais de Bancada de Ensaios.....	219
7.3.1 - Bancada de ensaio tipo correia	219
7.3.2 - Bancada de ensaios tipo roda ou disco	221
7.3.3 - Linha de teste	223
7.4 - Descrição Geral da Bancada Desenvolvida no IPT.....	224
7.5 - Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Rotação.....	229
7.5.1 - Calibração do sinal.....	231
7.5.2 - Verificação do sinal de saída	231
7.6 - Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Corrente.....	232
7.6.1 - Verificação da corrente medida	234
7.7 - Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Força Propulsora	235
7.7.1 - Verificação da Força Propulsora Medida	237
7.8 - Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Tensão	237
7.8.1 - Verificação da tensão de entrada do MIL	239
7.9 - Sistema de Aquisição e Tratamento de Dados	240
7.10 - Projeto e Montagem do Sistema de Alimentação do MIL	242

7.11 - Resultados Preliminares	243
7.12 - Considerações Finais.....	244
 CAPÍTULO 8 - APLICAÇÃO DE INVERSOR DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL AO MIL	 245
8.1 - Considerações Iniciais	246
8.2 - Tipos Básicos de Inversores	250
8.3 - Requisitos Básicos para Controle de Velocidade	252
8.4 - Inversor Tipo PWM	254
8.5 - Ensaios Realizados com o Inversor PWM	256
8.6 - Considerações Finais	261
 CAPÍTULO 9 - RESULTADOS DOS ENSAIOS REALIZADOS COM O MIL	 262
9.1 - Considerações Iniciais	262
9.2 - Verificação da Velocidade Síncrona..	262
9.3 - Resultados dos Ensaios do MIL	265
9.3.1 - Ensaios com frequência variável.....	265
9.3.2 - Ensaios com frequência constante	269
9.4 - Dados Comparativos dos Ensaios com os Parâmetros do CE	275
9.4.1 - Ensaios com frequência variável	275
9.4.2 - Ensaios com frequência fixa de 30Hz	279
9.4.3 - Ensaios com frequência fixa de 60 Hz	282
9.5 - Cálculos Realizados com o Modelo DQ.	285
9.6 - Considerações Finais	286
 CAPÍTULO 10 -CONCLUSÃO E COMENTÁRIOS FINAIS	 288
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	291

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

$\vec{A}$	vetor potencial magnético
a	largura da bobina (m)
a_c	aceleração medida por acelerômetro (m/s^2)
$2a_e$	largura equivalente do primário do MIL ($w + gt$) (m)
$\pm a_r$	aceleração devido as rampas (m/s^2)
a_t	aceleração do trem (m/s^2)
A_p	superfície do entreferro sob o polo do primário (m^2)
$\vec{B}$	densidade de campo magnético (T)
b	comprimento da bobina (m)
B_{mz}	amplitude da densidade de fluxo no entreferro na direção z (T)
B_{mx}	amplitude da densidade de fluxo no entreferro na direção x (T)
B_n	densidade de fluxo no núcleo do primário (T)
B_o	densidade de fluxo magnético saturado (T)
c	diferença entre a largura do primário e secundário “overhang” (m)
$\cos\varphi$	fator de potência
$\vec{D}$	densidade de campo elétrico
dq	modelo bifásico do MIL
d_2	espessura do ferro no secundário (m)
d_1	espessura da placa de alumínio do secundário (m)

d_a	altura do indutor (m)
d_e	espessura equivalente da placa de reação devido a resistência às correntes parasitas (m)
$\rightarrow$	
E	Campo elétrico
E_1	força eletromagnética (FEM) induzida no primário por fase
E'_1	tensão induzida no primário devido ao efeito de extremidade longitudinais (V)
E_y	força eletromotriz na direção y.
f	frequência de alimentação (Hz)
F_{az}	componente da força normal relativa a força de atração entre os núcleos ferromagnéticos do primário e do secundário
F_e	força eletromagnética desenvolvida pelo campo magnético (N)
f_μ	coeficiente de atrito entre roda e trilho de um veículo ferroviário
F_n	força normal desenvolvida entre o primário móvel e secundário do MIL (N)
F_{max}	força máxima desenvolvida entre o primário móvel e secundário do MIL (N)
F_{RZ}	componente de força normal relativa a força de repulsão devida a ação das correntes induzidas no secundário (N)
F_{rn}	esforço de resistência ao movimento do veículo (kgf)
F_t	esforço de tração específico tangencial desenvolvido na roda de um trem convencional (kgf/t)
F_x	força de propulsão desenvolvida pela parte móvel do MIL (N)
g_t	entreferro total = $g + d_1$ (m)
G	fator de qualidade de Laitwaite
$[G_v]$	matriz de coeficiente tensão velocidade

$G_{1,2}$	coeficiente de tensão velocidade
G_{dr1,q_s}	coeficiente de tensão velocidade entre os enrolamentos do primário no eixo d
g_e	entreferro equivalente (m)
G_e	fator de qualidade efetivo, considerando o efeito pelicular e o fluxo de dispersão
G_r	fator de qualidade realístico
G_o	fator de qualidade ótimo
G_s	fator de qualidade considerando somente a placa de reação de ferro.
g	entreferro mecânico (m)
$G_{q_s,d_{r1}}$	tensão induzida no circuito q_s pelo circuito d_{r1} devido ao movimento do primário
H	campo magnético
h	densidade linear de corrente (A/m)
h_2	Largura total da placa de reação (m)
h_s	profundidade das ranhuras (m)
i	corrente na bobina (A)
J_s	densidade de corrente no secundário (A/mm^2)
i'_r	soma de todas as correntes nos polos do secundário no modelo dq (A)
I_1	corrente de fase do primário (A)
J_c	densidade de corrente de projeto (A/m^2)
J_m	densidade de corrente no primário (A/m^2)
J_p	inércia das partes girantes de máquinas elétricas
K_1	fator de correção do fluxo de dispersão do entreferro
K_c	coeficiente de Carter que compensa o fluxo de dispersão nas ranhuras
K_e	coeficiente devido ao efeito das extremidades longitudinais adotado por Gieras

K_f	fator de enchimento das ranhuras
K_m	coeficiente da reatância de magnetização devido ao efeito das bordas transversais
K_p	fator de passo do enrolamento
K_{rn}	fator de redução da condutividade do secundário devido ao efeito das bordas transversais
K_s	fator de correção do efeito pelicular
K_{sat}	fator de saturação do circuito magnético devido ao fluxo magnético principal
K_t	coeficiente para corrigir a resistência do secundário devido ao efeito transversal
K_{tr}	relação entre altura e largura do dente da ranhura
K_{tr}	redução de relação de espiras da impedância do secundário para o primário
k_w	fator de distribuição dos enrolamentos do primário
k_{we}	fator de distribuição dos enrolamentos referente ao fluxo na entrada das extremidades
K_z	fator de aumento de impedância do secundário devido ao efeito das bordas transversais
L	comprimento do primário (m)
$[L_m]$	matriz indutância mútua (H)
L_{m1}	indutância de magnetização por polo (H)
L_{lr1}	indutância de dispersão do primeiro polo do secundário (H)
L_{12}	indutância entre dois enrolamentos (H)
L_{qs}	indutância própria total dos enrolamentos do primário no eixo q (H)
L_{ds}	indutância própria total dos enrolamentos do primário no eixo d (H)

$L_{ds,dr1}$	indutância mútua entre o enrolamento do primário no eixo d e o primeiro polo do secundário (H)
$L_{ds,dr2}$	indutância mútua entre o enrolamento do primário no eixo d e o segundo polo do secundário (H)
$L_{ds,qs}$	indutância mútua dos enrolamentos entre os eixos q e d (H)
l_{ec}	comprimento entre terminais da bobina do primário (m)
L_{ls}	indutância de dispersão do primário. (H)
$L_{qs,qr1}$	indutância mútua entre os enrolamento do primário no eixo q e o primeiro polo do secundário no eixo q (H)
m	número de fases do primário
MIL	motor de indução linear
MSL	motor síncrono linear
MHD	magneto-hidrodinâmico
n	número de eixos de uma composição ferroviária
N	número de espiras/fase dos enrolamentos do primário
$N_{as}(x)$	função de enrolamento da fase (a)
$N_{dr2}(x)$	função de enrolamento do segundo polo do secundário no eixo d
$N_{ds}(x)$	função de enrolamento do primário no eixo d
$N_{qs}(x)$	função de enrolamento do primário no eixo q
N_r	número de espiras dos polos do secundário no modelo dq
N_s	número equivalente de espiras do primário por fase
p	número de pares de polo
P_a	potência ativa de entrada (W)

P_{ap}	potência aparente de entrada (VA)
P_e	potência eletromagnética transmitida do primário para o secundário (W)
P_{eq}	peso equivalente do trem sobre as rodas trativas (kgf)
P_m	potência mecânica do MIL (W)
P_n	peso normal do veículo em cada rodeiro (kgf)
P_s	potência de saída do MIL (W)
q	número de ranhuras/polo/fase
Q	relação entre a reatância (ωL) e a resistência (Ω) da bobina
R	número de Reynolds Magnético
$[R_p]$	matriz diagonal de resistência do primário
r	raio da placa de reação do MIL com formato de um disco (m)
R_2	resistência do secundário (Ω)
R_1	resistência dos enrolamentos do primário (Ω)
r_n	resistência específica ao movimento do trem (kgf/t)
r_{r1}	resistência para um polo do secundário no modelo dq (Ω)
s	escorregamento
s_c	escorregamento crítico para a força máxima (F_{max}) desenvolvida no MIL
S	área frontal do veículo (m^2)
t	tempo (s)
t_s	passo da ranhura (m)
te	coeficiente de tensão velocidade induzida devido ao movimento relativo entre primário e secundário
te_{dr1}	coeficiente de tensão velocidade do primeiro polo do secundário no eixo d

t_{eqr1}	coeficiente de tensão velocidade do primeiro polo do secundário no eixo q
v	velocidade do veículo convencional (km/h)
v_p	velocidade da parte móvel do MIL (m/s)
V_1	tensão de fase do primário (V)
v_z	velocidade de deslocamento da bobina (m/s)
$V'1$	tensões induzidas pelas correntes parasitas no primário (V)
V_{dr1}	tensão referente ao primeiro polo do secundário no eixo d (V)
V_{dr2}	tensão referente ao polo 2 do secundário no eixo d (V)
V_{dr3}	tensão referente ao polo 3 do secundário no eixo d (V)
V_{dr4}	tensão referente ao polo 4 do secundário no eixo d (V)
V_{ds}	tensão referente ao primário no eixo d (V)
V_{qr1}	tensão referente ao polo 1 do secundário no eixo q (V)
V_{qr2}	tensão referente ao polo 2 do secundário no eixo q (V)
V_{qr3}	tensão referente ao polo 3 do secundário no eixo q (V)
V_{qr4}	tensão referente ao polo 4 do secundário no eixo q (V)
V_{qs}	tensão referente ao primário no eixo q (V)
v_s	velocidade síncrona (m/s)
V_u	queda de potencial magnético sobre o núcleo ferromagnético
V_{ug}	queda de potencial magnético do secundário sobre o entreferro multiplicado por K_c (coeficiente de Carter)
w	largura do primário (m)
w_s	largura da ranhura (m)
X_m	reatância de magnetização (Ω)

x	coordenada no eixo cartesiano
X_{lr}	reatância de dispersão do primário
X_{lh}	reatância de dispersão das ranhuras do primário
X_{la}	reatância de dispersão na aba (diferença entre largura do primário e secundário)
X_{ld}	reatância de dispersão nos terminais das bobinas do primário
y	coordenada no eixo cartesiano
z	coordenada no eixo cartesiano
Z	número de ranhuras
z_t	largura do dente da ranhura (m)
α_1	parcela da equação de Davis referente ao atrito de rolamento e mancais dos rodeiros de uma composição ferroviária
α_2	parcela da equação de Davis referente ao atrito dos frisos das rodas de uma composição ferroviária com o trilho
α_3	parcela da equação de Davis referente ao atrito aerodinâmico de desloca- mento do veículo sob trilhos
α_a	profundidade de penetração da onda amortecida na direção (x) de passo polar τ_e
α_b	profundidade de penetração da onda amortecida na direção (x) de passo polar τ_e
α_m	relação entre valores médio e de pico da densidade de fluxo magnético no entre- ferro (B_m/B_{mz})
β	fator de passo (π/τ)
β_1	fator de encordamento do primário

ΔF_m	forças proporcionais às perdas mecânicas
ΔP_2	perdas no secundário do MIL
ΔP_m	perdas mecânicas (fricção) no MIL
ϵ_o	permissividade elétrica do ar
ϵ_r	permissividade elétrica relativa
η	rendimento do MIL
Ψ	ângulo entre a densidade de fluxo caminhante com a velocidade síncrona e a corrente do primário I_1
ξ	ângulo de fase entre o fluxo caminhante no sentido normal e a onda amortecida da densidade de fluxo na entrada da extremidade do primário
δ_r	resistividade superficial do secundário
δ_i	profundidade de penetração equivalente no secundário
δ	profundidade de penetração no secundário
λ_{ds}	fluxo de dispersão dos enrolamentos do primário no eixo d
λ_{dr1}	fluxo de dispersão do enrolamento do primeiro polo do secundário no eixo d
λ_{qr1}	fluxo de dispersão do enrolamento do primeiro polo do secundário no eixo q
μ_o	permeabilidade magnética do ar ($4\pi \cdot 10^{-7}$ A/m)
μ_i	permeabilidade magnética do ferro
μ_r	permeabilidade magnética relativa em relação ao ar
$\emptyset$	fluxo longitudinal devido a correntes do primário
$\emptyset_1$	fluxo devido a componente da corrente pelicular referente a direção transversal

	do movimento relativo entre primário e secundário
Φ_2	fluxo devido a componente da corrente pelicular referente a direção longitudinal
	do movimento relativo entre primário e secundário
Φ_g	fluxo magnético por polo (W)
τ_e	passo polar da onda amortecida do fluxo na entrada extremidade do primário
τ	passo polar (m)
σ_c	condutividade do cobre
σ_e	condutividade efetiva da placa de alumínio devido ao efeito pelicular
σ	condutividade superficial do secundário qualquer
σ_a	Condutividade do alumínio à 20 °C (30 x 10 ⁶ S/m)
σ_f	Condutividade do ferro à 20 °C (5 x 10 ⁶ S/m)
σ'	condutividade equivalente da placa condutora devido ao efeito das bordas transversais
ω	velocidade angular síncrona (rd/s)

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

As pesquisas sobre motores lineares no IPT, através da Divisão de Tecnologia de Transportes (DITT) - Agrupamento de Desenvolvimento Ferroviário (ADF), vêm sendo realizadas há mais de 6 anos, inicialmente pelo possível interesse em aplicar essa tecnologia nas próximas linhas a serem construídas nos metrô de São Paulo e Rio de Janeiro, em razão de vantagens significativas em relação às máquinas rotativas de corrente contínua.

O campo de aplicação do motor linear é bastante amplo, mas a disponibilidade de recursos laboratoriais e a afinidade profissional do pessoal técnico do ADF fizeram com que o grupo de trabalho se dispusesse a orientar as pesquisas na área de tração elétrica, principalmente onde a operação de transporte é feita em baixa velocidade (<100 km/h), ou seja, para o transporte urbano de passageiros.

Desde o princípio, partiu-se para o estudo do motor de indução linear, dada a possibilidade de aplicação dessa tecnologia em uma via convencional e devido principalmente a facilidade de projeto e montagem. Existem várias concepções possíveis, mas nesse caso, costuma-se utilizar o leito normal da via, com o secundário do motor (placa de reação) assentado sobre os dormentes entre os trilhos, enquanto o primário (indutor curto) fica alojado sob o carro. A força de propulsão é consequência direta das interações eletromagnéticas entre essas duas partes. A concepção do veículo com truque sobre rodéis convencionais não motorizados, sem sistema de levitação, é atualmente uma das formas mais usuais no transporte metropolitano.

Os objetivos principais do grupo de trabalho foram: análise de modelos matemáticos e avaliação de metodologias de projeto, desenvolvimento de um protótipo de motor de indução linear em escala reduzida, confrontação de parâmetros de desempenho calculados com os obtidos em resultados experimentais e capacitação tecnológica na área de motores lineares.

Hoje, a tecnologia do motor linear é uma realidade em vários países, sendo empregada em linhas auxiliares e principais de metrô no Canadá (Vancouver, Toronto e Montreal), Japão (Tóquio e Osaka) e Estados Unidos da América (Detroit).

Este trabalho foi feito com base no motor de indução linear (MIL) de indutor curto, unilateral, com acionamento feito por um inversor de frequência variável. Efetivamente foi montada uma bancada de ensaios, com recursos da FAPESP, para monitorar os parâmetros de desempenho do motor de indução linear.

O segundo capítulo procura fazer uma revisão descritiva das principais aplicações da tecnologia do motor linear, desde o surgimento das primeiras patentes, até algumas previstas para o futuro. É discutido o desenvolvimento da tecnologia do motor linear no Brasil, as principais realizações e as perspectivas de aplicação no futuro.

O terceiro capítulo analisa as vantagens e desvantagens da aplicação do motor linear em tração elétrica, as diferentes concepções de motores lineares, sistema de levitação magnética, diferenças entre o motor linear de estator longo e estator curto, diferenças entre o MIL e o MSL (motor síncro linear), classificação quanto a distribuição do fluxo magnético, classificação quanto a disposição geométrica entre secundário e primário e classificação quanto a interações magnéticas no entreferro.

O quarto capítulo trata da teoria de funcionamento do MIL. São analisados os conceitos básicos, as principais limitações, como o efeito das extremidades, os critérios de desempenho, o conceito de folha de corrente pelicular etc., buscando um embasamento teórico para o modelamento do mesmo.

O quinto capítulo discute sobre vários aspectos a modelagem do MIL. São analisados os principais modelos matemáticos existentes. Por fim, foi apresentado o modelo bifásico DQ desenvolvido por NONDAHL e LIPO (1979, 1980).

O sexto capítulo trata do projeto e construção de um protótipo de MIL. Apresenta um cálculo preliminar das dimensões do MIL e a distribuição dos enrolamentos do primário.

O sétimo capítulo apresenta uma bancada de ensaios e o sistema de medição dos parâmetros do MIL, dotados de instrumentação precisa para monitorar os parâmetros de desempenho. É apresentado um desenvolvimento de projeto do sistema de medição de parâmetros do MIL e do sistema de aquisição de dados pelo microcomputador.

O oitavo capítulo apresenta o sistema de controle e acionamento por um inversor de frequência com modulação por largura de pulso, em inglês: "Pulse Width Modulation" ou PWM, utilizado na bancada de ensaios do MIL.

O nono capítulo apresenta os resultados experimentais da bancada e os dados calculados dos parâmetros do MIL usando o modelo DQ. É feita uma confrontação entre os mesmos.

O décimo capítulo apresenta as conclusões e as recomendações finais.

CAPÍTULO 2

HISTÓRICO SOBRE DESENVOLVIMENTO TECNOLÓGICO DE MOTORES LINEARES

2.1 Primórdios da História Tecnológica de Motores Lineares

A concepção das primeiras máquinas lineares é contemporânea à das máquinas elétricas rotativas, chegando a ser concebida antes de algumas máquinas rotativas como a de indução inventada por Tesla em 1888. EASTHAM (1990) cita, sem mencionar o autor, que os primeiros conceitos sobre o motor linear elétrico apareceram em 1838. Segundo LAITHWAITE (1975), a origem do motor linear deve ser creditada a Charles Wheatstone que entre 1841 e 1845 inventou o motor de relutância que, numa primeira análise, pode ser considerado como precursor de alguns tipos de motores lineares de hoje. Para se ter uma referência no tempo, basta lembrar que as leis de indução magnética foram formuladas por Faraday em 1831.

Segundo NASAR e DEL CID (1973), a primeira referência sobre aplicação do motor de indução linear data de 1851, quando Page patenteou nos Estados Unidos a idéia para utilização num sistema para transporte de passageiros.

KRATZ (1979) relata que em 1889, Wheeler e Bradley entraram com um pedido de patente em Nova York em que descreviam um motor de indução linear e um motor síncrono linear,

utilizados para acionamento de sistemas de transporte com veículos sobre rodas em vias exclusivas. Não se tem notícia de que os autores tenham construído algum protótipo.

Por volta de 1890 foi feita uma patente de uma máquina de indução linear (LAITHWAITE e NASAR, 1970 ; KRATZ, 1979), idealizada por Mayor de Pittsburgh-EUA, que descreveu um motor de indução linear bastante rudimentar. Logo em seguida em 1895, uma outra patente foi concedida a Jacquard e Electric Shuttle Co., que fazia referência sobre um motor de indução linear a ser empregado no sistema de lançadeira para teares.

Em 1905 surgiram duas propostas para utilização de um motor de indução linear em tração ferroviária. A primeira delas descrita por Wilson (KRATZ, 1979), propunha a utilização de um motor linear de indutor curto colocado na via e operado por um sistema de chaveamento eletromecânico. A segunda, formulada por Zehden (LAITHWAITE e NASAR, 1970) previa a utilização de um motor de indução linear bilateral, com o primário (indutor curto) fixado no veículo e o induzido na forma plana (placa de reação) colocado ao longo da via. Zehden foi um dos primeiros a conceber um veículo tracionado por motores lineares tal como é usado nos padrões atuais de sistema de transporte urbano de passageiros. Zehden chegou a desenhar um veículo urbano de passageiros, usando essa concepção, que teve de esperar pelo menos 60 anos para ser colocado em operação.

Em 1914 Bachelet propôs um sistema de motor linear com levitação e propulsão para ser aplicado em sistemas de transporte de passageiros e motores de indução linear para serem utilizados em lançadeiras de teares (LAITHWAITE, 1975).

Em 1917 surgiu o primeiro motor tubular que era na verdade uma máquina de relutância de corrente contínua, com as bobinas do primário chaveadas. Foi proposto como propulsor de projéteis, conhecido como canhão de Birkeland. O primeiro modelo, "Electric Cannon", foi

concebido por Birkeland em 1901 (LAITHWAITE, 1975). O modelo em escala reduzida, construído em 1917, está exposto no Museu de Ciências de Oslo-Noruega. Pelo que se sabe, nunca foi construído um modelo em escala real. Birkeland teria temido sua utilização para fins bélicos.

Em 1923 foi construído um protótipo de motor de indução linear, estator curto, trifásico, acoplado a um sistema de plataforma sobre rodas para transporte de pedestres que corria na rua 42, entre o "Times Square" e o terminal da estação "Grand Central", na cidade de Nova York-EUA (LAITHWAITE e NASAR, 1975). O sistema foi simplesmente abandonado e não há referências sobre outros sistemas similares construídos na mesma época.

KRATZ (1979) menciona que no início da década de 1930, Kempes projetou um veículo guiado por eletromagnetos controlados. Estes magnetos eram subdivididos em seções e ajustados por enrolamentos polifásicos que constituíam o primário de um motor linear unilateral. O secundário era constituído por uma placa de reação. Não se sabe se foi construído um protótipo em escala reduzida.

LAITHWAITE et al. (1970) mencionam que até a década de 40, o desenvolvimento na área de motores lineares estava restrito, na maioria dos casos, na aplicação em lançadeiras de teares e propulsão de projéteis, embora nenhum desses inventos tenha sido comercialmente explorado. A literatura registra que até a década de 40 havia cerca de 40 patentes relacionadas com motores lineares para diversas aplicações. De outro modo, a utilização consagrada das máquinas rotativas, pelo seu fácil controle e reduzido custo em consequência da economia de escala, fez com que o motor linear caísse no esquecimento.

LAITHWAITE e NASAR (1970) observam que a primeira grande aplicação do motor linear surgiu entre 1941 e 1946 com o desenvolvimento do "Electropult" pela WELCO

(Westinghouse Electric Co.) dos Estados Unidos da América, previsto para lançar aviões de porta-aviões. O primário consistia num conjunto de bobinas e estava montado num carro móvel, enquanto o secundário consistia de uma estrutura ferromagnética com ranhuras para bobinamento (Figura 1). Foram construídas duas pistas em escala real, uma de 1.000 metros e outra de 1.600 metros de extensão. O sistema coletor de corrente trifásico era feito por escovas que deslizavam nas ranhuras ao longo do secundário. O motor era capaz de desenvolver uma potência de 10.000 HP e a parte móvel alcançava velocidades de até 225 km/h. O sistema permitia acelerar um avião de 5 toneladas até a velocidade de 210 km/h, de 0 a 170 metros em 4,2 segundos (ver montagem na Figura 2). Após a partida (corrente de 7 kA), o primário (carro) era desconectado da fonte de alimentação trifásica e então desacelerava, aplicando a frenagem dinâmica (corrente contínua de 10 kA). Segundo consta, em pouco tempo o sistema foi abandonado devido ao custo bastante elevado e por não competir com outros sistemas de lançamento de aviões em porta-aviões existentes na época.

Figura 1 - ELECTROPULT
(Fonte: Boldea e Nasar, 1985)

Figura 2 - Avião sendo acionado por
ELECTROPULT
(Fonte: Boldea e Nasar, 1985)

Uma outra aplicação interessante, mencionada por LAITHWAITE e NASAR (1970), foi o projeto de um motor linear de corrente contínua, bilateral, desenvolvido em 1954 pela Royal Aircraft Establishment-Inglaterra, usado para lançar mísseis pesando algumas libras, a uma velocidade de até 1600 km/h. Usando essa técnica, também foi construído um protótipo de lançamento de automóveis contra paredes, para simulação de choques em obstáculos a várias velocidades.

Enquanto as máquinas rotativas convencionais, tanto as de corrente contínua como as de corrente alternada, dominavam universalmente em todas as aplicações do setor produtivo, as máquinas lineares continuavam relegadas a segundo plano, esquecidas por todos. Havia dificuldades inerentes que não podiam ser contornadas com a tecnologia disponível na época, além do baixo rendimento e custo elevado proporcionados pelas máquinas lineares. Nessas condições, era muito difícil competir com as máquinas rotativas.

FALCONE (1982) cita além desses, outros motivos para o não desenvolvimento dos motores lineares em relação aos motores rotativos: a dificuldade de impor um entreferro entre as partes ferro-magnéticas, os problemas de estabilidade lateral devido aos efeitos de extremidade transversal, as assimetrias inerentes causadas pelos efeitos das extremidades e a natural inércia em se mudar as aplicações consagradas.

As fontes de frequência variáveis para motores lineares conhecidas até a década de 50, deste século, eram as do tipo eletromecânico que apresentavam volume e peso relativamente grande. Assim, os ajustes de propulsão e velocidade não eram possíveis de serem realizados com eficiência e rapidez, principalmente nas aplicações que exigiam torque variável, como é o caso de tração elétrica.

Vários especialistas, CABRITA (1989) e EASTHAM (1990), destacam o trabalho pioneiro de Laithwaite, que a partir dos anos 50 começou a desenvolver vários tipos de máquinas lineares, dando um tratamento científico às análises de campo magnético e às técnicas de projeto. De fato, os artigos de Laithwaite tornaram-se uma citação obrigatória em quase todos os artigos que surgiram a partir da década de 60.

2.2 Desenvolvimento de Motores Lineares a Partir da Década de 70

Vários especialistas destacam o início da década de 70 como uma espécie de marco divisório quanto ao grande impulso tecnológico dado às técnicas de acionamento e aplicações de máquinas lineares. Isto se deve basicamente, entre vários motivos, ao surgimento de novas tecnologias e a grande crise do petróleo, quando os preços dispararam no mercado mundial. Vários países buscavam alternativas energéticas para tentar reduzir o consumo de petróleo em setores vitais da economia. O motor linear poderia ser uma das alternativas. Nos Estados Unidos, por exemplo, 95% do transporte ferroviário era tracionado por locomotivas diesel-elétricas. Era necessário, portanto, como parte de uma ação estratégica do governo americano, reduzir essa dependência de derivados do petróleo.

O rápido desenvolvimento da eletrônica de potência, no início da década de 60, baseado em semicondutores de potência, aliado a descoberta de novos materiais magnéticos (Co-Sa, Bo-Nd-Fe) e materiais supercondutores, propiciaram um grande desenvolvimento na tecnologia de motores lineares. Tornou-se possível ajustar a propulsão e controlar a velocidade do motor linear com grande eficiência, a partir do desenvolvimento dos conversores eletrônicos com sistema de controle digital. Muitas das aplicações tornaram-se extremamente vantajosas quando comparadas com as máquinas rotativas convencionais. A situação começava a ser revertida a favor de máquinas lineares.

A partir daí surgiu uma variedade grande de máquinas lineares, cada uma com características próprias: máquina de indução linear, máquina síncrona linear, motor linear tubular, motor linear de corrente contínua, máquinas homopolares, motor linear de passo, motor linear em U, motor linear magneto-hidrodinâmico (MHD), osciladores lineares, canhão eletromagnético, bombas eletromagnéticas, máquinas de levitação e propulsão etc. Cada um desses motores apresenta uma infinidade de concepções diferentes de projeto e de montagem, conforme a classificação dada por NASAR e BOLDEA (1987). Para aprofundar o assunto, é possível encontrar na literatura detalhes de projeto e modelamento matemático de cada uma dessas máquinas. Somente para máquinas de indução linear, NASAR e BOLDEA (1987) classificam mais de 100 tipos diferentes de configurações, a maioria deles sem nenhuma importância prática.

A partir da década de 70, diversos países (Inglaterra, França, Alemanha, Japão, Estados Unidos, Rússia, Canadá etc.) começaram a desenvolver programas de pesquisas para a utilização de motores lineares em sistemas de transporte de passageiros em baixa ou alta velocidade, aplicações industriais, aéreo-espaciais, militares etc. Cada um desses países chegou a investir nesses programas, centenas de milhões de dólares, na maioria das vezes patrocinados pelo próprio governo.

Na Alemanha, o desenvolvimento do trem magnético MAGLEV (Magnetically Levitated) teve início em 1970 com o patrocínio do governo alemão e um consórcio de várias firmas privadas (GLATZEL et al., 1980; MCLEAN, 1988). O sistema de levitação empregado é a chamada suspensão eletromagnética (atração), enquanto se empregam várias versões de motores lineares para propulsão do veículo.

Em 1969, a firma alemã Krauss-Maffei construiu o primeiro veículo experimental do mundo, usando a levitação eletromagnética e propulsionado por motor de indução linear.

Logo em seguida foi necessário construir um simulador que permitisse levar pesos de até uma tonelada, uma vez que alguns dos resultados do modelo experimental não podiam ser extrapolados diretamente para a escala real. A partir daí, foram desenvolvidos os primeiros protótipos de veículos para serem ensaiados na linha de teste (HEDRICH, 1973).

Figura 3 - Sistema M-Bahn alemão (Fonte: Catálogo da AEG, 1992)

Em 1973, foi iniciado o desenvolvimento do M-Bahn pela firma Magnetbahn-GmbH (Figura 3), de Starnberg-Alemanha, com a construção da linha de teste de Braunschwig de 1,5 km de extensão, que permitia simular todas as situações que poderiam ocorrer em operação normal, tais como: mudança de via, aclives de 9%, cruzamento em nível e túnel (MCLEAN, 1988). Em 1979, o público já podia andar no trem com levitação magnética na Exposição Internacional de Transportes de Hamburgo. O veículo acomodava 70 passageiros e percorria uma distância de 1 km a velocidade máxima de 75 km/h. Desde 1986, no centro cultural de Berlin, o M-Bahn está em operação experimental, numa extensão de 2 km. O veículo, na sua última versão, é propulsionado por um motor linear síncrono de estator longo (primário) localizado na via e com ímã permanente (secundário) fixado no carro (catálogo da AEG, 1992).

Paralelamente está sendo desenvolvido na Alemanha pela Thyssen Henschel em conjunto com outras duas corporações, a Krauss Maffei e a MBB, o trem magnético de alta velocidade, o TRANSRAPID, destinado a cobrir longas distâncias (MEINS e MILLER, 1988 ; Catálogo da Thyssen Henschel, 1992). O sistema utiliza o conceito de levitação por atração através de bobinas de corrente contínua e propulsão por motor síncrono linear de estator longo (Figura 4). Um modelo desse tipo alcançou a velocidade de 406 km/h. Hoje as pesquisas básicas sobre o trem magnético foram praticamente encerradas, com todos os subsistemas desenvolvidos e em condições de serem colocados em operação comercial. Os alemães têm um projeto para colocar o TRANSRAPID no trajeto entre Hamburgo e Berlin, numa extensão de 284 km. A implantação dessa obra está prevista para 1999, de acordo com a Revista Ferroviária (agosto de 1994), deverá consumir um total U\$ 3,7 bilhões de dólares, sem considerar as desapropriações, o que dá uma relação de U\$ 13 milhões/km.

Figura 4 - TRANSRAPID (Fonte: Catálogo da Thyssen Henschel, 1992)

Atualmente as indústrias alemãs estão empregando com frequência cada vez maior, o MIL para acionamento de máquinas ferramentas (Figura 6), carro para impressora (Figura 5), máquinas de impacto, equipamentos têxteis, vibradores, servo-motores em sistema de controle, elevadores etc. (Catálogo da Krauss-Maffei GmbH, 1994). A concepção de MIL utilizada nas figuras 5 e 6 para o secundário é uma placa de reação laminada tipo gaiola (ladder) com barras de alumínio embutidas na estrutura do ferro.

Figura 5 - MIL para Carro de Impressora
(Fonte: Krauss-Maffei, 1994)

Figura 6 - Máquina Ferramenta desenvolvida pela Krauss-Maffei
(Fonte: Gieras, 1994)

No Japão, o desenvolvimento do motor linear para propulsão de trens teve várias linhas de desenvolvimento, com concepções diferentes. A companhia aérea JAL (Japan Air Lines) associada a Sumitomo Electric Co. iniciou em 1973 uma série de testes com a construção de vários protótipos de veículos denominados HSST (High Speed Surface Transport) levitados por princípio eletromagnético de atração, utilizando bobinas de núcleo de ferro de corrente contínua e propulsionados por MIL de 18 polos, unilateral, de indutor curto e secundário com placa de reação de dupla camada (NAKAMURA, 1979). Uma versão desse modelo opera em baixa velocidade entre o aeroporto de Haneda e centro de Tóquio (Figura 7) e também em Tsukuba-Tóquio, onde foi desenvolvido especialmente para a Expo-85 de Alta Tecnologia. O veículo de Tsukuba tem acomodação para 48 passageiros, pesa 16 toneladas, opera com entreferro de 13 mm e alcança velocidade máxima de 70 km/h.

Figura 7 - HSST japonês (Fonte: Gieras, 1994)

O programa MAGLEV japonês foi precedido por um intenso trabalho de pesquisa nos laboratórios da RTRI (Railway Technical Research Institute), situados nas proximidades de Tóquio, onde foram desenvolvidos diversos protótipos de motores lineares em escala reduzida (UMEMORI, 1980). Esta linha de pesquisa ficou a cargo da JRG (Japan Railway Group), que vem desenvolvendo bobinas supercondutoras desde 1970, usando hélio líquido como meio refrigerante. Um modelo desse veículo circulou na linha de teste existente em Miyazaki-Japão (Figura 8), sem piloto, a uma velocidade de 517 km/h (Catálogo da Japanese National Railways, 1985). De acordo com as últimas informações dadas por pesquisadores da JICA (Japan International Cooperation Agency) em visita ao IPT-São Paulo, os protótipos mais recentes já são operados por pilotos de prova. Grandes esforços são conduzidos para desenvolver o sistema criogênico, pois um dos problemas enfrentados por pesquisadores japoneses é o sistema de isolamento térmica, uma vez que as bobinas

supercondutoras operam à temperatura de menos (-) 269°C (NAKASHIMA, 1979; IWAHANA et al., 1985). Segundo TANAKA (1990), o término do programa de desenvolvimento do trem magnético japonês está previsto para 1997.

Figura 8 - MAGLEV japonês (Fonte: Catálogo da JRI, 1985)

Paralelamente um consórcio de firmas privadas em conjunto com a JREA (Japan Railway Engineer's Association) partiu para o desenvolvimento de um trem metropolitano utilizando

uma via convencional, propulsionado por um MIL de indutor curto fixado no carro e uma placa de reação na via, composta de chapas sobrepostas de ferro e alumínio (induzido), com um sistema de acionamento por inversor VVVF (Variable Voltage and Variable Frequency) (Catálogos da Japan Rolling Stock Exporters' Association, 1987, 1988). Um trem desse tipo já circula nos metrô de Osaka (Figura 9) e Tóquio, desde 1991 (Catálogo da JRI, 1991). Os carros da série 12000 utilizados no metrô de Tóquio têm as seguintes características: dimensões de 16,5 x 2,5 x 3,15 (em metros), peso de 25,5 toneladas, capacidade para 100 passageiros, velocidade máxima de 70 km/h, propulsão por dois MIL de 120 kW cada um, alimentação por sistema catenária de 1500 volts, corrente contínua, sistema de acionamento por inversor tipo VVVF, aceleração de $0,83 \text{ m/s}^2$ e frenagem de $1,25 \text{ m/s}^2$.

Figura 9 - Metrô de Osaka propulsionado por MIL
(Fonte: Catálogo da JRI, n. 43, 1990)

No Japão, as pesquisas de propulsão eletromagnética de navios tiveram início em 1976, quando os professores SAGI et al. (1978) da Kobe University of Mercantile Marine da cidade de Kobe, construíram um modelo em escala reduzida usando pequenas bobinas

supercondutoras. Depois disso, vários modelos de barcos foram construídos em escala reduzida, usando bobinas supercondutoras e bobinas de corrente contínua, conseguindo uma densidade de fluxo magnético de 5,1 Tesla (IWATA et al., 1983). A propulsão eletromagnética de navios usa o conceito de MHD, onde a corrente elétrica sobre a água do mar ou sobre um circuito condutor sobre a água, gerada por um campo magnético produzido por bobinas supercondutoras, provoca um deslocamento de acordo com o princípio de Lorentz. Em 1985, a Ocean Foundation of Japan iniciou um programa de desenvolvimento de propulsão eletromagnética de navios. Foi construído um navio de 185 toneladas de deslocamento, velocidade de 8 nós e propelido por bobinas supercondutoras que geravam uma densidade de fluxo magnético da ordem de 4 Tesla. O rendimento era da ordem de 7% (SHIMAMOTO et al., 1993).

Os japoneses têm mostrado progresso na utilização do motor linear em posicionadores de ultraprecisão, usando como detector de posição um interferômetro a laser. Este equipamento está sendo fornecido comercialmente pela Yasukawa Electric Manufacturing Co. (Revista Techno Japan, 1991). Uma outra aplicação difundida comercialmente no Japão são os motores lineares de passo (Figura 10), tanto do tipo VR (Variable Reluctance), como do tipo PM (Permanent Magnet), utilizados para fins de controle de máquinas (KENZO, 1984; EBIHARA et al., 1993).

Figura 10 - Motor de Passo Linear tipo VR (Fonte: Kenjo, 1984)

Nos Estados Unidos, a despeito dos progressos alcançados nas décadas passadas e o pioneirismo na aplicação de motores lineares, o seu desenvolvimento teve um impulso muito grande a partir de 1967, quando o DoT (Department of Transportation) resolveu investir em vários programas de pesquisas na área de motores lineares para aplicação em transporte de passageiros, depois de recomendado, segundo LAITHAWITE (1977), por um estudo feito pelo MIT (Massachusetts Institute of Technology). No TTC (Transportation Test Center) localizado em Pueblo, no Estado de Nevada, foi construída uma linha de teste de 29 km de extensão, que permitiu testar vários tipos de veículos a velocidades de até 400 km/h (MACHEFERT-TASSIN, 1971). A Grumman & Garret construiu vários protótipos de veículos propulsionados com motor de indução linear bilateral de indutor curto, motores síncronos lineares e veículos com sistema de levitação. Os programas de pesquisas do LIMRV (Linear Induction Motor Research Vehicle) (ver Figura 11) e do TLRV (Tracked Levitated Research Vehicle) (ver Figura 12) foram realizados de forma minuciosa, em várias etapas de desenvolvimento, em escala real. Foram realizados mais de 1500 ensaios na linha de teste, utilizando várias concepções de suspensão e propulsão de veículos (WARD et al., 1971; DANNAN et al., 1973; MAGNANI et al., 1975; STICKLER, 1978). Mais de 50 trabalhos foram publicados por vários pesquisadores, com o patrocínio de DoT, sobre as pesquisas realizadas em vários tipos de veículos no TTC. A partir da década de 80, as pesquisas foram paralisadas.

Figura 11 - LIMRV (Laithwaite, 1977)

Figura 12 - TLRV (Laithwaite, 1977)

Um projeto que causou certo impacto foi o sistema de transporte de passageiros de alta velocidade denominado "Magneplane", desenvolvido pelo consórcio entre MIT e Raytheon United Engineers dos Estados Unidos em 1972. Um modelo na escala 1/25 chegou a ser construído numa via de 118 metros. O veículo foi projetado para 140 passageiros a uma velocidade de 400 km/h e apresentava linhas aerodinâmicas baseadas na fuselagem de um Boeing 707 (JACKSON, 1974; IWASA et al., 1974; KOLM, 1975). O sistema de propulsão empregava um motor síncrono linear e o sistema de levitação magnética era composto de bobinas supercondutoras presas ao veículo e duas chapas de alumínio dispostas paralelamente ao longo da via. A alimentação era feita por um cicloconversor de 400 Hz. Conforme HARROLD et al (1973), após o desenvolvimento da análise numérica do modelo matemático foi feita a otimização dos parâmetros de desempenho em tamanho real. O projeto parou em 1975, por falta de suporte financeiro.

Em 1970, a Braniff International inaugurou na cidade de Dallas-Texas o sistema denominado "Astroglide", um sistema de transporte de passageiros de baixa velocidade, que operava entre o terminal do aeroporto e o estacionamento, na extensão de 1,4 km. O sistema era constituído de um carro suspenso sob um monotrilho, impulsionado por um MIL, unilateral, indutor curto e alimentado por um inversor de frequência variável (LAITHWAITE, 1977). Um sistema de transporte de passageiros semelhante também está sendo usado no Walt Disney World, em Orlando-EUA e na conexão interna no Houston International Airport, Texas-EUA (GIERAS, 1994).

Um outro sistema que combinava levitação com técnica de atração e propulsão através de um MIL, de estator curto, unilateral, foi o veículo "ROMAG", desenvolvido pela Rohr Industries da Califórnia-EUA, para demonstração na Expo-72 de Los Angeles-EUA (ROSS, 1973; RULE, et al., 1980). O veículo era acionado por um inversor de frequência variável desenvolvido pela Reliance Electric Company. O desempenho do modelo ROMAG foi avaliado também para operação em alta velocidade (até 500km/h), em experiências realizadas pela CIGGT (Canadian Institute of Guided Ground Transport) na bancada de teste existente em Queen's University, na cidade de Kingstown-Canadá (KATZ et al., 1980).

O primeiro trem com levitação magnética de baixa velocidade a operar comercialmente nos Estados Unidos foi na cidade de Las Vegas em 1987, utilizando a tecnologia alemã de levitação e propulsão, o mesmo sistema M-Bahn de Berlin. A via tem uma extensão de 1.600 metros passando por uma série de cassinos e tendo uma estação dentro de uma biblioteca, para demonstrar que o veículo não produz ruído e nem vibração (HUSS e SULKIN, 1987). Também o metrô da cidade de Detroit - EUA já opera com um trem tracionado por motor de indução linear semelhante ao da cidade de Toronto. Para o final de 1996 está prevista a inauguração do sistema TRANSRAPID entre o aeroporto de Orlando e Disney World, na Flórida-EUA, num percurso de 30 km. Há um estudo para construir um trem magnético de alta velocidade tipo TRANSRAPID alemão, interligando as cidades de

Las Vegas-Los Angeles-S. Francisco, na Califórnia e também em outras cidades americanas ligando ao aeroporto, como: Houston-Texas e Pittsburgh-Pennsylvania (O'MALLEY, 1992). Informações mais recentes veiculadas em revistas, dão conta de que os responsáveis por esses projetos estudam a possibilidade de optar por trens convencionais de alta velocidade, tipo TGV francês ou Shinkansen japonês, já que o custo de implantação de trem magnético é muito mais elevado que o do trem convencional, segundo O'Malley, de duas a três vezes mais caro.

Os Estados Unidos foram pioneiros na utilização do conceito de MHD na propulsão eletromagnética. RICE (1961) patenteou a idéia, a partir do princípio inverso das bombas eletromagnéticas para metais líquidos. WAY (1968) do Westinghouse Research Laboratories foi o primeiro a demonstrar com sucesso o princípio da propulsão eletromagnética em um pequeno modelo de submarino de 3 metros de comprimento e 480 kg de deslocamento, usando bobinas de corrente contínua. YORK (1979) conduziu um extenso estudo para analisar o impacto da aplicação de bobinas supercondutoras na propulsão de navios de guerra da marinha americana. O estudo mostra que a utilização de propulsão eletromagnética com bobinas supercondutoras, implica numa redução em peso de 31% no sistema de propulsão, 61% em máquinas elétricas, 6% no volume total, 8% de combustível, quando comparado com o sistema de propulsão convencional. Já o estudo feito por ST JOHN (1978), a redução ficou em 17% no combustível, 9% no volume total. Atualmente as pesquisas com propulsão eletromagnética nos Estados Unidos estão sendo conduzidas pela ONR (Office of Naval Research) e DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency) com os objetivos de desenvolver modelos computacionais precisos e protótipos experimentais de alta eficiência (DOSS et al., 1993).

Pode-se dizer que os Estados Unidos mantêm-se à frente na pesquisa sobre acelerador eletromagnético linear ou canhão eletromagnético. O programa de pesquisa foi iniciado em

1978 patrocinado pelo DoD (Department of Defense), com o objetivo principal de viabilizar o lançamento de satélites e projéteis para fins militares.

Apesar da idéia não ser nova, Birkeland já tinha concebido em 1901 o canhão eletromagnético. Em épocas modernas, o pioneirismo do estudo do canhão eletromagnético cabe a Richard Marshall da ANU (Australian National University). Marshall construiu um canhão usando um gerador homopolar de 550 kJ e demonstrou que podia acelerar uma massa de 3 gramas a velocidade de 5,9 km/s (FAIR, 1988). Mais recentemente, LAITHWAITE (1995) demonstrou a viabilidade do canhão de indução propulsionado por um motor linear tubular de indução, destinado a lançamento de projéteis leves em altíssima velocidade.

Nos Estados Unidos, as pesquisas sobre aceleradores eletromagnéticos estão sendo conduzidas por vários grupos laboratoriais. Entre eles: LLNL (Lawrence Livermore National Laboratory), LANL (Los Alamos National Laboratory), University of Texas-Austin, Westinghouse Research and Development Center, MIT (Massachusetts Institute of Technology), NASA Langley Research Center e Sandia National Laboratories.

Dada a necessidade de fontes de altíssimo armazenamento energético, foram desenvolvidos vários geradores homopolares nesses laboratórios, variando de 5 MJ a 60 MJ. Segundo SCHOEDER et al. (1989) para lançar uma massa de 300 gramas a velocidade de 10 km/s, há necessidade de uma energia de 15 MJ. O canhão eletromagnético desenvolvido por pesquisadores de várias universidades e instalado na NASA Langley Research Center possui um comprimento de 200 metros e um gerador homopolar de 60 MJ, que pode impulsionar uma massa de até 14 kg a velocidade de 6 km/s ou uma massa de 10 kg a 11 km/s (SCHOEDER et al., 1989). Essa velocidade de 11 km/s torna-se extremamente interessante porque é exatamente a velocidade de escape da atração gravitacional da Terra. O canhão eletromagnético precisa de correntes da ordem de 10^6 Ampères em curtíssimo espaço de

tempo (alguns milissegundos). Vários sistemas de chaveamento estão sendo pesquisados nos centros de pesquisas americanas. Outro problema a ser resolvido é o desgaste excessivo nos trilhos de lançamento, provocado por atrito e aquecimento (MARTIN, 1989). Artigos mais recentes analisam modelos de protótipos que melhoram a eficiência do sistema, uma vez que as perdas dos protótipos anteriores são grandes e a eficiência baixa (SHOKAIR et al., 1995; BAUER, 1995, 1995a; ZABAR et al., 1995).

DOYLE et al. (1995) mencionam um novo sistema de lançamento de aviões de porta-aviões denominado EMALS (Electromagnetic Aircraft Launch System), desenvolvido para a marinha americana pela Kaman Electromagnetics de Hudson-Massachusetts. Em relação ao protótipo desenvolvido pela WELCO em 1946, esse sistema incorpora algumas inovações técnicas como: utilização de motor síncrono linear para propulsão alimentado por um cicloconversor, secundário (fixado ao avião) constituído de imã permanente de Boro-Neodímio-Ferro. DOYLE et al. (1995) destacam uma série de vantagens em relação aos sistemas convencionais utilizados atualmente em porta-aviões. A catapulta de vapor, que é um sistema tipicamente usado atualmente, tem uma eficiência de 6%, volume de 1133 m³ para uma capacidade energética de 95 MJ e elevado custo de manutenção. Enquanto que o sistema EMALS tem uma eficiência de 70%, volume de 425 m³ e uma capacidade energética disponível de 122 MJ.

No Canadá as pesquisas sobre o motor linear tiveram início nas universidades de Queen-Kingstown, Toronto e McGill sob o patrocínio da CTDA (Canadian Transportation Development Agency). Foram construídos vários modelos de motores síncronos lineares e motores de indução lineares, ensaiados na bancada de ensaios existente em Queen's University-Kingstown-Canadá. Esta bancada tem o secundário em forma de roda com o diâmetro de 7,6 metros (LAITHWAITE, 1977).

Desde 1988, o metrô de Vancouver-Canadá opera com a tecnologia do motor de indução linear, ligando os locais do evento Expo-86 e a cidade, numa extensão de 21,4 km. O metrô de Toronto-Canadá passou a operar com motor de indução linear a partir de 1989, numa linha auxiliar de 7,1 km de extensão, a "Scarborough Line", que interliga a periferia da cidade com a linha tronco principal. Ambos os sistemas foram desenvolvidos pela Metro Canadá Ltd. e BC Transit, e utilizam a tecnologia do MIL, unilateral, indutor curto, com a placa de reação (secundário) disposta ao longo da via, entre os trilhos (PARKINSON, 1986; Catálogo da BC Transit, 1991). Atualmente esse sistema de transporte é utilizado em linhas de média densidade de tráfego (abaixo de 30.000 passageiros por hora e por direção - phpd). Estuda-se a possibilidade de utilizar essa tecnologia em linhas de alta densidade de tráfego (acima de 30.000 passageiros phpd) em Vancouver. Há um projeto canadense de construir um MAGLEV de alta velocidade (450 km/h) acionado por motores lineares síncronos com núcleo a ar, ligando Toronto e Montreal na extensão de 590 km (MCLEAN, 1988).

Na Inglaterra, as pesquisas sobre motores lineares para aplicação em transporte de passageiros foram iniciadas pela British Rail, no centro de pesquisas de Derby, onde foram ensaiados os primeiros protótipos de motores lineares. Vários veículos propulsos por motores lineares foram desenvolvidos nesse centro, até que em 1984, entrou em operação a linha de Birmingham que ligava o terminal do aeroporto a estação de trem com capacidade de 40 passageiros (atualmente desativada). Segundo JOHNSON et al. (1983), o sistema foi considerado como o primeiro sistema de transporte de passageiros com levitação magnética a entrar em operação comercial no mundo. A configuração do sistema permitia levar o veículo por princípio de atração, independente da propulsão. O sistema de propulsão utilizava a tecnologia do motor de indução linear unilateral, indutor curto, com secundário em forma de placa de reação composta de aço recoberto por uma chapa fina de alumínio. O MIL era acionado por um inversor de frequência variável de 0 a 45 Hz, tipo PWM, potência de 240 kVA e controlado por um microprocessador. O MIL permitia desenvolver a força propulsora máxima era 4 kN a uma velocidade de 15 m/s e entreferro de 20 mm. A concepção do sistema de propulsão permitia desenvolver a frenagem regenerativa, em que o

motor linear funcionava como gerador de indução linear e a energia regenerada era absorvida pela linha de alimentação de 600 volts, corrente contínua.. A via utilizada era um sistema de monotrilhos com 620 metros de extensão e dispostos a 5 metros de altura (NENADOVIC et al., 1985 ; MACLEAN, 1988).

Uma outra linha de pesquisa inglesa envolvendo levitação magnética foi o projeto Wolfson (RHODES et al., 1974; RHODES, 1975). Iniciado em 1973, o projeto foi desenvolvido na Universidade de Warwick, em Coventry-Inglaterra e era constituído de um veículo de 600 kg, com 3 metros de comprimento e um metro de largura e uma via de 600 metros de extensão. O veículo era impulsionado por um motor síncrono linear e usava bobinas supercondutoras para levitação por princípio de repulsão.

Os ingleses desenvolveram extensas pesquisas na área de bombeamento magnético de metais líquidos, tais como: sódio, sódio-potássio, bismuto, utilizados nas torres de refrigeração de reatores nucleares. A utilização de materiais altamente radioativos implica na questão crucial da segurança e confiabilidade. As pesquisas foram feitas nos laboratórios da British Thomson-Houston Co., patrocinadas pelo UK Atomic Energy Authority (BLAKE, 1957). Os metais líquidos trabalham numa faixa de temperatura de 250 a 400 °C sob pressão e vazão variáveis. O conceito utilizado é o mesmo do MHD, onde a parte móvel da bomba eletromagnética linear é o próprio líquido condutor, submetido a um campo magnético gerado pelo indutor (primário do motor). Há diversas concepções que podem ser adotadas: bomba de indução linear plana, bomba de indução em espiral, bomba de indução linear anelar e bombas de indução de corrente contínua ou de corrente alternada. Cada uma delas possui características próprias. Em geral, o rendimento dessas bombas, quando comparadas com as bombas convencionais mecânicas, é baixo, dependendo do tipo da bomba, da ordem de 5 a 40%, em razão do entreferro relativamente grande. Mas trazem vantagens decisivas, tais como: elevado fator de segurança, alta confiabilidade e reduzida manutenção.

A companhia inglesa Linear Motors Ltd., localizada em Loughborough chegou a desenvolver vários tipos de motores de indução lineares (unilateral, bilateral, tubular, disco etc.) e motores síncronos lineares, principalmente para aplicações industriais. Há referências de que já desenvolveu mais de 50 mil motores lineares para as mais diferentes aplicações.

A França apresenta progressos na utilização do motor de indução linear na conformação em "U" também conhecido como motor de Guimbal, com enrolamento tipo "anel de Gramme". Em Glenoble-França foi construída pela Merlin Gerin uma roda de 14 metros de diâmetro, uma das maiores bancadas de ensaios do mundo, destinada a ensaios de motores lineares em escala real à velocidade de até 300 km/h. Vários ensaios foram desenvolvidos nessa bancada e os resultados foram comparados com os parâmetros do modelamento matemático (GIBLIN, 1979; AYASSE, 1981). Um acordo de cooperação franco-alemã foi firmado em 1978 para o desenvolvimento de um sistema de transporte de passageiros em alta velocidade (até 200 km/h) denominado STARLIM, com sistema de levitação por princípio eletromagnético e propulsionado por um motor de indução linear tipo "U". Não há informações sobre a execução do projeto.

Os franceses desenvolveram um modelo de submarino instrumentado, preso a uma carreta móvel que se deslocava sobre trilhos. A operação do sistema permitia simular as condições hidrodinâmicas de veículos submersíveis. O sistema foi construído pela DTCN (Direction Technique des Constructions Navales) em 1983, utilizava um MIL com concepção em "U" para propulsionar a carreta e permitia deslocar submersíveis de 8 toneladas a uma velocidade de até 5 m/s, sob 4 metros d'água (GIBLIN, 1979).

Em CERCEM (Centre d'Etudes et de Recherches de la Cie Electro-Mecanique) localizado próximo a Lyon-França, foi construída uma bancada de ensaio tipo disco com motor de indução linear, bilateral, para permitir vários tipos de pesquisas sobre motores lineares.

Com essa bancada foi possível desenvolver estudos comparativos de um motor de indução linear, bilateral com modelos teóricos, até a velocidade de 115 km/h e frequência de 240 Hz (OBERRETL et al., 1976). A partir daí surgiram dois projetos aplicados ao transporte urbano de passageiros (PELENC & REMY, 1971). Um deles foi o projeto denominado URBA, desenvolvido pela Ecole Centrale Lyonnaise de Lyon-França em 1968, que consistia de um veículo de 8 lugares trafegando em via suspensa. O veículo atingia a velocidade de 50 km/h e utilizava um motor de indução linear bilateral e no induzido, uma placa de alumínio. O outro projeto foi o AEROTRAIN (Figura 13), desenvolvido pela Merlin Gerin em 1969 na cidade de Versailles-França. O projeto consistia de um veículo de 45 lugares, que desenvolvia a velocidade máxima de 180 km/h e utilizava um motor de indução linear bilateral de 350 kW e como induzido, uma chapa de alumínio extrudado.

Figura 13 - AEROTRAIN francês (Fonte: Boldea e Nasar, 1985)

Em 1966, a ferrovia francesa SNCF (Société National de Chemins de Fer) chegou a testar o freio magnético em um trem elétrico de propulsão convencional (motores rotativos de corrente contínua). O sistema atuava como frenagem dinâmica auxiliar e consistia de um

motor de indução linear, em que o primário (indutor curto) do motor era acoplado ao truque do trem e utilizava o trilho comum como secundário do motor (MACHEFET-TASSIN, 1971). Os ensaios de frenagem dinâmica foram realizados a velocidades de até 200 km/h e o esforço máximo de frenagem alcançado foi de 700 kg/metro de motor linear, a 70 km/h. A mesma concepção foi proposta por SANTOS (1973) para dar maior aderência em locomotivas diesel-elétricas, durante a demarragem em aclives e frenagem em declives acentuados. Na França, o freio magnético por motor linear não chegou a entrar em operação comercial. A idéia de usar frenagem magnética em trens não é nova. No clássico manual de tração elétrica editado em 1935, PARODI et TÉCTREL (1935), já mencionavam o uso de um patim magnético para frenagem de emergência em trens urbanos. Este sistema permitia, quando acionado, que os patins grudassem sobre os trilhos.

Sobre a CEI (Comunidade de Estados Independentes) há pouca literatura disponível do estágio em que se encontra a tecnologia do motor linear. De acordo com EPIFANOV (1992), foi construída uma linha de teste de 600 metros em Rameskige, perto de Moscou, para permitir o desenvolvimento de pesquisas com o trem magnético acionado por MIL e para velocidades acima de 200 km/h. Pelas informações da revista *Railway Gazette International*, havia um projeto de construção de uma linha experimental de 60 km de extensão, usando a técnica de levitação e propulsão por MIL para transporte de passageiros, ligando Yerevan ao lago Sevan na Armênia. Pelas referências, sabe-se que há progressos consideráveis na área de máquinas magneto-hidrodinâmicas (MHD), que têm aplicações militares (propulsão submarina), tendo conseguido um rendimento muito bom (LAZARENKO, 1971; RASHCHEPKIN, 1968; EMETS, 1968; OKHREMENKO, 1965). Em outros países que trabalham com as máquinas MHD, para propulsão de navios, o rendimento não alcança mais que 10%.

A literatura registra que há inúmeros países onde se desenvolveram pesquisas de motores lineares, aplicados principalmente para o transporte de passageiros, tais como: Itália,

Polônia, Romênia, Suécia, China, Taiwan, Dinamarca, África do Sul, Índia, Coréia etc. Em geral o desenvolvimento de pesquisas na área de motores lineares nesses países se limitou a construção de modelos reduzidos e aos ensaios em bancadas de teste, na maioria das vezes, para fins acadêmicos. Alguns países como a Romênia e a Coréia chegaram a desenvolver protótipos de veículos acionados por motores lineares em escala real. A Romênia desenvolveu em 1984, um veículo de 3 toneladas com levitação por princípio eletromagnético, o MAGNIBUS 1, propulsado por um motor síncrono linear homopolar (GIERAS, 1994). Atualmente o metrô de Seoul-Coréia já utiliza a tecnologia do MIL, unilateral, indutor curto acoplado ao carro, desenvolvida por uma firma coreana.

Hoje pode-se dizer que o estágio de conhecimento tecnológico do motor linear, a nível mundial, encontra-se dominado e perfeitamente consagrado nas aplicações onde envolvem operações de movimento linear (metrôs, trens, pórticos, transporte de cargas etc.) e processos industriais. Em geral, a dificuldade maior na utilização de motores lineares em diversas outras aplicações se deve a natural inércia em adotar uma nova tecnologia. De qualquer forma, desde a constatação de LATIL (1968) sobre a utilização de motores lineares, de que até há poucas décadas atrás "não se entrevia nenhuma outra aplicação, senão para os movimentos de lançadeiras de teares", há que reconhecer que o progresso verificado foi espantoso.

2.3 Situação Brasileira na Área de Motores Lineares

Em que pese o pouquíssimo investimento até agora realizado no Brasil, as pesquisas sobre o motor linear têm-se limitado a alguns estudos acadêmicos, trabalhos de pós-graduação e participação em congressos. FALCONE (1982) queixava-se que pouco ou nada havia sobre trabalhos referentes a motores lineares publicados em língua portuguesa.

Somente nos últimos quatro anos, dada a possibilidade do emprego de motores lineares no sistema de metrô, tem havido algum interesse por essa tecnologia na comunidade científica do Brasil, considerando como "termômetro" o número de publicações em revistas especializadas ou anais de congressos. Apenas para exemplificar: trabalho de IVANOFF et al. (1989) sob o título "Motores Lineares - Sua Aplicação ao Transporte Metroviário", apresentado no Congresso de Sistemas de Transportes Sobre Trilhos - Recife; trabalho de CARDOSO (1992) intitulado "Análise de um Motor de Indução Linear Alimentado por Correntes Desequilibradas", apresentado no Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo Aplicado - Belo Horizonte; vários artigos sobre motores lineares publicados pela revista Engenharia (No 488/92) editada pelo Instituto de Engenharia (IE) por engenheiros do METRÔ/SP; artigo na revista Eletricidade Moderna (janeiro/1995) publicado por SIMONE et al. (1995) sob o título "Motores de Indução Lineares". Além desses artigos, há vários outros publicados em anais de congressos.

A Escola Politécnica-USP chegou a implementar um curso de extensão universitária sobre "Capacitação de Recursos Humanos em Motores Elétricos Lineares". Segundo BARBOSA (1993), o curso foi dado para "estimular um maior envolvimento das universidades com os vários Grupos de Trabalho criados no Metrô-SP, com a finalidade de promover a utilização da tecnologia mais adequada às necessidades e condições do metrô".

Com relação ao projeto e montagem de motores lineares, somente há referências sobre protótipos de motores de indução lineares em escala reduzida. As principais realizações conhecidas são: modelo de MIL, unilateral, indutor curto e fixo, secundário em forma de pista linear de chapa de ferro, alimentação trifásica, tensão constante de 60 Hz, construído na USP-São Carlos em 1972; bancada de teste de MIL, bilateral, dois estatores ativos e fixos, secundário em forma de disco giratório constituído de material não ferromagnético, alimentação trifásica, tensão constante de 60 Hz, construída na UNESP-Bauru em 1992;

modelo de MIL, unilateral, secundário em forma de pista linear de chapa de ferro, construído pelos alunos de engenharia elétrica de FESP-São Paulo em 1994; modelo de MIL, unilateral, secundário em forma de pista linear de ferro, construído pelos alunos de engenharia elétrica da Politécnica-USP em 1994; modelo de MIL para pórtico, unilateral, secundário ferromagnético, montado pelos engenheiros da VILLARES-São Paulo; protótipo de MIL tubular, bifásico de 8 polos para acionamento de disjuntor a vácuo construído pela EQUACIONAL-São Paulo em 1994; bancada de teste de MIL, unilateral, indutor curto móvel, secundário em forma de pista circular de ferro e alumínio, alimentação por inversor de frequência, construído no IPT.

Na área de inversores para acionamento de motores lineares são maiores as dificuldades no país. Existem várias teses e dissertações nas universidades brasileiras que analisam tipos variados de inversores com estratégia de controle apropriada para acionamento de motores de indução rotativos. Esse tipo de análise não se aplica, na maioria das vezes, às máquinas lineares, devido às assimetrias e ao efeito das extremidades.

Não há referências de que tenha sido desenvolvido no país um trabalho específico para sistema de acionamento de motores lineares utilizando uma fonte trifásica de frequência variável. Isto sem dúvida, seria essencial para comprovar as simulações realizadas em modelos matemáticos de motores lineares desenvolvidas nas teses e dissertações para aplicação em propulsão de veículos. Uma pesquisa bibliográfica mostrou que a nível nacional existem 3 teses (uma de livre-docência e duas de Doutorado) e 4 dissertações de mestrado:

a) GUERINI (1972) apresentou tese de doutorado na Escola de Engenharia de São Carlos - USP sobre o título "Contribuição ao Estudo de Motores Lineares de Indução". O trabalho de GUERINI não traz propriamente o desenvolvimento de um modelo matemático para determinação de parâmetros de desempenho do MIL, tal que pudesse ser comparado

com alguns dados práticos. Mas pode ser creditado a ele o pioneirismo, salvo manifestação em contrário, em ter construído o primeiro motor de indução linear no Brasil. Com efeito, foi montado protótipo em escala reduzida de um motor de indução linear de indutor curto e fixo, unilateral de 2 polos, passo polar de 75 mm e potência estimada de 0,5 CV, que se desloca sobre rodas em uma pista reta de chapa ferromagnética. O MIL era acionado por uma fonte trifásica de 220 volts e frequência constante de 60 Hz. Alguns dados práticos, como: tensão, corrente, velocidade, rendimento, foram extraídos do protótipo com base no modelo em Circuito Equivalente.

b) FALCONE (1982) apresentou tese de livre-docência na Escola Politécnica da Universidade de São Paulo sobre o título "Proposta para uma Nova Aplicação dos Motores Planos de Indução". A tese de FALCONE apresenta considerações teóricas sobre os principais problemas e efeitos que ocorrem no motor de indução linear e propõe a sua utilização em mesas transportadoras de chapas quentes em indústria siderúrgica. Apresenta um modelo em Circuito Equivalente do motor de indução linear. Para calcular a resistência e a indutância de dispersão das barras condutoras nas ranhuras do primário, FALCONE propôs uma metodologia de cálculo por elementos finitos. Para comprovação de teoria, foi montado um protótipo com apenas uma ranhura e com um condutor não magnético, alimentação por tensão variável e frequência constante de 60 Hz. O objetivo principal do trabalho era o de medir a resistência do condutor e a indutância de dispersão correspondentes à ranhura. A partir daí são determinados os parâmetros do Circuito Equivalente. Não foi desenvolvido um protótipo tal como citado na proposta, mesmo em escala reduzida, que pudesse comprovar a funcionabilidade do sistema e os resultados teóricos.

c) SIMONE (1989) apresentou trabalho de dissertação para mestrado na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia sobre o título "Uma Contribuição ao Estudo dos Conversores Assíncronos Lineares". SIMONE apresentou um

modelo em Circuito Equivalente e um protótipo em escala reduzido de um motor de indução linear de indutor curto e móvel, alimentado por uma fonte de tensão, 60 Hz.

d) SIMONE (1992) apresentou tese de doutoramento na Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP sobre o título "Conversores Assíncronos Lineares de Dupla Face - Teoria e Projeto". Neste trabalho SIMONE apresentou uma boa base teórica sobre os princípios que regem o funcionamento do motor de indução linear bilateral para baixa velocidade, baseada na teoria de Yamamura, Nasar e Boldea destinado principalmente às aplicações industriais. O modelamento foi feito com base na teoria eletromagnética e conceitos utilizados no Circuito Equivalente. A partir disso, foi desenvolvida uma técnica de projeto para motores de indução lineares bilaterais, levando em consideração os efeitos prejudiciais que afetam o desempenho dos mesmos. Para comprovação teórica, foi montado, em escala reduzida, protótipo de um motor de indução linear bilateral, de dois estatores ativos e fixos, secundário em forma de disco giratório não ferromagnético, acionado por uma fonte trifásica de tensão variável e frequência fixa de 60 Hz. Para obter a curva de força propulsora em função do escorregamento foi usado um freio de "Prony". Os resultados práticos foram comparados com os dados teóricos, conseguindo uma boa margem de aproximação para velocidades de até 15 m/s.

e) CREPE (1992) apresentou trabalho de dissertação para mestrado na Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP sobre o título "Circuito Elétrico Equivalente para Conversores Assíncronos Lineares". Neste trabalho CREPE apresenta um desenvolvimento analítico dos efeitos físicos que afetam o motor de indução linear bilateral, com dois estatores ativos fixos e secundário não ferromagnético, com base em teorias existentes. A partir daí é apresentado um modelo em Circuito Equivalente considerando os fatores de correção desses efeitos. Os dados experimentais levantados na bancada de teste da UNESP-Bauru, de força de propulsão x velocidade, rendimento x velocidade, fator de potência x velocidade, foram comparados com os dados obtidos na simulação computacional com

operação em corrente constante e também em tensão constante. Os resultados mostraram valores compatíveis entre eles, para baixas velocidades.

f) MOREIRA (1992) apresentou uma dissertação para mestrado no COPPE - Universidade Federal do Rio de Janeiro sobre o título "Contribuição à Modelagem de Motores Lineares de Indução". Neste trabalho MOREIRA apresenta os conceitos básicos presentes no estudo de motores de indução lineares. Com base nisso é apresentado um modelo unidimensional a partir da teoria eletromagnética de campos e ondas elaborada por Yamamura, considerando os efeitos longitudinal de extremidade e transversal de borda. Os parâmetros teóricos obtidos por simulação computacional de um motor de indução linear bilateral, com dois estatores ativos e fixos, com o secundário constituído de material não ferromagnético, são comparados com os dados experimentais levantados na bancada de teste da UNESP-Bauru, com resultados compatíveis.

g) BENITES (1993) apresentou uma dissertação para mestrado na Escola Politécnica da Universidade de São Paulo sobre o título "Simulação de Estruturas Ferromagnéticas com Meios em Movimento pelo Método dos Elementos Finitos: Uma Aplicação ao Motor de Indução Linear". Neste trabalho, BENITES utiliza a técnica de elementos finitos para análise das equações de campo de máquinas lineares. Foi feita a simulação teórica em um motor de indução linear unilateral de dois polos, para a obtenção da distribuição do fluxo magnético no entreferro. Nenhum protótipo foi montado para comprovação dos dados teóricos.

Todos os trabalhos apresentados até o presente momento foram direcionados ao estudo do MIL, unilateral ou bilateral, acionados por uma fonte de tensão alternada e frequência constante de 60 Hz. Pelo menos no Brasil, as pesquisas sobre as técnicas de levitação magnética continuam inexploradas.

Dado o interesse despertado pelo assunto “motores lineares” nas universidades e institutos de pesquisas, é de supor que novos trabalhos de pós-graduação venham a ser apresentados em pouco tempo. Em função do exposto, seria interessante que os pesquisadores diversificassem o trabalho, no sentido de estudar outras alternativas ou concepções diferentes, como por exemplo, o motor síncrono linear. De qualquer forma, o estudo do MIL num país onde o assunto é pouco explorado, pode ser um ponto de partida importante para outras etapas mais avançadas de pesquisa a serem realizadas em universidades e institutos de pesquisas.

2.4 Perspectivas de Desenvolvimento de Motores Lineares no Brasil

O domínio da capacitação de uma nova tecnologia normalmente passa pelo famoso "tetraedro de desenvolvimento". Os agentes que compõem esse tetraedro devem agir de forma coordenada e globalmente para alcançar os objetivos. São eles: o mercado consumidor que precisa estimular o consumo e saber especificar corretamente os produtos; as universidades e centros de pesquisas que precisam dar o necessário respaldo tecnológico; o agente financiador que precisa estar disposto a sustentar o projeto de desenvolvimento, e a indústria nacional que necessita adaptar seus recursos para aquisição do "know how" necessário para a produção.

Não há referência de que uma empresa nacional, após trabalho de pesquisa, tenha desenvolvido um motor linear para aplicação industrial em escala comercial. Há poucas referências sobre desenvolvimento de protótipos de MIL pela indústria nacional. Os engenheiros da Indústria VILLARES S/A (atual GEVISA) desenvolveram em caráter experimental, um carro impulsionado por um MIL para acionamento de pórtico rolante.

Outra referência diz respeito a EQUACIONAL do Prof. Falcone, que desenvolveu um protótipo de motor linear tubular de 8 polos, bifásico, 60 Hz, para dispositivo de acionamento de uma chave disjuntora a vácuo.

Em outros países, o governo tem realizado investimentos pesados, da ordem de alguns bilhões de dólares, em programas de pesquisa de motores lineares nos mais diversos campos de aplicação. Os esforços convergem para o desenvolvimento de produtos para o mercado consumidor e capacitação tecnológica na área. A maioria dos programas de pesquisa e desenvolvimento caracteriza-se pela atuação conjunta entre os institutos de pesquisas, universidades e indústrias, com a participação de milhares de pesquisadores e técnicos especializados. Esse fenomenal esforço concentrado permitiu a assimilação total do conhecimento tecnológico na área de motores lineares por parte desses países.

No Brasil, além da escassez de recursos, a pesquisa é feita por poucos pesquisadores, que de forma isolada procuram concluir com algum interesse trabalhos de escopo limitado, para fins acadêmicos. Infelizmente as perspectivas não são muito boas. Será difícil viabilizar um projeto de envergadura no país, pois os cortes de investimentos públicos no setor de pesquisa e desenvolvimento têm sido rotineiros. A dinâmica do setor como um todo, depende quase que exclusivamente da conjuntura econômica em que o país se encontra.

No que se refere ao parque metro-ferroviário brasileiro, pode-se dizer que é caracterizado por uma forte dependência tecnológica estrangeira. Normalmente a política adotada pelo setor quanto a investimento em material rodante e sinalização, é de importar o "pacote tecnológico", já que na maioria das vezes o "pacote" é casado com financiamento externo. Depois disso, as firmas operadoras (METRÔ, CPTM, FEPASA, RFFSA etc.) procuram proceder a um trabalho de nacionalização de componentes e equipamentos. No caso da tecnologia do motor linear, presume-se que haja, no mínimo, dificuldades em fugir a regra. Há entretanto, alguns projetos de transporte urbano de passageiros que foram implantados

no país, em que participou um consórcio de firmas, onde o índice de nacionalização dos equipamentos em termos de peso foi elevado, chegando a 90%. São firmas que atuam há algum tempo no mercado nacional e que tradicionalmente fornecem equipamentos metro-ferroviários, tais como: COBRASMA, MAFERSA, ABB, GEVISA, CEGELEC, SIEMENS, TECTRAN, GEC ALSTHOM, FNV etc. Há ainda uma infinidade de firmas de pequeno porte, de capital nacional, que fabricam componentes e equipamentos metro-ferroviários. Inclusive, algumas dessas firmas citadas, são filiais ou "joint venture", que na matriz de origem, já oferecem comercialmente um veículo de transporte de passageiros com a tecnologia do motor linear. Infelizmente não é tão simples "importar" a tecnologia do motor linear através dessas firmas. Além do custo do investimento que é pesado, há que ver também o pagamento de "royalties" para cobrir o custo de desenvolvimento no país de origem.

De acordo com as informações da Revista Ferroviária (1994), o atual prefeito carioca César Maia estaria estudando a possibilidade de implantar um trem japonês de levitação magnética, o HSST (High Speed Surface Transport), ligando o bairro da Barra de Tijuca, na zona oeste, ao centro da cidade, passando pela zona sul. Pelo lado brasileiro, foi criado até o Consórcio HSST do Brasil, que espera implantar o projeto em dois anos (até 1997?) ao custo total de U\$ 800 milhões, o que dá um custo estimado de U\$ 14 milhões/km. Pelo que se sabe, a principal dificuldade em viabilizar a obra está em encontrar financiamento do projeto pelo lado brasileiro (metade do custo). O tipo de veículo utilizado com via suspensa e exclusiva, levitado por bobinas de corrente contínua e propulsionado por MIL unilateral, a julgar pela literatura japonesa existente, leva a crer que é de média capacidade de tráfego (entre 10.000 a 15.000 pdph). De qualquer forma, o sistema ainda não foi testado em operação comercial, com todos os subsistemas funcionando (sinalização, mudança de via, controle de tráfego etc). Por enquanto, só há linhas experimentais no Japão, operando a baixas velocidades.

De qualquer forma, já foi visto que o campo de aplicação de motores lineares é muito amplo. A técnica de construção do motor de indução linear de estator curto é relativamente simples. Não seria de todo impossível alguma firma nacional investir na tecnologia do MIL para aplicações industriais, principalmente onde não há necessidade de dispor de uma fonte de frequência variável. Não há nada que impeça uma firma de produzir um modelo de acionamento de pórticos, por exemplo, em escala comercial. A tecnologia está disponível e existe mercado para esse tipo de produto.

O desenvolvimento de inversores de frequência variáveis foi o fator que permitiu viabilizar a utilização do motor linear em tração elétrica. Mas no Brasil há uma lacuna muito grande nessa área. No mercado nacional há dezenas de firmas que produzem inversores de frequência para acionamento de motores rotativos de corrente alternada, trifásica e para velocidades variáveis. A concepção de montagem utilizada nesses inversores, na maioria das aplicações práticas, não serve para acionamento de motores lineares. Há problemas específicos nos motores lineares, como o desequilíbrio de correntes nas fases devido ao efeito das extremidades, fato que não existe nas máquinas rotativas.

Na área de acionamento de motores lineares é possível encontrar várias concepções diferentes, cada uma com características próprias. O desenvolvimento de inversores especiais para motores lineares (campo orientado, número inteiros de ciclos etc.) caracteriza-se como "estado de arte" nas universidades, onde diversos trabalhos de pós-graduação estão em andamento. No mercado nacional, algumas firmas como a RELIANCE ELÉTRICA, já estão montando um inversor de frequência que usa a técnica de controle vetorial, com tecnologia importada, que atende basicamente algumas aplicações especiais de motores rotativos.

A indústria nacional, que constitui o mais moderno complexo fabril da América Latina, está apta a assimilar a tecnologia do motor linear para aplicação em transporte de passageiros em

conjunto com universidades e institutos de pesquisas. Com uma engenharia competente, possui alto grau de inependência tecnológica para conceber todas as fases do projeto.

2.5 Perspectivas Futuras de Aplicação de Motores Lineares

Porque a tecnologia do motor linear ainda não está sendo largamente empregada nas mais diversas aplicações? Esta é a pergunta que se faz frequentemente, uma vez que lhe confere vantagens significativas, na maioria das aplicações, em relação ao motor rotativo. A resposta pode não ser tão óbvia. A história mostra que é sempre difícil operar uma mudança radical no mercado consumidor, de uma hora para outra, nas aplicações onde o uso de uma determinada tecnologia já está consagrado. Apesar de ser uma tecnologia centenária, foi somente nos últimos 30 anos que o progresso na área de aplicação de motores lineares caminhou a passos largos. Isto se deu principalmente em função do desenvolvimento de novas tecnologias, principalmente na área de materiais e sistemas de acionamento e controle. De qualquer forma, observa-se que nos últimos anos o panorama vem se alterando aos poucos. Hoje, o motor linear já substitui com vantagens muitas das possíveis aplicações.

Tudo leva a crer que nas décadas seguintes a utilização do motor linear será em grande escala, nos mais diversos campos de aplicações industriais, espaço-militares, transporte de passageiros, robótica, siderurgia etc. Sem dúvida, a preocupação em reduzir os custos e aumentar a eficiência de produção será o fator preponderante que norteará a substituição por essa tecnologia.

Como destaca CABRITA (1989) não é o caso de substituir radicalmente os acionamentos rotativos convencionais por motores lineares, mas buscar uma solução mais competitiva, principalmente em situações específicas onde o movimento linear esteja presente.

As aplicações que já substituem com vantagens em relação ao convencional, em acionamento de baixa velocidade à frequência constante são: pórticos, pontes rolantes, portas deslizantes, transporte de gusa em alto fornos, cintas transportadoras, escadas rolantes, antenas de radar, acionamento de turbinas, acionamento de tambores de enrolamento de papel, bombeamento de metais líquidos nos reatores nucleares, posicionadores etc. O Handbook of Linear Motor Applications de Hamada, publicado no Japão em 1986, cita mais de 50 exemplos de aplicações de MIL em operação ou em processo de implantação (GIERAS, 1994).

Nos processos de usinagem de altíssima precisão e com velocidades acima de 10 m/minuto, a alternativa do uso de motores lineares pode ser decisiva. SOGABE (1996) expõem uma série de vantagens da aplicação de motores lineares em relação aos motores rotativos em máquinas ferramentas e algumas questões que precisam ser solucionadas no futuro. SOGABE (1996) destaca que é quase impossível alcançar a mesma eficiência, aliando usinagem em alta velocidade e alta precisão, encontrada em motores lineares, devido a alta rigidez dos componentes e ausência de partes rotativas dos mesmos.

Outras aplicações que poderão ser utilizadas num futuro próximo: elevadores de prédios, abertura de comportas, acionamento de antenas direcionais, lemes e hélices de navios, máquinas ferramentas, marca-passo, tracionamento de locomotivas, propulsão eletromagnética de navios e submarinos, lançamento de projéteis e satélites etc.

É de se prever progressos também na área de supercondutores, um fenômeno que ocorre a baixíssimas temperaturas. A obtenção de materiais supercondutores à temperaturas próximas da ambiente, irá conferir vantagens adicionais, tais como: aumento de densidade linear de corrente, aumento de forças específicas, aproveitamento de toda a superfície periférica do estator, uma vez que permitiria um campo magnético de alta intensidade sem a necessidade

de núcleos magnéticos etc. É claro que essas vantagens adicionais se aplicam também às máquinas rotativas. De qualquer forma, a possibilidade de utilizar supercondutores à temperaturas mais elevadas em algumas aplicações especiais como trem de levitação magnética e propulsão eletromagnética de navios, tornaria a operação desses sistemas de transporte bastante viável e atraente.

Na área de propulsão eletromagnética de navios e submarinos, três países: Estados Unidos, Rússia e Japão, estão concentrando esforços com o objetivo de desenvolver protótipos em escala real com rendimento elevado (DOSS et al., 1993). A principal razão para esse interesse, segundo WALKER et al. (1992), é que a propulsão eletromagnética, principalmente de submarinos, não produz quase ruído, com a possibilidade de não ser detectado pelos sonares. Mas, há alguns problemas a serem solucionados, como rendimento baixo e poluição de gás clorídrico por eletrólise da água do mar. O rendimento desse tipo de propulsão é bastante baixo, da ordem de 7% a 10%. DOSS et al. (1993) acreditam que para esse sistema tornar-se mais atrativo, com rendimento acima de 60%, há necessidade de desenvolver bobinas supercondutoras que produzam campo magnético da ordem de 10 a 20 Tesla. Atualmente, as informações provenientes dos Estados Unidos e da Rússia são bastante reservadas, em razão do caráter militar que reveste essas pesquisas. Mas, de acordo com a revista Techno Japan (1994), pesquisadores japoneses da STANRIM (Science and Technology Agency's National Research Institute for Metals) conseguiram desenvolver bobinas supercondutoras, à base de óxido de bismuto, com densidade de campo magnético de 21,8 Tesla (maior valor conseguido no mundo), abrindo excelente perspectiva para aplicação em propulsão eletromagnética. A Shipbuilding Promotion Center of Japan anunciou a construção de um navio de 60 toneladas de deslocamento e 18 metros de comprimento, que pode funcionar inclusive como submarino, de propulsão eletromagnética, usando bobinas supercondutoras de alta performance e que pode navegar a velocidade de até 100 nós (Revista Technocrat, 1985).

Figura 14 - Concepção futurística de um navio por propulsão eletromagnética
(Fonte: Revista TTMJ, 1994)

Em 1865, no clássico de ficção científica *DA TERRA À LUA*, o francês Júlio Verne escolheu um enorme canhão cravado no solo como um meio de propulsão do projétil tripulado destinado a conquistar o satélite. Um século depois, a viagem tornou-se realidade, mas por meio de poderosos foguetes. Entretanto, o escritor não estava de todo errado ao imaginar que canhões poderiam levar coisas ao espaço.

A NASA (National Aeronautics and Space Administration) tem desenvolvido muitos estudos teóricos nas últimas três décadas sobre propulsão eletromagnética (FAIR et al., 1988; FAIR et al., 1989). O canhão eletromagnético não enfrenta limitações, como por exemplo, no canhão tradicional, onde a aceleração do projétil é limitada pela taxa de

expansão dos gases que resultam da explosão que, por sua vez, é definida por uma lei física relacionada com a velocidade do som. Especialistas calculam que pequenos satélites poderão ser colocados em órbita com um custo da ordem de 10 vezes menor do que se fossem lançados por foguetes. Simulações feitas em computador com o canhão eletromagnético atestam que poderiam ser lançados artefatos de até 500 kg, que seriam usados, por exemplo, no reabastecimento de futuras estações orbitais permanentes. MARK (1989) destaca que a propulsão eletromagnética seria um excelente sistema para impulsionar artefatos ou naves espaciais no espaço, uma vez alcançada a órbita terrestre, por exemplo, de uma órbita para outra, ou de uma órbita para a superfície lunar e vice-versa.

Para aplicações em propulsão de projéteis para hipervelocidades (até 20 km/s), LAITHWAITE (1995) destaca que o motor de indução tubular deverá ser a alternativa mais viável em razão de algumas vantagens em relação aos outros tipos de motores lineares.

Mas são nas aplicações do motor linear para o transporte de passageiros que se têm tornado uma realidade cada vez mais promissora. Atualmente, a tecnologia do motor de indução linear já é utilizada nos metrô de diversos países, um sistema de transporte que é considerado de baixa velocidade (<100 km/h) e que exige alta confiabilidade e segurança total.

A concepção operacional do metrô costuma ser de alta densidade de tráfego para as linhas troncos principais que passam por regiões de alta concentração urbana e de média densidade de tráfego para as linhas auxiliares e de interligação. Já os sistemas de transporte de alta velocidade (>100 km/h) são utilizados para longas distâncias, ligando metrópoles.

Não há dúvida que trens com levitação magnética de alta velocidade propulsionados por motor linear síncrono ligarão as grandes cidades no futuro. Distâncias como São Paulo a Rio

de Janeiro poderão ser cobertas em pouco mais de 1 hora de viagem, competindo com o avião da ponte aérea. Caso seja aproveitado o leito de uma linha férrea convencional já existente como a RFFSA entre São Paulo e Rio de Janeiro, há a vantagem adicional de os passageiros poderem descer diretamente nos centros dessas cidades.

De acordo com o Eng. Peter Alouche¹ do METRÔ/SP, a possibilidade de implantação da tecnologia do motor linear nas próximas linhas a serem construídas em São Paulo são muito grandes. Deve-se destacar que a característica do metrô de São Paulo é de alta densidade de tráfego, tanto nas linhas atuais (Norte-Sul, Paraíso-Clínicas e Leste-Oeste) como nas linhas projetadas (Luz-V. Sônia, Capão Redondo-Sta. Cruz). Ainda não está claro se essa tecnologia vai ser aplicada em linhas de alta ou média densidade de tráfego.

Pesquisas realizadas na Alemanha e Japão demonstraram que os veículos com levitação magnética e propulsionados por motores lineares síncronos são uma ótima solução para os problemas de transporte moderno nas grandes metrópoles.

UHER (1989) da Universidade de Carnegie Mellon - Pittsburgh, em um estudo feito sobre as necessidades futuras de transporte em grandes cidades, destaca que um sistema de transporte por levitação magnética será dominante nas próximas décadas, onde a densidade de tráfego não seja pesada, por ser um veículo leve de alta eficiência, de grande flexibilidade e provocar um mínimo de perturbação físico-ambiental. O sistema será usado principalmente como um meio de ligação entre aeroportos/centros urbanos e periferia/centros urbanos

1 - Informações dadas no Seminário Sobre Tecnologia Ferroviária realizada no IPT em novembro/1993.

A Figura 15 ilustra a concepção futurística de um trem de passageiros com levitação magnética num centro urbano

Figura 15 - Concepção de um trem com levitação magnética.
(Fonte: Catálogo da AEG, 1992)

O transporte de passageiros em alta velocidade por levitação magnética ainda é um sistema relativamente caro, quando comparado com um sistema convencional tipo TGV francês ou Shinkansen japonês, da ordem de duas a três vezes. Isto levou o prof. Eastham da Universidade de Queens a afirmar que o MAGLEV canadense de alta velocidade "só será economicamente viável para o Canadá, a partir do ano 2000" (HOPE, 1984). No entanto, vários países estudam a possibilidade de implantar o sistema TRANSRAPID alemão com

levitação eletromagnética, tais como: Estados Unidos da América, no trecho Los Angeles-Las Vegas (450 km); Europa, no trecho Paris-Frankfurt (515 km); Arábia Saudita, no trecho Jeddah-Mecca-Riyadh (1420 km); Austrália, no trecho Melbourne-Sydney (810 km); Coreia, no trecho Seoul-Pusan (500 km); Taiwan, no trecho Taipei-Kaosiun (380 km).

Para o transporte urbano de passageiros, ainda não está bem claro o tipo de concepção de motor linear que será predominante no futuro. De qualquer forma, pelo que se percebe, a tendência é utilizar um veículo com sistema de levitação magnética com motor síncrono linear, estator longo na via e ímãs permanentes no veículo para transporte em média e baixa densidade de tráfego e um veículo com sistema de motores de indução lineares, estator curto no veículo e placa de reação na via, com rodas normais em vias convencionais para transporte de alta densidade de tráfego. Desde 1994, o metrô de Tóquio-Japão opera com um trem acionado por motor de indução linear com característica de alta densidade de tráfego.

Muitas das aplicações em evidência ainda estão na fase experimental ou em escala piloto, mas o tratamento dado pelos pesquisadores do mundo todo nas três últimas décadas, conforme atestam as centenas de artigos publicados nas revistas especializadas, além de livros em fase de publicação, prevê um futuro muito promissor nas várias aplicações sugeridas para máquinas lineares.

2.6 Considerações Finais

A idéia básica deste capítulo foi mostrar os diferentes estágios de desenvolvimento ocorridos com o motor linear nos mais diversos campos de aplicação. Foi dado um enfoque especial na aplicação em transporte de passageiros. Esse interesse se deve, além de ser o

tema principal da dissertação, pelo fato de o autor trabalhar na área de tração elétrica. Assim, foi possível acompanhar passo a passo, desde os primórdios até os tempos mais recentes, o que houve de mais importante, em termos de desenvolvimento e progressos ocorridos na aplicação de motores lineares, além da tração elétrica, mas também nos setores industriais, aero-espaciais, navais etc. Feito isso, é possível vislumbrar um panorama geral das tendências tecnológicas atuais no mundo e saber um pouco dos principais motivos pelos quais o motor linear está novamente em evidência, depois de décadas de abandono.

O volume de trabalhos publicados sobre motores lineares em revistas especializadas, todos os meses, nos últimos tempos é muito grande. Sempre aparecem novidades, principalmente sobre novas aplicações. Isto mostra que a cada dia amplia-se o campo de pesquisa na área de motores lineares, a níveis nunca imaginados. O cenário do futuro apresentado neste trabalho, mostra a tendência de um domínio sem precedentes dessa tecnologia nas mais diversas aplicações.

No Brasil foi visto que o campo de pesquisa e desenvolvimento de motores lineares ainda é bastante restrito. Praticamente está limitado aos meios universitários. Espera-se, no mínimo, que o interesse despertado nos meios acadêmicos continue a encorajar novos trabalhos. Foi visto que o projeto de alguns tipos de motores lineares pode ser facilmente assimilado pela indústria nacional.

CAPÍTULO 3

MOTOR LINEAR NA TRACÇÃO ELÉTRICA: PRINCIPAIS TÉCNICAS E CONCEPÇÕES UTILIZADAS

3.1 Considerações Iniciais

Desde o começo deste século, a possibilidade de aplicação de motores lineares para tracionar veículos de passageiros vem sendo discutida por vários especialistas. Zehden foi um dos precursores, chegando a projetar, em 1905, um sistema de transporte de passageiros por motores lineares nos moldes atuais. Mas somente a partir da década de 70 é que foram concretizados alguns projetos importantes para transporte público, principalmente para pequenas distâncias. Em vários países, essa tecnologia está sendo aplicada no sistema VLT (Veículo Leve de Transporte) e para o metrô de média capacidade de tráfego, onde a velocidade máxima pode alcançar 100 km/h e o grau de confiabilidade e de segurança do sistema deve ser bastante elevado.

Para o caso de veículos de alta velocidade, acima de 200 km/h, existem várias concepções de motores lineares que estão, atualmente, sendo objetos de pesquisas em vários países e apresentam algumas particularidades que não serão discutidas aqui. A concepção utilizada para esse tipo de veículo é para transporte de passageiros de longa distância.

3.2 Vantagens e Desvantagens do Motor Linear na Tração Elétrica

Em muitas das aplicações discutidas no capítulo anterior, as vantagens do sistema de acionamento por motor linear em relação ao convencional são decisivas. Neste tópico, procura-se analisar as vantagens e as desvantagens do motor linear para aplicação em sistemas de transportes de passageiros.

Existem vários fatores que permitem justificar o emprego de motores lineares em relação aos motores rotativos, na aplicação em tração elétrica de veículos.

O interesse na aplicação dos motores lineares ao transporte urbano de passageiros decorre basicamente da perspectiva de se conseguirem reduções significativas nos custos de implantação em relação ao sistema convencional. No caso do trem magnético com levitação para aplicações em baixas velocidades, há a vantagem adicional de não apresentar poluição sonora.

A economia de investimento devida à aplicação de motores lineares se explica por duas razões principais. Em primeiro lugar, porque o esforço de tração não varia com as condições da superfície de contato roda-trilho; em segundo lugar, a altura do conjunto truque-roda pode ser sensivelmente reduzida. Em consequência, a área da secção a ser escavada, em túneis, se reduz bastante quando comparada com as soluções convencionais. Estudos realizados por pesquisadores japoneses indicam uma redução no diâmetro dos túneis em cerca de 25% e cerca de 50% no volume de escavação (Catálogo da Japan Railway Information, 1991).

A Figura 16 ilustra a comparação feita com as secções dos túneis do metrô de Osaka entre o sistema convencional de média capacidade de tráfego com sistema de motor linear. Os limites mínimos de curvatura também podem ser reduzidos de 100 metros para 50 metros.

(a) Motor Linear

(b) Metrô Convencional

Figura 16 - Comparação da Seção de Túneis

No sistema convencional, todo o esforço trativo é transmitido pelo contato mecânico entre as rodas e o trilho. Esta área de contato denominada "Elipse de Hertz", provocada pela deformação das duas partes, é que vai manter, através do coeficiente de atrito, a capacidade do trem de desenvolver a partida. Assim, dado o peso normal (P_n) entre as rodas e o trilho, pode-se dizer que a capacidade de tração do trem será dada por (TOLEDO et al., 1988):

$$F_t = f_{\mu} \cdot P_n \quad (3.1)$$

Em geral, o coeficiente de atrito é um fator que depende muito das condições da via permanente (trilho seco, úmido, com óleo etc.) e das influências do veículo motor (oscilações da suspensão, inércia das massas girantes, efeito "cabragem"², variação do conjugado motor etc.).

Por outro lado, uma das formas de relacionar o coeficiente de atrito " f_{μ} " com a velocidade " v " do veículo dada em (km/h) é através da equação de Parodi (TOLEDO et al., 1988)

$$f_{\mu} = 0,22/(1 + 0,01.v) \quad (3.2)$$

Analisando as equações (3.1) e (3.2) verifica-se uma certa limitação técnica do sistema convencional. Quanto maior a velocidade, menor o coeficiente de atrito, limitando o esforço trativo desenvolvido nas rodas, propiciando a perda de aderência do trem.

Há um outro aspecto importante na tração convencional que são os esforços de resistência específica (r_n) ao movimento do veículo. Admitindo um trecho reto e plano, a força de resistência específica ao movimento do veículo em função do peso pode ser dada pela equação clássica de Davis Jr (TOLEDO et al., 1988):

$$r_n = \alpha_1 + \alpha_2.v + \alpha_3.v^2 \quad (3.3)$$

2 - O efeito "cabragem" é a ocorrência de patinação dos eixos dianteiros de um trem tracionado por locomotivas diesel-elétricas, devido a tendência de alívio dos mesmos durante a partida. Num veículo elétrico tipo metrô, essa influência é pouca acentuada.

onde: $\alpha_1 = 0,65 + 13,15/P_n$

$$\alpha_2 = 0,028$$

$$\alpha_3 = 0,0046 \text{ S}/(n.P_n)$$

Na equação (3.3) a parcela (α_1) refere-se ao atrito de rolamento e mancais dos rodeiros, a parcela (α_2) refere-se ao atrito dos frisos das rodas com o trilho e finalmente a parcela (α_3) é devido ao atrito aerodinâmico de deslocamento do veículo. Para os trens de alta velocidade a influência dos túneis é uma parcela significativa na equação (3.3). Segundo SAIJO (1976), as resistências aerodinâmicas podem aumentar em cerca de 75%, dependendo do comprimento dos túneis.

A potência mecânica (P) requerida para tracionar veículos no sistema convencional (Figura 17a) é em função do esforço de tração tangencial específico desenvolvido nas rodas (F_t) e da velocidade (v), dada pela equação (3.4).

$$P = F_t \cdot v \quad (3.4)$$

Mas o trem acelera em função da equação 3.5:

$$F_t - Fr_n = (P_{eq}/g) \cdot a_t \quad (3.5)$$

Na equação (3.5), Fr_n é em função de r_n , a aceleração total (a_t) do trem tem duas componentes, uma medida por acelerômetro (a_c) e outra dada pela influência das rampas ($\pm a_r$).

$$a_t = a_c \pm a_r \quad (3.6)$$

No caso da tração ser feita por motor linear, a composição resultará mais leve uma vez que não necessita de aderência e, em consequência, a potência específica requerida torna-se bem menor que no sistema convencional. Se o sistema de tração por motor linear for acompanhado de levitação, então as parcelas (α_1) e (α_2) da equação (3.3) tornam-se desprezíveis. Nessa análise não foi considerada a resistência magnética associada ao sistema de levitação que alguns autores levam em consideração, acrescida à resistência do ar.

Figura 17 - Comparação entre tração convencional e com motor linear

O esforço de tração no caso de motores de indução lineares (ver Figura 17b) é consequência direta de interações eletromagnéticas entre duas partes em que se divide o motor linear: o primário ou indutor e o secundário ou induzido. Assim, a energia elétrica é transformada em energia mecânica diretamente, sem qualquer mecanismo de redução mecânica. Dessa forma, quase não há limitação de rampas ou curvas, sendo limitada pelas condições de conforto dos

passageiros, em torno de 12%, enquanto o sistema convencional a limitação é de 4%. Esses fatores levam a possibilidade de traçados de via mais versáteis, podendo acompanhar o traçado das principais avenidas de uma metrópole sem grandes problemas de desapropriações. Essa concepção pode ser aplicada a linhas auxiliares de pequena e média densidade de tráfego (abaixo de 30.000 passageiros phpd).

A concepção do MIL de indutor curto pode ser aplicada diretamente numa via convencional, necessitando somente da instalação da placa de reação (induzido) entre os trilhos, enquanto o indutor fica preso ao veículo. Isto vale tanto para o tipo unilateral como para o bilateral.

A dissipação de calor se processa de forma mais rápida em relação ao convencional, pelo fato de ter uma geometria mais simples, o que possibilita uma densidade de corrente mais elevada nos enrolamentos trifásicos, podendo chegar a 10 A/mm^2 , sem necessidade de um sistema de refrigeração especial. No caso de máquinas convencionais, em algumas aplicações, para uma densidade de corrente de 6 a 7 A/mm^2 , necessitam de refrigeração à água. Como observam CABRITA et al. (1989), com o desenvolvimento de materiais supercondutores à temperaturas próximas a ambiente, a densidade de corrente pode chegar a 400 A/mm^2 , aumentando sensivelmente o desempenho dos motores lineares.

Há outras vantagens adicionais do MIL em relação ao convencional como, baixo custo de manutenção devido a não existência de partes móveis, robustez e a simplicidade de construção dos motores de indução lineares.

A desvantagem principal do motor de indução linear é o seu baixo rendimento e baixo fator de potência (0,6 a 0,7) em relação ao convencional, como é o caso dos metrô de Tóquio, Osaka, Toronto, Vancouver e Detroit. As causas desse baixo rendimento (da ordem de 50 a 60%) são devidas ao entreferro relativamente grande (de 10 a 20 mm no MIL unilateral)

Existem técnicas que podem compensar o efeito das extremidades, elevando um pouco o rendimento do motor de indução linear.

Já o motor linear síncrono apresenta um rendimento maior, da ordem de 78 a 83%, e fator de potência da ordem de 0,70 a 0,90, como é o caso do M-Bahn alemão. Em compensação, a montagem das bobinas na via (primário) é uma operação bastante complicada. Há necessidade de verificação constante dos parâmetros da via (estator, pista, bobinas de levitação etc.). Os alemães e os japoneses desenvolveram carros laboratórios especiais que trafegam sobre a via, para verificação desses parâmetros (SATO et al., 1980; Catálogo da Thyssen Henschel, 1992).

Uma outra desvantagem do motor linear, principalmente para o trem magnético com levitação, é a dificuldade de operacionalizar o veículo na mudança de via em casos de emergência ou para recolhimento às oficinas de manutenção. SINHA (1987) apresenta algumas configurações de mudança de via para o trem magnético alemão, mas em geral o sistema é bastante complicado, uma vez que implica na descontinuidade física do sistema de levitação e propulsão. Já no caso de motores de indução linear de indutor curto e placa de reação na via, há maior facilidade nesse tipo de operação.

3.3 Sistema de Levitação Magnética

As primeiras experiências com levitação magnética eram movidas por espírito de curiosidade e, de acordo com LAITHWAITE (1965), as experiências mais sérias envolvendo aplicação em transporte de passageiros só apareceram a partir da década de 50.

As técnicas utilizadas para levitação magnética são classificadas por ATHERTON e EASTHAM (1974) em:

- Repulsão entre ímãs permanentes montados sob o veículo e sobre a via. Esta técnica é pouco adotada por ser bastante instável e devido ao alto custo dos ímãs permanentes.
- Atração entre eletromagnetos controlados e condutores ferromagnéticos. Esta técnica está sendo utilizada em aplicações de transporte de passageiros, tanto de alta velocidade como de baixa velocidade, principalmente na Alemanha.
- Repulsão entre bobinas de corrente alternada com núcleo de ferro e condutores de alumínio. Vários países conduziram pesquisas utilizando essa técnica, partindo de modelos em escala reduzida.
- Repulsão entre bobinas de corrente contínua e correntes parasitas induzidas nos condutores da via. Na prática são usadas bobinas supercondutoras para manter o entreferro elevado. Vários países conduzem experiências com essa técnica, principalmente o Japão.

Para utilização em transporte de passageiros, tanto para alta velocidade como para baixa velocidade, muitos autores (THORNTON, 1973; GLATZEL et al., 1980; HOPE, 1984; SINHA, 1987; GIERAS, 1994) classificam em duas categorias, levando em consideração a concepção utilizada na levitação magnética: tipo repulsão ou eletromagnético ou tipo atração ou eletrodinâmico, desde que as duas categorias possam atuar de forma combinada ou independente com o sistema de propulsão.

3.3.1 Tipo repulsão ou eletrodinâmico

O sistema eletrodinâmico envolve repulsão entre o veículo e a via. Os sistemas usualmente propostos para a propulsão do tipo eletrodinâmico são: MIL, MSL e turboventilador (EASTHAM, 1977). Desses três, a escolha preferencial para propulsão do sistema eletrodinâmico é o motor síncrono linear (MSL) que combina levitação e propulsão. O veículo carrega, usualmente, bobinas supercondutoras de corrente contínua e na via são fixados os condutores não ferromagnéticos (usualmente de alumínio). As interações magnéticas entre as bobinas supercondutoras no veículo e correntes parasitas induzidas nos condutores de alumínio, provocam a levitação do veículo. Como?. As correntes parasitas induzem um campo magnético que, pela lei de Lenz, opõe-se ao campo magnético criado pelas bobinas supercondutoras do veículo em movimento. Se o campo magnético induzido for menor que o campo magnético das bobinas supercondutoras, então devido a interação dos dois campos, será gerada uma força resultante repulsiva sobre as bobinas supercondutoras fixadas no veículo, o que permite um entreferro entre o mesmo e a via.

Segundo SINHA (1987), para baixas velocidades, a força repulsiva é insuficiente para levantar as bobinas supercondutoras, necessitando assim, de rodas auxiliares. Em geral, um sistema típico eletrodinâmico costuma levar a partir de 80 km/h, chamada velocidade crítica. As bobinas supercondutoras necessitam de refrigeração à baixíssimas temperaturas (geralmente hélio líquido) para manter a densidade de corrente bastante elevada e constante. O veículo que está sendo testado em Miyazaki-Japão, usa esse tipo de princípio (ver Figura 18).

No caso de propulsão independente com motor de indutor curto ou longo, o sistema de levitação pode ser feito entre as bobinas supercondutoras montadas no veículo e uma placa não ferromagnética fixada na via.

Figura 18 - Sistema de levitação por repulsão (Myazaki Test Center - Japão)

Para demonstrar o princípio de repulsão, supõem-se a Figura 19, onde uma bobina de largura (a) e comprimento (b) alimentada por corrente contínua e movendo-se sobre a placa de alumínio de espessura (d_1) com velocidade (v_z). A força de repulsão entre a bobina e a placa de alumínio com condutividade (σ_a) pode ser calculada pela fórmula de Hannakam, modificada por Guderjahn et al. (Equação 3.7)

$$F_{RZ} = \left[\mu_0 (N \cdot i)^2 / (\pi \cdot g) \right] \left\{ \sqrt{(b/2)^2 + g^2} + \sqrt{(a/2)^2 + g^2} - 2g - \left[\sqrt{(b/2)^2 + (a/2)^2 + g^2} \right. \right. \\ \left. \left. - \sqrt{(a/2)^2 + g^2} \right] \cdot \left[g^2 / ((a/2)^2 + g^2) \right] - \left[\sqrt{(b/2)^2 + (a/2)^2 + g^2} - \sqrt{(b/2)^2 + g^2} \right] \right. \\ \left. \cdot \left[g^2 / ((b/2)^2 + g^2) \right] \right\} \cdot (1 / (1 + k^2)) \quad (3.7)$$

onde: z foi substituído por g ,

$$k = 2/(\mu_0 \cdot v_z \cdot \sigma_a \cdot d_1) \text{ se a espessura da placa de alumínio } d_1 < \delta$$

$$k = 2/(\mu_0 \cdot v_z \cdot \sigma_a \cdot \delta), \text{ se a espessura da placa de alumínio } d_1 > \delta$$

$$\delta = 1/\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma_a} \text{ - profundidade de penetração equivalente na placa de alumínio}$$

Obs.: Os dados da fórmula acima referem-se a Figura 19.

Figura 19 - Princípio de levitação por repulsão

3.3.2 Tipo atração ou eletromagnético

O sistema eletromagnético envolve atração ferromagnética entre o veículo e a via. A levitação, neste caso, provem da força de atração entre dois corpos magnetizados, um eletromagnético e um ferromagnético. Segundo SINHA (1987), esse sistema permite dispor de levitação desde a velocidade nula, ou seja, não necessita de rodas auxiliares.

O sistema eletromagnético exige um controle com realimentação muito preciso para manter a suspensão, uma vez que é inerentemente instável. Para propulsão podem ser usados vários tipos de motores lineares de forma combinada ou independente com o sistema de levitação.

Segundo SLEMON et al. (1974) pode-se usar o MIL para propulsão com alguma vantagem,

já que este não opera satisfatoriamente com o entreferro grande, como no caso eletrodinâmico. Alguns sistemas de transporte de alta velocidade como o TRANSRAPID alemão usam para propulsão o MSL. O veículo carrega sob o truque os eletromagnetos com núcleo de ferro, como se estivesse “abraçando” a via (ver Figura 20). A excitação eletromagnética é controlada através de sensores e acelerômetros para manter o entreferro e a via a uma distância de 10 a 30 mm. Existem ainda duas sapatas magnéticas laterais, uma em cada lado do trem, responsáveis pelo seu direcionamento. O sistema de controle deve ser preciso para manter o entreferro constante. Na prática é usado um sistema de realimentação, controlando as três variáveis: deslocamento longitudinal, velocidade e a corrente de excitação das bobinas.

Figura 20 - TRANSRAPID por princípio de atração visto por baixo (Fonte: Catálogo da Thyssen-Henschel, 1992)

O sistema eletromagnético é adotado pelo M-Bahn alemão e o HSST japonês, utilizados em sistemas de transporte de passageiros em baixa velocidade. A Figura 21 ilustra o modelo M-Bahn alemão.

Figura 21 - Sistema eletromagnético M-Bahn alemão (Fonte: Catálogo da AEG, 1992)

O sistema de levitação por atração usando um MIL unilateral mereceu um estudo por parte de BARROWS (1980). Neste estudo foi feita uma comparação de desempenho entre o sistema combinado levitação/propulsão e o sistema independente de propulsão e levitação. A comparação foi estabelecida entre um sistema combinado de levitação/propulsão por um MIL, unilateral, de indutor curto e placa de reação, com um sistema independente de propulsão por MIL, unilateral, indutor curto e placa de reação, e levitação por bobinas de corrente contínua. BARROWS (1980) conclui que o sistema combinado tem melhor desempenho quando a configuração utilizada mantém o veículo atraído por um MIL colocado debaixo da via; já no caso onde o veículo utiliza o MIL em cima da via, com a placa de reação presa entre os trilhos da via, o sistema separado é o preferido.

Para demonstrar o princípio de atração, supõe-se a Figura 22, onde a bobina alimentada por uma fonte de corrente com sistema de realimentação exerce uma força de atração sobre um peso de massa (m).

Figura 22 - Princípio de levitação por atração

De acordo com GIERAS (1994) e SINHA (1987) a força de atração entre a bobina e o peso, calculada através da teoria de circuito magnético é dada por:

$$F_{az} = B_{mz}^2 \cdot A_p / \mu_0 = [\mu_0 \cdot A_p (N \cdot i)^2] / (4 \cdot g^2) \quad (3.8)$$

Obs. Os dados da fórmula acima referem-se a Figura 22.

3.3.3 Comparação entre sistema de atração e repulsão

Vários especialistas, SINHA (1987), THORNTON (1991) e GIERAS (1994) conduziram estudos sobre as principais características do sistema de levitação por atração e repulsão.

A Tabela 1 apresenta uma comparação de algumas características entre o sistema repulsão e atração.

Comparando os dois sistemas de levitação, conforme pode ser visto na Tabela 1, os dois tipos apresentam vantagens e desvantagens. A principal vantagem do tipo atração é o menor consumo energético específico pelo peso levitado. O tipo atração requer uma potência de levitação muito pequena, da ordem de 1 a 3 kW para levitar cada tonelada do veículo, enquanto para o tipo repulsão essa relação é de 10 a 30 kW.

Tabela 1 - Comparação entre Tipo Atração e Repulsão (Supercondutor)

(Fonte: Tabela 3.2, p. 47; SINHA, 1987)

Características Principais	Tipo Atração	Tipo Repulsão
Entreferro	1 a 3 cm	10 a 30 cm
Quantidade de material (estrutura da via)	50-100 kg/m (aço)	50-150 kg/m (alumínio)
Potência consumida pelo peso levantado	1-3 W/kg	10-30 W/kg
Disponibilidade da força de levitação	Disponível para velocidade zero	Disponível veloc. > 80 km/h
Estabilidade vertical	Instável: exige Controle realimentado	Estável
Controle lateral	Obtido através de bobinas laterais	Configuração via bipartida
Tipo de propulsão	a) Sistema combinado propulsão/levitação b) Independente motor indutor curto ou indutor longo	a) Sistema combinado levitação/propulsão c/ motor indutor longo b) Independente motor indutor curto ou indutor longo
Tipo de utilização ..	a) Baixa velocidade b) Alta velocidade (> 300 km/h)	Alta velocidade (> 300 km/h)

A principal desvantagem do tipo atração é a necessidade de manter um entreferro estreito. Este problema pode aumentar com a utilização de bobinas com núcleo de ferro com condutores normais (ferro ou alumínio) em vez de supercondutores.

Segundo THORNTON (1991), nenhum sistema de levitação que requeira magnetos com condutores normais pode operar satisfatoriamente com entreferro maior que 10 cm. Caso contrário, a potência consumida poderia se tornar excessiva ou então o custo da via e material rodante seria muito elevado.

O sistema atrativo é instável e exige um controle de realimentação eficiente da corrente nas bobinas magnéticas. THORNTON (1991) analisa que sem um controle efetivo da corrente nas bobinas com condutores normais, a força atrativa aumentaria consideravelmente, fazendo com que diminua ainda mais o entreferro, até se fechar completamente. THORNTON (1991) afirma que uma alternativa para o tipo atrativo funcionar com um entreferro maior, seria a de usar bobinas supercondutoras, mas como estas operam essencialmente com corrente constante, seria difícil manter um entreferro estável.

Em contraste, o sistema repulsivo é inerentemente estável. A corrente induzida no secundário (via) aumenta com a diminuição do entreferro, aumentando a força repulsiva e provendo assim uma levitação estável ao veículo. Como não há inconveniente em manter o campo magnético constante no veículo, podem ser usadas bobinas supercondutoras, tendo um entreferro maior. Como resultado, o sistema repulsivo não requer uma manutenção constante e um alinhamento perfeito da via (embobinamento) como no sistema atrativo.

THORNTON (1991) adianta que o sistema repulsivo apresenta um campo magnético no veículo bem maior que no sistema atrativo. Assim, muito esforço e recursos deverão ser gastos ainda para o desenvolvimento de dispositivos visando proteger as pessoas do efeito do campo magnético excessivo. Acredita-se que para evitar os riscos à saúde dos

passageiros, o campo magnético fora e dentro do veículo não deveria ultrapassar o campo magnético máximo gerado pela própria Terra.

3.4 Tipos Usuais de Motores Lineares para Propulsão de Veículos

Os programas de desenvolvimento de motores lineares para aplicação em propulsão de veículos destinados ao transporte urbano de passageiros levado a cabo em diversos países, têm-se concentrado basicamente em dois sistemas distintos: motor de indução linear de estator curto e motor síncrono de estator longo.

3.4.1 Motores de indução lineares (MIL) de indutor curto

A solução com MIL é utilizada com o indutor curto ativo colocado no truque do carro e a placa metálica de reação (induzido) presa ao leito da via (Figura 23), com ou sem levitação.

Existem várias concepções diferentes quanto a configuração geométrica das partes do motor, como: campo transversal, campo longitudinal, bilateral, unilateral etc. Não é usual utilizar, neste caso, a atração magnética para levitar o veículo e as rodas continuam sendo necessárias, não mais para a propulsão, mas apenas para suportar o seu peso. No entanto, há exceções como o veículo ROMAG que combina levitação por atração, propulsão e frenagem utilizando um MIL unilateral. Neste caso, o estator curto foi fixado ao carro e a placa de reação tipo gaiola de esquilo, com ferro laminado e barras de alumínio, fixada na via (ROSS, 1973).

Figura 23 - MIL de estator curto (Fonte: Revista Hitachi Review, 1986)

3.4.1.1 Configuração do MIL: unilateral ou bilateral

O MIL pode ser usado nas configurações unilateral ou bilateral (ver Figura 24).

Há algumas discussões sobre vantagens e desvantagens em utilizar o MIL nas configurações unilateral ou bilateral para aplicação em transporte de passageiros.

NASAR e BOLDEA (1976) destacam algumas vantagens operacionais do MIL unilateral sobre o bilateral:

- o controle e as tolerâncias do entreferro não são tão críticos como no bilateral,
- simplificação no caso de operação de chaveamento da via,
- a expansão térmica da placa de reação não oferece sérios problemas,
- pode ser usado sem problemas para o sistema de levitação; o bilateral não desenvolve força de levitação,
- o bilateral, para manter uma fina placa de reação geralmente não magnética (devido à razões elétricas), tem necessidade de um sistema estrutural muito bem feito. O unilateral não tem esse problema,
- as perdas pelo efeito das bordas no unilateral são menores que no bilateral.

NASAR e DEL CID JR (1973) destacam que em termos de custos, a placa de reação (secundário) para o sistema bilateral é da ordem de 40 a 43.000 dólares/milha para um primário com altura de 7,5", enquanto que para o unilateral, o custo é da ordem de 25 a 30.000 dólares/milha para um primário com altura de 7,5" a 15".

Segundo NASAR e BOLDEA (1976), o MIL bilateral tem sido preferido para utilização em sistemas de transporte de alta velocidade, devido melhor desempenho que o unilateral com placa de reação não laminada e saturada. Dessa forma cuidados especiais deverão ser tomados na modelagem matemática desse sistema.

a) Unilateral

b) Bilateral

Figura 24 - Possíveis arranjos do MIL

No caso do bilateral, a força normal é minimizada, enquanto que no caso unilateral a presença da força normal é bastante significativa. Há situações em que a força de atração (componente da força normal) chega a ser dez vezes o valor da força de propulsão....

YAMAMURA (1978) analisou detalhadamente o caso de MIL unilateral e chegou a conclusão que o seu desempenho é exatamente o mesmo do MIL bilateral, quando a placa de reação é laminada e não saturada.

3.4.1.2 Conformação física da placa de reação

Tanto no caso unilateral como no bilateral, a placa de reação possui vários arranjos, conforme mostram as Figuras 25 e 26. A conformação física da placa de reação influi no desempenho do MIL.

No caso unilateral, o arranjo mais comum, ver a Figura 25a, é o de utilizar uma chapa de material não ferromagnético (comumente alumínio) presa à chapa de ferro. Para reduzir a influência das bordas, a secção da capa do material não ferromagnético costuma ser maior que a secção do ferro. Há possibilidade de utilizar ferro laminado com barras de alumínio do tipo gaiola (ladder).

Figura 25 - Configuração da Placa de Reação - MIL Unilateral

No caso bilateral (Figura 26), o arranjo (a) é o mais comumente utilizado, onde a altura h_1 é determinada pelo comprimento dos terminais dos enrolamentos do primário. Segundo LAITHWAITE (1975), os reforços estruturais necessários para manter a fina placa de reação na posição vertical podem encarecer o sistema. Os arranjos (b), (c) e (d) são eletricamente unilaterais. A altura h_2 pode ser bastante reduzida, até uma distância suficiente para manter o veículo numa posição segura, permitindo reduzir a altura da placa de reação. O arranjo (d) é utilizado para veículos suspensos e apresenta a vantagem de proteção contra as intempéries, principalmente onde existe neve.

Figura 26 - Configuração da Placa de
Reação - MIL Bilateral

Uma série de requisitos devem ser seguidos durante o projetó e montagem da placa de reação na via, uma vez que é a parte do MIL que sofre as intempéries. A elevação de temperatura da placa de reação é um dos problemas mais importantes na operação do MIL. SEZAI et al. (1983) chegaram a formular a equação de equilíbrio térmico pelo método de diferenças finitas na placa de reação. Os resultados da simulação de um trem com dois MIL, força propulsora de 20,6 kN/carro, configuração bilateral, "headway" de dois minutos, mostraram que a temperatura na superfície da placa de reação próxima a plataforma da estação pode alcançar 136 °C.

WALLACE (1984) estudou várias configurações de materiais empregados na construção da placa de reação, entre eles: sólido ferromagnético, sólido ferromagnético com placa de alumínio extrudado, aço laminado com capa de alumínio extrudado, aço laminado com condutores de alumínio tipo gaiola, e concluiu que a melhor configuração, considerando uma análise técnico-econômica, é a do aço laminado com capa de alumínio extrudado.

IWAMOTO et al. (1981) dividiram o estudo da placa de reação em duas categorias: operação em baixa velocidade e operação em alta velocidade. Em baixa velocidade, as experiências mostraram que a força de propulsão do MIL usando placa de reação com ferro laminado é de 20 a 40% maior que o ferro sólido. Isto é explicado pela saturação magnética do secundário sólido, que é o problema essencial para o desempenho do MIL unilateral.

A Figura 27 mostra as curvas de esforço de propulsão por kVA de entrada em função da velocidade, levantadas por IWAMOTO et al. (1981) em bancada de ensaios com MIL unilateral. Já para operação em alta velocidade, a influência é bem menor sobre o esforço de propulsão, independente da placa de reação ser laminada ou não.

Figura 27 - Curvas de Força de Propulsão x Velocidade para Secundário Laminado e não Laminado. Operação em baixa velocidade.(Fonte: Iwamoto et al.,1981)

Em outro estudo, IWAMOTO et al. (1973) demonstraram que a força de propulsão aumenta com a diminuição da condutividade elétrica da placa de reação, conforme a Figura 28. Isto é explicado pelo fato de quanto mais baixa a condutividade da placa de reação, melhor o grau de penetração do fluxo magnético na mesma.

Figura 28 - Curvas de Força de propulsão x escorregamento em função da variação da condutividade da placa de reação. (Fonte: Gieras, 1994)

Segundo GIERAS (1994) a placa de reação em forma de gaiola proporciona um desempenho superior ao MIL, que a de dupla camada (ferro e alumínio). As razões são simples de serem entendidas. Uma delas é que como o entreferro pode ser bem menor no caso do tipo gaiola, a corrente de magnetização pode ser reduzida ao mínimo, diminuindo a potência aparente da fonte de alimentação e aumentando o fator de potência. No entanto, traz uma desvantagem: o elevado custo de fabricação. Por esse motivo é comumente empregada nas aplicações de curtas distâncias, como por exemplo, nos carros de impressora e máquinas ferramentas. EASTHAM e KATZ (1980) fizeram um interessante estudo sobre o desempenho do MIL com placa de reação tipo gaiola.

3.4.1.3 Força normal

A força normal é um fenômeno que ocorre de forma acentuada no MIL unilateral e de forma quase nula no MIL bilateral, que tem componentes atrativa e repulsiva. No caso de MIL unilateral, ela pode ter uma componente excessivamente atrativa.

Em muitos casos a força normal com componente excessivamente atrativa pode ser até desejável, porque aumenta a força de aderência do veículo em rampas acentuadas. GIERAS (1994) afirma que uma força atrativa excessiva diminui o desempenho do MIL. Em estudo realizado por NONAKA (1988) com um MIL unilateral e placa de reação na via, uma força de atração excessiva pode provocar um aumento adicional de ruído entre contato roda-trilho.

Há várias técnicas utilizadas para minimizar a força normal, reduzindo a força de atração ou aumentando a força de repulsão.

GIERAS (1994) recomenda as seguintes medidas para reduzir a força de atração: entreferro maior, frequência de entrada elevada, baixo valor de densidade de fluxo no entreferro e alto escorregamento ($>0,5$), e para aumentar a força de repulsão: alta condutividade da placa de reação, secundário tipo gaiola e placa de alumínio muito fina. Por outro lado, algumas dessas medidas podem reduzir o desempenho do MIL.

A força normal produzida no MIL aparece em função da velocidade do induzido e do entreferro e pode ser de atração ou repulsão. É comum acontecer a reversão de sinal, a força repulsiva no estado estacionário pode tornar-se força atrativa quando o motor acelera. KRATZ (1979) demonstrou com resultados experimentais que a força normal varia também com o número de polos do motor.

Figura 29 -Força normal x velocidade (Fonte: Freeman e Lowther, 1983)

FREEMAN e LOWTHER (1973) estudaram o comportamento da força normal em um MIL, unilateral, indutor curto e placa de reação. Os resultados força normal em função de velocidade foram levantados em uma bancada de ensaios tipo disco (ver Figura 29). A força normal vai caindo com o aumento da velocidade, e no ponto próximo à velocidade síncrona,

começa a subir até o máximo permitido pela velocidade. FREEMAN e LOWTHER (1973) observaram vibrações excessivas no indutor curto montado no carro, devido às forças normais.

Figura 30 - Disposição de uma ponte rolante usando MIL (Fonte: Sadler et al, 1971)

SADLER e DAVEY (1971) demonstraram, a partir de resultados práticos, que a força de atração produzida no MIL, entre o indutor e a placa de reação, varia com o entreferro e na velocidade de 0,7 a 1,5 m/s, pode chegar a 10 vezes a força de propulsão. SADLER e

DAVEY (1971) desenvolveram um projeto onde a força de atração produzida pelo MIL é usada com vantagem para operar uma ponte rolante. Nesse caso, a própria força de atração pode ser usada para reduzir uma parcela do peso total da ponte rolante (ver Figura 30). Uma ponte com peso total de 20 toneladas requer dois MIL de 1300 N de força propulsora em cada ponta da mesma para ser deslocada.

No sistema MIL, os conversores (inversores de frequência e tensão variável) são montados no veículo e a alimentação trifásica é feita por coletores existentes ao longo da via. Atualmente o MIL unilateral, indutor ativo móvel, com placa de reação na via, alimentado por um inversor de frequência variável é o sistema mais utilizado em vários países. Esse tipo de propulsão é utilizado nos metrô de Toronto, Vancouver, Montreal, Tóquio, Osaka e em ligações locais de média densidade de tráfego.

Uma aplicação interessante mencionada por BOLDEA e NASAR (1976) é a utilização do motor linear de corrente contínua, indutor curto ativo, como freio dinâmico de trens. Neste caso, o indutor (primário) é fixado sob o truque do veículo e o trilho convencional atua como secundário (ver Figura 31). BOLDEA e NASAR (1976) calcularam o esforço frenante x velocidade desenvolvido nos trilhos utilizando as equações de Maxwell, decompondo a f.m.m.(força magnetomotriz) do primário em série de Fourier e comparando com os dados experimentais obtidos num protótipo em escala reduzida. Os resultados comparativos foram bastantes aproximados.

Na mesma linha de pesquisa, BLAND e FREEMAN (1978) usaram um modelo escalar de um par de solenóides e um núcleo de ferro para analisar as características do freio dinâmico de um motor linear de corrente contínua em tamanho real. Os parâmetros de esforço frenante x velocidade do motor linear em tamanho real foram comparados com os dados experimentais de um motor linear tipo roda de 2 metros de diâmetro e os resultados mostraram um erro máximo de 5%.

Figura 31 - Motor linear de corrente contínua como freio dinâmico

3.4.2 Motores síncronos lineares (MSL) de estator longo

A concepção do estator longo montado sobre o leito ferroviário tem tido preferência para propulsão por MSL; ou seja, os enrolamentos trifásicos do MSL que geram a força de propulsão proporcionada pelo inversor de frequência ficam embutidos na própria via, enquanto as bobinas com núcleo de ferro ou ímãs ficam sob o veículo. A propulsão por MSL está intrinsicamente associada à levitação de forma combinada ou independente. Na forma combinada, o próprio MSL é usado para levantar e propulsionar ao mesmo tempo, enquanto na forma independente, o MSL é usado para propulsionar o veículo e além disso são usadas bobinas para levitá-lo. No MSL convencional, o enrolamento de campo é colocado sob o veículo e a bobina de armadura montada sobre a via na posição vertical ou horizontal. O enrolamento do campo exerce uma força de levitação no veículo, quando as

bobinas de campo e armadura, colocadas paralelamente, se deslocam uma em relação a outra (ver Figura 32). Basicamente, há três tipos de excitação: bobinas convencionais com núcleo de ferro, ímãs permanentes e bobinas supercondutoras com núcleo a ar.

Figura 32 - Configuração do MSL convencional

Experiências feitas por BURKE et al. (1974) comprovaram que a utilização de bobinas supercondutoras em MSL, devido ao campo magnético intenso, apresenta perdas relativamente grandes provocadas pelas correntes parasitas, nas estruturas da via e enrolamentos de armadura. Uma forma de minimizar esse problema é segmentando os circuitos de via, isolando uma da outra, alimentando cada circuito por um inversor de frequência. BURKE et al. (1974) concluíram que o campo magnético é mais intenso na região central da via e assim, os reforços estruturais da via devem ser fixados onde o campo magnético não seja muito intenso.

FUKUMOTO et al. (1993) analisaram as correntes parasitas produzidas por bobinas supercondutoras em veículos magneticamente levitados, usando o método de elementos finitos. Neste estudo, FUKUMOTO et al. (1993) chegaram a uma solução satisfatória para minimizar os problemas de evaporação do hélio líquido, utilizado como refrigeração das bobinas supercondutoras, devido as correntes parasitas.

Figura 33 - MSL - Homopolar

Topologicamente, há dois tipos de motores síncronos: homopolar e heteropolar (Figuras 33 e 34). A diferença entre esses dois tipos está na configuração do campo de excitação e na direção do fluxo magnético. No sistema homopolar, ambos os enrolamentos de campo e de armadura estão localizados no mesmo núcleo (em geral a parte móvel). No sistema heteropolar, os enrolamentos de campo estão localizados no veículo e os enrolamentos de armadura são fixados na via.

Figura 34- MSL - Heteropolar

EASTHAM (1977) demonstrou, que tanto o sistema homopolar como o sistema heteropolar, podem ser de fluxo transversal ou longitudinal. Segundo EASTHAM (1977) modelos em escala reduzida dos dois tipos utilizando a concepção de fluxo transversal e longitudinal, foram construídos na Universidade de Aberdeen-Escócia e na firma Brush Motors Co. da Inglaterra.

Apesar do carro ter uma estrutura mais leve por não carregar um peso adicional (fonte de potência), como no caso do MIL, há dificuldades principalmente para a construção do estator na via; essencialmente, este tem sido o grande problema do MSL, dado o custo

elevado para a montagem. Existem equipamentos complicados de alta tecnologia, desenvolvidos pelo alemães para o TRANSRAPID, especialmente para esse fim. Os carros sendo leves, consomem pouca energia e o rendimento é relativamente alto. Esse tipo de propulsão proposto para o M-Bahn é usado em algumas linhas experimentais existentes nas cidades de Berlin e Las Vegas.

3.4.3 Comparação entre o MIL e o MSL

Da mesma forma que há diferenças entre as máquinas rotativas de indução e síncrona, também há diferenças significativas entre o MIL e o MSL. Ambos os sistemas já passaram pela fase de protótipos em escala real e estão chegando ao nível das primeiras instalações comerciais.

Um dos trabalhos mais completos sobre as diferenças construtivas e o desempenho entre MIL e MSL foi feito por NONDAHL et al. (1980). Nesse estudo foi feita uma comparação entre o MIL (unilateral, estator curto, com placa de reação de ferro e alumínio) e MSL (homopolar, estator longo, fluxo longitudinal) para potências de 200 kW, 450 kW, 1200 kW, 2400 kW e 3735 kW, utilizados para tracionar carros de metrô e locomotivas (ver Tabela 2).

NONDAHL et al. (1980) observam que essa comparação foi feita com base em requisitos estabelecidos (por exemplo: comprimento do motor linear) para um determinado veículo. A concepção de um tipo de motor para outro pode alterar, dependendo da sua aplicação, produzindo resultados diferentes dos encontrados

Tabela 2 - Comparação entre MIL e MSL
(Fonte: tabelas 3.1, 3.2 e 3.4; NONDAHL et al, 1980)

Dados	Motor de 200 kW		Motor de 450 kW		Motor de 1200 kW	
	MSL	MIL	MSL	MIL	MSL	MIL
Frequência (Hz)	120,0	120,0	120,0	120,0	240,0	240,0
Velocidade (km/h)	112,0	112,0	240,0	240,0	240,0	240,0
Peso do cobre (kg)	384,0	213,0	480,0	370,0	504,0	209,0
F. de atração (kN)	160,0	15,0	260,0	5,8	690,0	26,0
Peso Fe/comp.(kg/m)	54,3	32,3	54,1	59,6	254,0	83,5
Passo Polar (cm)	13,0	15,1	27,9	32,7	14,0	15,2
F. prop./peso (N/kg)	7,20	15,9	6,1	10,5	17,5	54,8
F. propulsora (kN)	6,37	6,37	6,25	6,25	34,90	34,90
Entreferro (cm)	1,02	1,02	1,27	1,27	1,27	1,27
Tensão (kV/fase)	0,60	0,60	0,60	0,60	0,60	0,60
Corrente (kA/fase)	0,13	0,48	0,29	0,71	1,56	4,23
Eficiência (%)	0,85	0,77	0,85	0,72	0,85	0,81
Fator potência	1,00	0,43	1,00	0,48	1,00	0,39
Peso do motor (t)	0,88	0,40	1,02	0,59	1,99	0,63

As diferenças básicas de desempenho mostradas na Tabela 2 são:

- o MSL apresenta alto fator de potência,

- o MSL requer 1/3 de corrente de alimentação do MIL,
- a força de atração do MSL é muito maior (de 10 a 44 vezes) que a do MIL,
- a relação entre a força de propulsão e peso do motor do MIL é de 2 a 3 vezes maior que a do MSL,
- o peso do motor do MSL é de 2 a 3 vezes maior que o do MIL,
- o peso do cobre utilizado no MSL é de 30 a 140% maior que no MIL.

Analisando os dados acima, pode-se dizer que o MSL, por ter uma força de atração bem maior, apresenta vantagem em relação ao MIL nas utilizações onde haja necessidade de levantar um determinado peso. Outra vantagem do MSL sobre o MIL é o fato de apresentar fator de potência praticamente unitário. As vantagens do MIL residem principalmente na simplicidade de construção e pela desnecessidade de sincronizar a frequência de excitação com a velocidade do veículo de forma precisa. O peso relativo das duas máquinas varia de acordo com a frequência e velocidade.

De maneira geral, as diferenças quanto a concepção podem ser resumidas na fonte de alimentação e efeito de corrente pelicular nas extremidades.

3.4.3.1 Fonte de alimentação

A velocidade síncrona do campo caminhante produzida pelos enrolamentos trifásicos do primário, em ambos os tipos de motores, é proporcional a frequência de alimentação.

Já o MSL produz forças variáveis no tempo somente quando o induzido estiver na velocidade síncrona. Portanto, para acioná-lo, necessariamente o estator precisa ser alimentado por um inversor de frequência.

A fonte de potência para propulsão do MIL é, em geral, montada no veículo; no caso do MSL, fica fora do veículo, na própria via. A transferência de potência entre veículo/rede aérea, no caso do MIL, feita por anéis deslizantes sobre condutores trifásicos ou pastilhas pantográficas sempre traz perdas e, para altas velocidades então, o problema torna-se bastante grave.

3.4.3.2 Efeito da corrente pelicular nas extremidades

No MIL, as correntes peliculares transitórias são induzidas no secundário, na entrada da extremidade, o que reduz o fluxo da máquina a zero na entrada. As correntes transitórias diminuem quando o induzido se move ao longo da máquina. Assim as correntes peliculares são induzidas quando a seção do secundário sai da região excitada (ver Figura 35). O efeito dessas correntes peliculares geralmente reduz o desempenho do motor linear.

Figura 35 - Efeito da corrente pelicular nas extremidades

No caso de MSL, também ocorrem perdas nas extremidades de entrada e saída. Por exemplo, se os polos de excitação são feitos de ferro sólido, então as correntes na face polar tendem a se dirigir para as bordas do estator.

Dessa forma, as diferenças básicas entre MIL e MSL quanto a esse aspecto reside em:

- No MIL, o secundário deve ter partes condutoras, uma vez que nelas são induzidas correntes que geram as forças. Assim, não é possível mudar uma força indesejável de efeito das extremidades sem mudar uma dada força propulsora.

- A situação é diferente no caso do MSL. As correntes peliculares não são envolvidas para a produção dessas forças. Dessa forma, é possível minimizar as correntes peliculares de borda usando aço laminado na construção dos polos de excitação.

3.5 Classificação do Motor Linear Quanto a Interação Magnética no Entreferro

LAITHWAITE (1973) propôs classificar todas as máquinas elétricas (exceto transformadores e dispositivos eletrostáticos) em magnética e eletromagnética. A classificação foi feita com base nas interações do entreferro, visto como interface entre partes móveis e estacionárias. A Figura 36 mostra os possíveis arranjos em que os diversos dispositivos podem constituir um dos lados da interface.

3.5.1 Eletromagnética

Esta categoria inclui: máquinas de indução, síncronas, de corrente contínua e todas as máquinas comutadoras de corrente alternada.

A força produzida por uma máquina eletromagnética é proporcional a $(B \cdot J_p)$ por unidade de área. O valor máximo do campo de indução (B) é fixado previamente, porém o momento de inércia das partes girantes (J_p) aumenta com o tamanho da máquina. As máquinas eletromagnéticas têm a relação força/peso tanto maior quanto maior for o seu tamanho.

Figura 36 - Classificação das Máquinas

3.5.2 Magnética

Nesta categoria estão incluídos: motores de relutância, histerese e todos os arranjos ferromagnéticos.

Nas máquinas magnéticas a força produzida é proporcional a (B^2) por unidade de área. Em todos os sistemas que empregam materiais ferromagnéticos, o valor máximo de (B) é sempre limitado pela saturação. A força produzida por uma máquina magnética aumenta com o quadrado do comprimento. A relação força/peso da máquina magnética torna-se tanto maior quanto menor for o seu tamanho.

3.6 Classificação do Motor Linear Quanto a Distribuição Topológica do Fluxo Magnético

Outra classificação que costuma ser feita é quanto a distribuição topológica do fluxo magnético no plano da máquina de indução linear. Historicamente, as primeiras máquinas lineares eram de fluxo longitudinal, desde que a configuração foi entendida como o "desenrolamento" de uma máquina rotativa convencional em duas partes planas. Scelzo (LAITHWAITE, 1977) afirma que o motor de fluxo transversal foi inventado e desenvolvido pelo Prof. Laithwaite.

De acordo com EASTHAM et al. (1973), antes do desenvolvimento da máquina transversal, a técnica utilizada para aplicações em altas velocidades, com o compromisso de manter o volume de ferro no secundário em proporções aceitáveis, era aumentando a frequência de alimentação. Na máquina de fluxo longitudinal a espessura da placa do secundário aumenta com o aumento do passo polar.

A Figura 37 ilustra bem esse fato, pois quanto maior o passo polar (τ), tanto maior deve ser a profundidade do núcleo de ferro (d), para enlaçar o fluxo magnético

Figura 37 - Fluxo em Função do Passo Polar (τ) e Profundidade (d)

Na máquina de fluxo transversal, é possível aumentar o passo polar, sem aumentar a espessura do secundário e a relutância do circuito magnético. Portanto, as máquinas de fluxo longitudinal requerem maior quantidade de núcleo de ferro no secundário que as máquinas de fluxo transversal. Dessa forma, as máquinas de fluxo transversal tornam-se extremamente vantajosas para aplicações em sistemas de transporte de alta velocidade.

As Figuras 38 e 39 ilustram as duas categorias existentes de fluxo: longitudinal e transversal. O que diferencia uma da outra é a disposição dos enrolamentos do estator que provoca uma onda caminhante no sentido longitudinal ou transversal ao plano do motor, enquanto as correntes induzidas sempre circulam no plano da placa de alumínio.

Figura 38 - Topologia do MIL

Figura 39 - Máquina de fluxo longitudinal e transversal

LAITHWAITE (1977) destaca também que o motor de fluxo transversal é mais eficiente para um sistema de levitação por repulsão do que o motor de fluxo longitudinal, desde que haja menos fluxo magnético de dispersão ao redor dos núcleos de ferro.

3.7 Classificação do Motor Linear Quanto a Disposição Geométrica entre Primário e Secundário

Os motores de indução lineares podem ser classificados conforme a disposição geométrica do primário e placa de reação, considerando a configuração unilateral e bilateral. A Figura 40 mostra os principais tipos quanto a disposição geométrica do MIL.

Figura 40 - Classificação geométrica do MIL

Deve-se observar que se forem considerados outros tipos de motores de indução lineares, como: tubular, MHD, em "U" etc., o leque de alternativas torna-se muito grande, conforme pode ser vista na classificação dada por BOLDEA e NASAR (1987).

A configuração geométrica entre o primário e o secundário no caso do MSL também pode ser classificada em indutor longo (montado sobre a via) e indutor curto (montado sob o carro). Mas as alternativas de configuração são menores que as do MIL.

3.8 Considerações Finais

Com relação a utilização de motores lineares em tração elétrica foi visto que as vantagens são decisivas em relação ao sistema convencional que usa máquinas rotativas, considerando principalmente o critério de custo-benefício normalmente adotado. Foi verificado que há uma forte tendência em adotar a concepção do MIL, unilateral, indutor curto, secundário com placa de reação constituído de ferro e alumínio, em sistema de transporte urbano de passageiros de média e alta capacidade, por sua simplicidade e robustez. Enquanto isso, a concepção do MSL com levitação magnética e indutor longo, está sendo mais empregada em transporte de passageiros de média capacidade, geralmente, em linhas de ligação entre aeroporto-cidade e linhas auxiliares em áreas de grande concentração urbana, por sua grande versatilidade.

Foi feita uma análise das diferentes concepções de montagem entre o MIL e o MSL, para verificar as vantagens e desvantagens da utilização dos dois sistemas em transporte urbano de passageiros.

Por fim, foi feita a análise classificatória das máquinas lineares, quanto a distribuição topológica do fluxo magnético, as interações magnéticas no entreferro e quanto a posição geométrica entre o secundário e primário. LAITHWAITE (1975) chegou a classificar as máquinas lineares quanto a aplicação em três categorias: máquinas de energia, máquinas de potência e máquinas de força. Essa classificação encontra analogia nas máquinas rotativas, por exemplo, as máquinas homopolares podem ser consideradas como máquinas de energia, as máquinas de corrente contínua como as máquinas de potência e as máquinas indutivas como as máquinas de força. Hoje em dia, o campo de aplicação das máquinas lineares é bastante amplo, por exemplo, o MIL, dependendo da sua concepção, pode ser classificado nas três categorias citadas.

CAPÍTULO 4

TEORIA DO MIL

4.1 Considerações Iniciais

Daqui para frente, é proposto centrar o assunto no motor de indução linear (MIL) com placa de reação, unilateral, que é o tipo de motor linear de maior evidência em termos de utilização atualmente, para o sistema de transporte urbano de passageiros, em razão das vantagens discutidas no item 3.2. Assim, fica de lado, apesar de ser uma linha de pesquisa bastante atraente, o motor síncrono linear com levitação, em razão das dificuldades de construção de um protótipo em escala reduzida com um sistema de controle eficiente, por falta de recursos para comprovação dos resultados teóricos.

A idéia hipotética que se faz normalmente para entender fisicamente o MIL, é cortar axialmente o motor de rotação indutivo convencional, transformando as duas peças resultantes em formas planas, mantendo o entreferro linear e aberto nas pontas. A Figura 41 apresenta as duas configurações mais usuais de MIL, bilateral e unilateral, com as respectivas transformações a partir dos seus homólogos rotativos. O modelo bilateral pode ser entendido como a transformação de um motor de indução rotativo de rotor ôco em dois indutores planos (primário) e uma placa sólida (secundário); enquanto o unilateral, de um motor de indução rotativo de rotor liso em um indutor plano (primário) e uma placa sólida (secundário).

Dessa forma, muitos pesquisadores adotaram para o estudo de modelamento do MIL concepções originárias de máquinas rotativas convencionais.

Mas os problemas encontrados na análise do MIL podem ser considerados específicos, que não existem nas máquinas rotativas, como o efeito das extremidades. Atualmente alguns autores tratam a máquina rotativa como um caso particular de máquinas lineares, dada a existência da grande família de máquinas lineares. No caso do MIL, há pelos menos uma centena de variantes, de diferentes concepções, conforme visto no capítulo anterior.

A idéia é apresentar neste capítulo os conceitos básicos sobre o MIL, seus principais problemas, as interações entre os parâmetros de desempenho do mesmo.

Figura 41 - Obtenção de MIL a partir do seus Homólogos Rotativos

4.2 Princípio de Funcionamento do MIL

A literatura existente mostra farto material sobre o princípio de funcionamento, principais problemas e as interações existentes entre os fenômenos magnéticos que ocorrem no motor de indução linear. Inclusive, a nível de trabalhos de pós-graduação no Brasil, pode-se considerar bastante o material teórico sobre o assunto. Apesar disso, procurar-se-á analisar os principais conceitos existentes referente ao MIL, para melhor situar o desenvolvimento desse trabalho.

Em geral, a teoria eletromagnética aplicada aos motores de indução convencional também aplica-se ao MIL. As equações de Maxwell, a lei de Lenz, equações de Lorentz, são aplicadas ao MIL mas, há algumas complicações que serão discutidas a seguir. Novos conceitos serão introduzidos para explicar alguns fenômenos que ocorrem no MIL.

Sob o ponto de vista de construção, o MIL é bastante simples de compreender. É como se fosse uma máquina de indução convencional aberta, transformando tanto o estator (primário) como o rotor (secundário) em partes planas, conforme foi visto na Figura 41. Há diversas configurações possíveis quanto a geometria das duas partes planas, conforme já visto no item 3.7.

O que realmente a diferencia da máquina rotativa é o fato de a máquina linear apresentar o indutor e o entreferro abertos nas duas extremidades, enquanto nas máquinas rotativas o entreferro é fechado; ou seja, na direção do campo magnético caminhante, apresentam circuitos magnéticos e elétricos com comprimentos finitos e devido a esse fato, apresentam o fenômeno denominado efeito das extremidades.

Para efeito de análise, considera-se o motor de indução linear unilateral da Figura 42, com indutor (primário) curto móvel fixado ao carro, e placa de reação constituída de chapas de ferro e alumínio montada na via (secundário). A alimentação trifásica nos enrolamentos do primário induz um campo magnético caminhante no sentido longitudinal com a velocidade síncrona (v_s) dada pela expressão (4.1).

$$v_s = \omega \cdot \tau / \pi = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau / \pi = 2 \cdot f \cdot \tau \quad (4.1)$$

Figura 42 - Princípio de funcionamento do MIL

O campo induz uma FEM (força eletromotriz) no plano perpendicular na placa de reação, que faz circular correntes na placa de alumínio em movimentos circulares. A densidade de corrente induzida varia com a espessura do secundário devido ao efeito pelicular. A circulação de corrente tende a provocar uma reação contrária ao campo longitudinal, resultando numa força que movimenta o primário com a velocidade (v_p). Além dessa força propulsora, há também uma força normal, que pode ter uma resultante repulsiva ou atrativa, dependendo da configuração e parâmetros do MIL.

Pela equação (4.1) pode-se notar que a velocidade síncrona do MIL varia com a frequência (f) e passo polar (τ). No caso de uma determinada aplicação do MIL que exija frequência e passo polar constantes, a velocidade do MIL pode ser controlada pelo escorregamento (s). O escorregamento é definido como:

$$s = (v_s - v_p) / v_s \quad \text{ou} \quad v_p = v_s \cdot (1 - s) \quad (4.2)$$

A equação (4.2) mostra que para baixas velocidades e escorregamento elevado, a eficiência é bastante baixa. Dessa forma, a utilização do MIL como sistema de acionamento em frequência constante fica praticamente restrita a aplicações industriais.

Por analogia às máquinas rotativas, desprezando os efeitos longitudinais de extremidades, por enquanto, pode-se escrever que a potência eletromagnética (P_e) transmitida pela alimentação do primário para o secundário, através do entreferro é dada por (GIERAS, 1994):

$$P_e = P_m + \Delta P_2 = F_e \cdot v_s \quad (4.3)$$

onde P_m é a potência mecânica e ΔP_2 corresponde a perdas no secundário.

Por outro lado, a potência mecânica pode ser escrita como:

$$P_m = P_s + \Delta P_m = F_e \cdot v_p \quad (4.4)$$

onde P_s é a potência de saída e ΔP_m é a potência relativa a perdas mecânicas por atrito.

Por outro lado, a força eletromagnética (F_e) e a força de propulsão (F_x) relacionam-se da seguinte forma:

$$F_e = F_x + \Delta F_m = P_s/v_p + \Delta P_m/v_p \quad (4.5)$$

onde ΔF_m é a força relativa a perdas mecânicas.

Além da força de propulsão, é desenvolvida também uma força normal (F_n) no secundário ferromagnético do MIL, formada por uma componente atrativa (F_{az}) e outra repulsiva (F_{rz}).

$$F_n = F_{az} - F_{rz} \quad (4.6)$$

com:

$$F_{az} = B_{mz}^2 \cdot A_p / \mu_0 \quad \text{e} \quad F_{rz} = B_{mx} / B_{mz} \cdot (F_x - \Delta F_m) \quad (4.7)$$

A equação (F_{az}) denota a força de atração entre os núcleos do primário e secundário, enquanto (F_{rz}) expressa a força de repulsão provocada pelas correntes parasitas induzidas no secundário pelo campo magnético dos enrolamentos do primário. A força de repulsão (F_{rz}) resulta da proporcionalidade entre (F_x) e (B_{mz}) e entre (F_{rz}) e (B_{mx}).

Dependendo da configuração e da velocidade do MIL, a força normal (F_n) pode ter características predominantemente atrativa ou repulsiva.

Das relações entre (4.1), (4.2), (4.3) e (4.4), tem-se:

$$P_m = (v_p/v_s) \cdot P_e = (1 - s) \cdot P_e = (1 - s) F_e \cdot 2 \cdot f \cdot \tau \quad (4.8)$$

A força eletromagnética pode ser expressa em função de escorregamento, desprezando as resitências do primário, pela fórmula de Kloss:

$$F_e = 2 F_{\max} / (s/s_c + s_c/s) \quad (4.9)$$

onde (s_c) é o escorregamento crítico relativa a força máxima ($F_{\max}$) desenvolvida no MIL, essa força máxima corresponde ao rotor bloqueado de uma máquina rotativa.

Das equações (4.1), (4.2) e (4.9), pode-se obter a velocidade (v_p) em função de (F_e), (F_{max}), (s_c), (f) e (τ):

$$v_p = 2.f.\tau \left\{ 1 - s_c \left[F_{max}/F_e - \sqrt{(F_{max}/F_e)^2 - 1} \right] \right\} \quad (4.10)$$

A potência ativa de entrada do primário (P_a) é dada por:

$$P_a = m.V_1.I_1.\cos\varphi \quad (4.11)$$

A eficiência ou rendimento (η) é dada por:

$$\eta = P_s/P_a = F_x.v_p / (m.V_1.I_1.\cos\varphi) \quad (4.12)$$

ou

$$\eta.\cos\varphi = F_x.v_p / (m.V_1.I_1) \quad (4.13)$$

Segundo GIERAS (1994) o produto ($\eta.\cos\varphi$) usualmente não ultrapassa o valor de 0,4 para o MIL, enquanto para as máquinas rotativas chega a alcançar o valor de 0,8. No estudo realizado por LAITHWAITE (1981) foi introduzida uma técnica para melhorar o fator de

potência do MIL. Os resultados foram comparados com os dados experimentais obtidos na bancada de ensaios, sendo que o produto ($\eta \cdot \cos\phi$) alcançou 0,6 para a velocidade de 80 km/h.

4.3 Controle de Velocidade do MIL

A partir das equações (4.1) e (4.10), observa-se que o controle de velocidade do MIL pode ser feito com a variação de três parâmetros:

- passo polar (τ);
- escorregamento (s);
- frequência de alimentação (f)

4.3.1 Controle de velocidade por mudança de polos

O controle de velocidade por mudança de passo polar é feito variando o número de polos, usando a técnica de chaveamento das conexões em estrela/triângulo, como é feito comumente nas máquinas de indução rotativas. Outra técnica utilizada que resulta em mudança de polos é a de deslocamento de fases, descrita por WILLIAMS et al. (1964). O método de mudança de polos implica em alterações discretas de velocidade no motor, mas

tem a vantagem de manter sempre uma operação eficiente para essas velocidades. No caso de motores lineares, torna-se mais difícil aplicar essas técnicas diretamente nos enrolamentos, devido a natureza não uniforme do fluxo magnético no entreferro (EASTHAM e BALCHIN, 1975). A técnica descrita por EASTHAM e BALCHIN (1975) para ser utilizada em motores lineares mostra um arranjo de duplo enrolamento do primário com ligações em paralelo, que permite reduzir o número de contadores necessários para o chaveamento. Na prática, isto pode ser feito alterando as conexões de diferentes passos polares de dois ou mais enrolamentos independentes no primário do MIL.

4.3.2 Controle de velocidade por variação do escorregamento

O escorregamento (s) pode ser controlado no MIL, com secundário curto (sólido ou gaiola), variando a tensão de entrada (V_1). No caso de secundário enrolado, o controle pode ser feito variando a tensão de entrada (V_1) e o circuito de resistência do secundário. GIERAS (1994) recomenda a escolha da placa de reação com determinada resistência na fase de projeto do MIL, já que a mudança do circuito de resistência torna-se às vezes impraticável.

Segundo GIERAS (1994), o controle de velocidade variando a tensão de entrada não é um método muito econômico, uma vez que a força de propulsão é proporcional a $(V_1)^2$, sendo recomendável somente nas aplicações onde não haja muita variação de torque de partida.

Uma outra maneira de variar a velocidade angular do MIL descrita por NASAR e BOLDEA (1976) é deslocando radialmente o primário sobre o secundário tipo disco. Para uma velocidade (v_p) constante, a velocidade angular é inversamente proporcional ao raio (r) do disco. Assim, fechando o raio em direção ao centro do disco, pode-se aumentar a velocidade angular do MIL conforme a equação 4.14.

$$\omega = v_p/r \quad (4.14)$$

4.3.3 Controle de velocidade pela variação de frequência

O controle é feito alimentando o MIL com um inversor de frequência variável tipo tensão constante ou corrente constante. Este é o sistema de controle mais recomendável para controlar a velocidade do MIL, onde há variação de torque como no caso de tração elétrica.

Há várias estratégias empregadas na concepção do inversor, algumas delas no estágio de desenvolvimento. O método será discutido no capítulo 9.

4.4 O Efeito das Extremidades Longitudinais

O efeito das extremidades longitudinais sempre foi um problema crítico, dado a sua complexidade em solucionar as equações de campo no entreferro, levando em consideração as interações magnéticas e condições de contorno existentes entre primário e secundário. Vários autores tentaram solucionar analiticamente ou numericamente, segundo modelos unidimensionais, bidimensionais e tridimensionais, quase sempre a partir de simplificações para torná-los menos complicados. Basicamente compreende um conjunto de fenômenos que implicam na distorção da distribuição de densidade de fluxo no entreferro, provocando alterações na força de propulsão, na potência e no fator de potência do motor linear. Podem ser de natureza estática ou dinâmica.

O efeito das extremidades longitudinais estáticas aparece devido à limitação do comprimento do primário, como no caso do MIL de indutor curto. Assim, quando tensões trifásicas equilibradas são aplicadas no primário podem ocorrer um desbalanceamento de correntes nas fases. Mesmo com o primário parado, esse efeito foi detectado.

O efeito das extremidades longitudinais dinâmicos aparece com o movimento relativo entre o primário e o secundário. Basicamente, esse efeito é explicado pela lei de Lenz. O movimento relativo entre o primário e o secundário cria, devido à variação de fluxo, correntes induzidas, que por sua vez produzem fluxo contrário ao que as originou. O efeito é tanto maior quanto maior a velocidade de uma das partes do motor linear.

Geralmente, onde as aplicações de motores lineares são para baixas velocidades, esse fenômeno não é tão crítico, podendo até ser desprezado para efeito de cálculo dos parâmetros de desempenho e comprovação com os dados práticos. Para aplicações em altas velocidades a história é diferente. Verificações experimentais feitas por diversos autores (POLOUJADOFF, 1980; YOSHIDA, 1981; NASAR e BOLDEA, 1987; NONAKA e FUJII, 1988; GIERAS, 1990 etc.) mostraram que se não for levado em consideração, principalmente nas regiões de baixo escorregamento, podem ocorrer erros consideráveis no cálculo dos parâmetros de desempenho do motor linear.

O efeito das extremidades longitudinais é de natureza parasita. A compreensão física desse efeito é um pouco complicada. GIERAS (1994) afirma que esse efeito é causado pela interferência entre ondas magnéticas - a onda caminante com a velocidade síncrona, que produz um "eco" nas extremidades do circuito magnético e a onda gerada pelas correntes parasitas no secundário - e alteração produzida na relutância pelo fluxo magnético em cada extremidade do circuito magnético (Figura 43).

Figura 43 - Densidade de fluxo devido ao efeito das extremidades longitudinais

Na prática, o efeito de extremidades longitudinais, segundo GIERAS (1994), aparece na forma de:

- distribuição não uniforme da densidade de fluxo magnético no entreferro, em função da velocidade entre o primário e secundário,
- correntes desbalanceadas nas fases,

- distribuição não uniforme das correntes parasitas no secundário,
- forças de frenagem parasitas.

Assumindo que o secundário do MIL está parado e o primário se move com a velocidade (v_p) na direção (x), é possível provar (YAMAMURA, 1978) que na entrada da extremidade, a componente normal da densidade de fluxo magnético (B_mz) é menor que na saída da extremidade (Figura 44). Para velocidades baixas, próximas a zero, a componente normal do fluxo magnético na direção (x) tem a forma retangular. Para altas velocidades, a distribuição da densidade de fluxo magnético toma forma trapezoidal. GIERAS (1994) afirma que quanto maior a velocidade, maior a desigualdade entre as bases desse trapézio.

Figura 44 - "Envelopes" da densidade de fluxo magnético para diferentes velocidades
(Fonte: Gieras, 1994)

A distribuição de correntes parasitas no secundário para velocidade zero ($s=1$) e velocidade diferente de zero é dada na Figura 45. Segundo GIERAS (1994), as curvas para $s = 1$ e $s = 0,12$ da Figura 45, foram levantadas por Muller. Pela análise da Figura 45, a influência do efeito das extremidades sobre o desempenho do MIL é especialmente forte para altas velocidades e fraca para baixas velocidades.

Figura 45 - Distribuição das correntes parasitas no secundário (Fonte: Gieras, 1994)

Além da velocidade, de acordo com LAITHWAITE (1977), outros fatores podem acentuar a intensidade do efeito das extremidades longitudinais, como por exemplo, o tipo de conexão dos enrolamentos, se é ligado em série ou paralela, a distância do entreferro, resistência da placa de reação e o número de polos.

Compensações podem ser feitas para atenuar o efeito das extremidades longitudinais, como por exemplo, ligação de várias bobinas em série em cada fase do enrolamento, dimensionamento adequado de número de polos com conexões série ou série-paralela e extensão do núcleo de ferro além das ranhuras extremas do primário.

Uma outra possibilidade é citada por vários especialistas: YAMAMURA e ISHIKAWA (1971); NASAR e BOLDEA (1976); POLOUJADOFF (1980). Consiste na introdução de um enrolamento complementar de compensação que pode ser inserido em extensão ao enrolamento do primário, dentro ou fora da região considerada ativa. Segundo SHANMUGASUNDARAM e RANGASAMY (1988) esse método de compensação, “compensação em fase”, não atua eficientemente sobre toda faixa de velocidade, uma vez que o ângulo de fase das correntes dos enrolamentos de compensação têm de variar continuamente com o escorregamento variável para a completa compensação em toda faixa de operação. SHANMUGASUNDARAM e RANGASAMY apresentam um método aperfeiçoado, usando uma resistência “shunt” no enrolamento de compensação, válido para qualquer escorregamento, em toda faixa de velocidade. Neste método, a corrente de compensação é bem menor que o método anterior, principalmente na região de baixo escorregamento e elimina o equipamento necessário para ajustar o ângulo de fase entre as correntes dos enrolamentos de compensação e do primário. Os resultados de força de propulsão foram comprovados no laboratório com um modelo de MIL unilateral, placa de reação de alumínio, quatro polos principais e dois polos de compensação.

Na Figura 46, os enrolamentos de compensação e do primário são representados por densidade linear de corrente sobre a face do primário (J_m e J_c). Segundo modelo desenvolvido por YAMAMURA (1978) e comprovado em modelo experimental, o enrolamento de compensação elimina os efeitos de extremidades longitudinais na entrada do primário móvel em relação ao secundário.

- Os laços C_1 e C_3 concatenam fluxos com variação de FEM induzido e corrente no secundário.

Supondo que o móvel (primário) se movimenta da esquerda para a direita (Figura 47), então a extremidade à esquerda será a extremidade de entrada e a da direita, a extremidade de saída. Nessa posição instantânea, a metade de C_1 está fora da zona ativa e a outra metade está dentro sob a sua ação. O mesmo ocorre com o laço C_3 . A reação de induzido, em C_1 e C_3 , é de oposição à variação de fluxo, retardando seu estabelecimento em C_1 e desaparecendo em C_3 , o que dá origem a uma força frenante.

Figura 47 - Circulação de corrente induzida na placa de reação

A representação de como o efeito das extremidades longitudinais pode influenciar o equacionamento do campo magnético é feita através do diagrama fasorial das tensões

induzidas e das correntes do primário dado na Figura 48. De acordo com GIERAS (1994), devido as características construtivas do MIL, as tensões induzidas (FEM) por fase não são balanceadas para velocidades (v_p) diferentes de zero. Supondo que seja removido o secundário do motor e que as impedâncias dos enrolamentos do primário sejam iguais, as tensões induzidas (E_{1a} , E_{1b} , E_{1c}) e as correntes de fase (I_{1a} , I_{1b} , I_{1c}) trifásicas do primário ficam balanceadas. Quando a placa de reação é montada no motor e se há velocidade relativa (v_p) entre primário e secundário, surgem então tensões induzidas desbalanceadas (E'_{1a} , E'_{1b} , E'_{1c}) e diminuídas pela reação das correntes parasitas do secundário, onde $E'_{1a} > E'_{1b}$ ou $E'_{1a} > E'_{1c}$. Este desbalanceamento é devido a distribuição não uniforme da densidade de fluxo magnético no primário com velocidade diferente de zero. Caso a fonte de alimentação seja do tipo tensão constante, então as tensões induzidas desbalanceadas do primário geram distúrbios nas correntes faseadas que estão balanceadas.

Figura 48 - Diagrama fasorial de tensões induzidas e correntes do primário

A partir de proposições feitas no diagrama fasorial, dois métodos são utilizados para o tratamento das equações de campo magnético.

- Assume-se que o sistema de tensões induzidas no primário esteja balanceado mesmo para velocidade (v_p) diferente de zero. O efeito das extremidades longitudinais é considerado ou inserindo uma impedância adicional no Circuito Equivalente ou então, subtraindo as forças parasitas da força de propulsão.
- Determina-se um sistema desbalanceado de tensões induzidas (FEM) devido ao efeito das extremidades e a partir daí os cálculos são feitos com os requisitos de um sistema desbalanceado.

Na literatura, o primeiro método é encontrado com muita frequência, mas há muitas variações possíveis com base nesses dois métodos para análise do efeito das extremidades longitudinais. GIERAS (1994) destaca três métodos: método de Shturman, método de Yamamura e o método que utiliza coeficientes para compensar o efeito das extremidades longitudinais. Todos esses três métodos assumem que as tensões do primário estejam balanceadas e representam os enrolamentos do primário como uma folha de corrente equivalente e a corrente trifásica como densidade de corrente linear.

GIERAS (1994) observa que o método de coeficientes de compensação torna-se muito conveniente, uma vez que é o pressuposto básico para a utilização do Circuito Equivalente na representação do MIL, já levando em consideração os efeitos de extremidades longitudinais.

Nesse caso, as tensões induzidas no primário (E'_1) devido ao efeito das extremidades longitudinais ficam reduzidas a:

$$E'_1 = E_1 (1 - K_e) \quad (4.15)$$

onde ($K_e < 1$) é o coeficiente do efeito das extremidades longitudinais dado pela expressão:

$$K_e = - (K_{we}/K_w)(\pi\tau_e/\tau^2)/[1/T_e^2 + (\pi/\tau_e)^2].f(\zeta).e^{\{-p\tau_e/T_e\}[\sinh(p\tau_e/T_e)]/[p.\sinh(\tau_e/T_e)]} \quad (4.16)$$

onde (T_e) é o fator de atenuação da onda amortecida de densidade de fluxo na extremidade de entrada do primário, (τ_e) é o passo polar da onda amortecida e (K_{we}) é o fator de distribuição do enrolamento referente a densidade de fluxo na entrada da extremidade dado por:

$$K_{we} = \{ \text{sen}[(\tau/\tau_e).(\pi/2m)]/[q.\text{sen}(\tau/\tau_e).(\pi/2m.q)] \} . \text{sen}(\tau/\tau_e) (\pi/2) (t_s/\tau) \dots\dots\dots (4.17)$$

e $f(\zeta)$ é a função angular onde (ζ) é o ângulo de fase entre o campo caminhante no sentido normal e a onda da densidade de fluxo na entrada da extremidade dada por:

$$f(\zeta) = (1/T_e).\text{sen}(\zeta) + \pi/\tau_e.\cos(\zeta) \quad (4.18)$$

De acordo com NONAKA e HIGUCHI (1988) a influência do efeito das extremidades longitudinais sobre a força propulsora de um MIL unilateral com placa de reação de aço é desprezível para ($s > 0,3$) e muito pequena para escorregamentos baixos. O estudo feito por GIERAS et al. (1985) mostra que a influência do efeito de extremidades longitudinais é

muito maior na força normal que na força de propulsão para um MIL unilateral com placa de reação de aço. Em outro estudo, GIERAS et al. (1986) mostram resultados similares utilizando um MIL unilateral com placa de reação dupla constituída de aço e alumínio.

4.5 O Efeito Pelicular na Placa de Reação

Supondo um MIL unilateral com placa de reação sólida condutora de espessura genérica (d), a condutividade original do secundário (σ), devido ao efeito pelicular é dada em termos de condutividade efetiva (σ_e) (NASAR e BOLDEA, 1987). Assim:

$$\sigma_e = \sigma / K_s \quad (4.19)$$

onde (K_s) é o fator de correção do efeito pelicular dado pela expressão (4.19).

$$K_s = 2e/\delta_i \left\{ [\sinh(2d/\delta_i) + \sinh(2d/\delta_i)] / [\cosh(2d/\delta_i) - \cosh(2d/\delta_i)] \right\} \quad (4.20)$$

onde (δ_i) é a profundidade de penetração na placa de reação sólida e condutora dada pela expressão:

$$\delta_i = 1/\sqrt{[\mu_o \cdot \pi \cdot f \cdot s \cdot \sigma + 1/2(\beta)^2]} \quad (4.21)$$

onde:

$$\beta = \pi/\tau \quad (4.22)$$

Ensaio efetuado por BOLDEA e NASAR (1974), indicam que na região de baixo escorregamento, os valores de (K_s) situam entre 1,01 a 1,1, o que faz diminuir a condutividade do secundário.

4.6 Fator de Qualidade (G)

O Fator de Qualidade (G) "Goodness Factor", é um termo introduzido por LAITHWAITE (1966), aqui adotado para expressar a capacidade de uma máquina em converter energia elétrica em energia mecânica ou vice-versa; em outras palavras, mede o desempenho em sistema de conversão eletromecânica.

GUERRINI (1972) traduziu como "Índice de Mérito", visto ser idêntico ao índice de mérito de indutores definido como uma relação de reatância por uma resistência. Já FALCONE (1982) e SIMONE (1992) acharam por bem manter a definição como Fator de Qualidade, dada a particularidade em aparecer em muitas expressões, tais como: força de propulsão, rendimento, potência, fator de potência etc., tornando-se um indicador numérico de desempenho do motor linear.

A literatura mostra que o Fator de Qualidade provém do "Número de Reynolds Magnético" (R), a que VOL'DEK et al. (1973) e KRATZ (1979) referem como um dos fatores que afetam o desempenho dos motores lineares, e é definido como a relação entre a reatância e resistência do secundário ou a relação entre os campos magnéticos de indução e induzido aplicadas a um meio isotrópico.

$$R = \mu_0 \cdot v_s^2 / \omega = 2 \cdot \mu_0 \cdot f \cdot \tau^2 / \pi \quad (4.23)$$

GROOT (1993) faz um modelamento matemático de um MIL para diversas configurações, usando o método de complexo fasorial e utiliza o "Número de Reynolds Magnético" nos cálculos de parâmetros de desempenho.

YAMAMURA (1978) propôs adotar o "Número de Reynolds Magnético" como critério para classificar os motores lineares de alta velocidade e de baixa velocidade. Assim para (R) bem maior que a unidade ($R \gg 1$), tem-se um motor de alta velocidade e para (R) menor que a unidade ($R < 1$), tem-se um motor linear de baixa velocidade.

O Fator de Qualidade G do MIL unilateral com placa de reação dupla de alumínio e ferro é definido como:

$$G = (2 \cdot \mu_0 \cdot \tau^2 \cdot f) / (\rho_r \cdot g_t \cdot \pi) \quad (4.24)$$

A equação (4.24) mostra que o Fator de Qualidade é independente da tensão de alimentação do MIL. A formulação é válida na hipótese de não apresentar fluxo de dispersão no entreferro. O entreferro total (g_t) é soma do entreferro mecânico (g) mais a espessura da placa de alumínio (d_1) e ($\rho_r = \rho/d_1$) representa a resistividade superficial do secundário, onde: (ρ) é a resistividade do alumínio.

Em termos de Circuito Equivalente, desprezando a reatância de dispersão (X_{lr}), o Fator de Qualidade (G) do MIL com a placa de reação não ferromagnética (cobre ou alumínio) fica:

$$G = X_m/R_2 \quad (4.25)$$

Como o Fator de Qualidade foi expresso como relação entre reatância (X_m) de magnetização e resistência do secundário (R_2), não depende do número de espiras, uma vez que os dois termos são proporcionais ao quadrado.

VADHER (1982) introduziu uma modificação no Fator de Qualidade, nos casos onde é usado somente a placa de reação de aço, com a denominação de (G_s), onde assumiu que a reatância de dispersão (X_{lr}) não seria tão desprezível, uma vez que sua influência sobre a força de propulsão do MIL unilateral tem considerável efeito.

O Fator de Qualidade do MIL unilateral somente com a placa de reação feito de aço, sem a chapa não ferromagnética é definido como:

$$G_s = X_m/R_2 \Big|_{s=1} = (K_2 \cdot \mu_o \cdot \tau^3 \cdot f.) / (g_t \cdot \rho \cdot B_o) \quad (4.26)$$

onde (K_2) é uma constante e (B_o) a densidade fluxo magnético saturado no secundário.

Comparando (G) e (G_s), pode-se notar algumas diferenças significativas como:

- o Fator de Qualidade do MIL com a placa de reação de aço é proporcional a (τ^3) , enquanto que para a placa de reação dupla de alumínio e aço é proporcional a (τ^2) .
- o Fator de Qualidade do MIL com a placa de reação de aço é proporcional a densidade de fluxo do entreferro (B_{mz}), enquanto que com a placa de reação dupla de alumínio e aço não depende de (B_{mz}). Esta é a principal diferença de operação do MIL entre a placa de reação dupla e de aço.

4.6.1 Fator de Qualidade Ótimo (G_O) e Fator de Qualidade Realístico (G_R)

NASAR e BOLDEA (1976) introduziram o conceito de Fator de Qualidade Ótimo (G_O) e Fator de Qualidade Realístico (G_R), considerando o efeito transversal das bordas (item 4.7), efeito pelicular e fluxo de dispersão no entreferro. Dessa forma, como o Fator de Qualidade (G) não leva em consideração as restrições citadas, o desempenho de motores lineares não pode ser avaliado de forma eficiente, para toda faixa de velocidade. É razoável supor que $G_O = G_R$.

A definição do Fator de Qualidade Ótimo (G_O) é baseada na idéia de que é possível projetar um motor linear tal que a força propulsora para uma dada velocidade síncrona seja zero. Esse fato parte da similaridade com o motor de indução convencional, onde nenhum torque é desenvolvido na velocidade síncrona. Para determinar (G_O), os efeitos de extremidades, efeito pelicular, efeitos transversais das bordas e fluxo de dispersão do entreferro devem ser levados em consideração. Assim, o conceito de Fator de Qualidade Ótimo é útil no caso de projetar MIL para aplicações, desde baixas velocidades até altas velocidades.

O fator G_R é definido como:

$$G_R = (K_m \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot d_l \cdot v_s^2) / (K_s \cdot K_1 \cdot K_c \cdot \omega \cdot g_t) \quad (4.27)$$

Na equação (4.27), o coeficiente (K_t) que corrige o efeito das bordas transversais é dado pela equação (4.32), o coeficiente (K_m) que corrige a redução da reatância de magnetização pelo efeito das bordas transversais é dado pela equação (4.33), o coeficiente de Carter (K_c) que compensa a dispersão do fluxo magnético nas ranhuras do primário é dado pela equação (4.46).

O coeficiente de dispersão do entreferro (K_1) é levado em consideração usando o conceito de entreferro efetivo (g_e).

$$K_1 = g_e / g_t = (1 / \beta \cdot g_t) \tanh(\beta \cdot g_t) \quad (4.28)$$

Em geral, em qualquer projeto de motores há o compromisso de obter o máximo esforço de propulsão, eficiência e fator de potência para um mínimo de peso do mesmo.

NASAR e BOLDEA (1985) demonstram que o máximo fator de potência ($\cos\phi$) do secundário na ausência dos efeitos de extremidades corresponde a:

$$\cos\phi = s \cdot G_R / \sqrt{1 + s^2 \cdot G_R^2} \quad (4.29)$$

Nestas condições, o máximo esforço de propulsão na condição de corrente do primário constante é dado por:

$$s.G_r = 1 \quad (4.30)$$

E o fator de potência do secundário torna-se igual a 0,707.

Para uma dada corrente do primário, um alto valor de ($s.G_r$) resultaria num baixo esforço de propulsão e um alto fator de potência. Segundo BOLDEA e NASAR (1976), a condição ótima deve ser dada por:

$$1,6 < s.G_r < 2,2 \quad (4.31)$$

Em geral, se for desprezado o efeito das extremidades, o desempenho do MIL tende a melhorar com o aumento do (G_r). Caso contrário, se o efeito das extremidades for considerado, o desempenho do MIL cai bastante com o aumento do G_r .

4.7 Efeito das Bordas Transversais

O efeito das bordas transversais está ligado ao espraçamento do fluxo magnético no entreferro. As correntes induzidas na placa de reação apresentam uma componente que produz forças laterais que dão origem a instabilidade lateral no movimento, acentuada no

caso em que o primário e o secundário não estejam centrados. Para atenuar esse problema, procura-se construir a placa de reação bem mais larga do que o enrolamento do primário.

A Figura 49 mostra o modelo de um MIL unilateral, primário móvel e com a placa de reação dupla (ferro + alumínio) bem mais larga que o primário. Os fluxos e as correntes indicadas são:

- C'_0 - laços fictícios de corrente pelicular dentro da região ativa;
- C'_1 - laços fictícios de corrente pelicular fora da região ativa;
- $\emptyset$ - fluxo longitudinal devido a corrente do primário;
- $\emptyset_1$ - fluxo devido a componente da corrente pelicular referente a direção transversal do movimento;
- $\emptyset_2$ - fluxo devido a componente da corrente pelicular referente a direção longitudinal do movimento.

A componente da corrente pelicular perpendicular ao movimento, referente a Figura 48, gera o fluxo ($\emptyset_1$) que tem a mesma direção, mas em sentido contrário ao fluxo gerado pelas correntes do primário. O fluxo ($\emptyset_2$) originado pela componente da corrente pelicular que flui na direção do movimento passa dentro e fora do núcleo do primário, provocando forças laterais.

Figura 49 - Efeito das Bordas Transversais

BOLTON (1969) recomenda utilizar um modelo tridimensional para analisar as variações da densidade de fluxo magnético e da corrente induzida na placa de reação, devido a sua complexidade, que basicamente age nas duas direções do movimento, longitudinal e transversal.

BOLTON (1969) adotou um modelo bidimensional do MIL para analisar os efeitos das bordas transversais, introduzindo os coeficientes (K_t) e (K_m), para corrigir os efeitos das bordas transversais, que causam o aumento da resistência do secundário pelo fator (K_t) e diminuição da reatância de magnetização pelo fator (K_m).

$$K_t = K_x^2 [(1 + s^2.G_1^2.K_r^2/K_x^2)]/[K_r(1 + s^2.G_1^2)] \geq 1 \quad (4.32)$$

$$K_m = K_x [(1 + s^2.G_1^2.K_r^2/K_x^2)]/[(1 + s^2.G_1^2)] \leq 1 \quad (4.33)$$

onde K_x e K_r são dados por:

$$K_r = 1 - \text{Re}[(1 - j.s.G_1)(\varpi.s.G_1/a_e.\alpha).\text{tgh}(\alpha.a_e)] \quad (4.34)$$

$$K_x = 1 + \text{Re}[(s.G_1 + j)(\varpi.s.G_1/a_e.\alpha)\text{tgh}(a_e.\alpha)] \quad (4.35)$$

e

$$\varpi = 1/[1 + \sqrt{(1 + jsG_1)\text{tgh}(a_e.\alpha)\text{tgh}\beta(c - a_e)}] \quad (4.36)$$

onde (G_1) , (a_e) e (α) são dados por:

$$G_1 = G/[K_c.K_l.K_s(1 + K_{p1})] \quad (4.37)$$

$$2a_e = w + K_c.g \quad (4.38)$$

$$\alpha = \beta\sqrt{(1 + jsG_1)} \quad (4.39)$$

$$K_{p1} = (\mu_o/\beta^2) [1/(\mu_i \cdot \delta_i \cdot g_t \cdot K_{ti})] \quad (4.40)$$

$$K_{ti} = 1/\{1 - (1/\beta \cdot a_e) \tanh(\beta \cdot a_e)\} \quad (4.41)$$

onde: $2a_e$ = largura equivalente do primário; μ_i = permeabilidade magnética da placa condutora e δ_i = profundidade de penetração na placa condutora.

Os parâmetros de desempenho do MIL são dados em termos de entreferro equivalente (g_e), condutividade equivalente (σ_e) e Fator de Qualidade equivalente (G_e).

$$g_e = K_1 \cdot K_c / K_m (1 + K_{p1}) \cdot g_t \quad (4.42)$$

$$\sigma_e = \sigma / (K_s \cdot K_t) + (\sigma_i \cdot \delta_i) / (K_{ti} \cdot d_1) \quad (4.43)$$

$$G_e = (2\mu_o \cdot f \cdot \tau^2 \cdot \sigma_e \cdot d_1) / (\pi \cdot g_e) \quad (4.44)$$

O coeficiente de Carter (K_c) é dado por:

$$K_c = [K_{ci} (g + d_1)g + d_1^2 - g \cdot d_1] / [g^2 + d_1^2] \quad (4.45)$$

onde:

$$K_{ci} = t_s / (t_s - g_t \gamma_1) \quad (4.46)$$

$$\gamma_1 = (4/\pi) \left\{ (w_s/2g_t) \arctg(w_s/2g_t) - \ln \sqrt{1 + (w_s/2g_t)^2} \right\} \quad (4.47)$$

As dimensões: t_s = passo da ranhura; d_1 = espessura da placa de alumínio; w_s = largura da ranhura e g = entreferro mecânico, estão indicadas na Figura 50. O entreferro total (g_t) é igual a:

$$g_t = g + d_1 \quad (4.48)$$

GIERAS (1994) preferiu atuar sobre a condutividade do secundário para compensar o efeito das bordas transversais e usou o coeficiente de Russell e Norsworthy convenientemente modificado para ser aplicado ao MIL unilateral com placa de reação dupla de alumínio e ferro. O cálculo do fator de redução da condutividade da placa de alumínio devido ao efeito das bordas transversais (K_{rn}) chegou a expressão:

$$K_{rn} = 1 - \left\{ \tanh[\beta \cdot (w + c)/2] / [\beta \cdot (w + c)/2] [1 + \tanh[\beta \cdot (w + c)/2] \cdot \tanh(\beta \cdot c/2)] \right\} \quad (4.49)$$

E a condutividade da placa de alumínio devido ao efeito das bordas transversais fica reduzida a:

$$\sigma' = K_m \sigma \quad (4.50)$$

Figura 50 - Dimensões do MIL unilateral de estator curto

Na prática, o efeito das bordas transversais implica na diminuição da condutividade do secundário pelo coeficiente (K_{t1}) e no incremento da impedância do secundário ($K_z Z_2$), onde ($K_z > 1$) é dado por (GIERAS, 1994):

$$K_Z = 1 - g/w + 2\tau/\pi(w + c) \{ 1 - e^{[-\pi(w + c)/2.w]} \} \quad (4.51)$$

Segundo YAMAMURA (1978) o valor da aba (c) pode ser otimizado, pois acima de um certo valor, o coeficiente (K_{rn}) torna-se praticamente constante, sendo portanto, inútil o aumento exagerado da largura do secundário em relação a largura do primário.

A relação ótima para a aba (c) é dada por:

$$c = 2\tau/\pi \quad (4.52)$$

4.8 Formulação das Equações de Campo para o MIL

Já foi visto que o princípio de operação do MIL é praticamente o mesmo do motor convencional. No entanto, o secundário do MIL não é um rotor tipo gaiola de esquilo como no convencional, mas sim uma placa sólida de aço com uma fina placa condutora. Assim é conveniente analisar o MIL usando as equações de campo eletromagnético. Os passos que envolvem a análise do campo são: escolha de um modelo físico ajustado para a análise matemática, formulação das equações de campo para as condições de contorno, solução das equações dentro das condições de contorno e interpretação dos resultados.

4.8.1 Escolha de um modelo físico

No caso das estruturas ranhuradas do indutor com os enrolamentos inseridos nas mesmas, não é tão fácil formular as equações de campo, definindo as condições de contorno. Para simplificar o problema, adota-se um indutor fictício, plano e liso e os enrolamentos do primário por elementos fictícios de corrente, infinitamente fino e plano, chamados Folhas de Corrente. A corrente que circula por ela é dada por densidade linear de corrente. Neste caso, é assumido que todas as ranhuras são preenchidas por mesmo número de condutores e as bobinas são conectadas em série, de tal forma que a corrente que entra é a mesma que sai em cada fase.

A distribuição da densidade linear de corrente na Folha de Corrente deve ser a mesma que na configuração da ranhura preenchida com condutores, tal que o campo magnético no entreferro seja inalterável.

Quando se faz a estrutura ranhurada do indutor na forma plana, o entreferro real deve ser colocado em termos de entreferro efetivo (g_e). A melhor forma de estimar o entreferro efetivo é usando o coeficiente de CARTER (K_c) como fator multiplicativo (BOLDEA e NASAR, 1985).

A transformação da estrutura original do enrolamento (Figura 51) para a equivalente Folha de Corrente é dada na Figura 52, onde a ranhura contém (N) espiras, cada uma com a corrente (I). Nesse modelo é assumido que a permeabilidade do ferro (μ_i) é muito maior que a do ar ($\mu_i \gg \mu_0$). Aplicando a lei de Ampère nas Figuras 51 e 52, tem-se:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = N I = h \cdot w_s \quad \text{ou} \quad h = N I / w_s \quad (4.53)$$

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int \vec{J} \cdot d\vec{s} \quad (4.54)$$

$$h \cdot w_s = NI_l \quad (4.55)$$

51 - Estrutura original da ranhura

Figura 52 - Folha de corrente na Ranhura

Figura 53 - Densidade linear de corrente na ranhura

$$j_1 = \text{Re} \{ J_m e[j(\omega t - \beta x)] \} \quad (\text{A/m}) \quad (4.57)$$

A amplitude da densidade de corrente (J_m) é dado por:

J_m = (corrente máxima periférica do primário/comprimento periférico do primário) x fator de enrolamento do primário (k_w).

$$J_m = (m.2.N.\sqrt{2}.I_1/2p.\tau).k_w = \sqrt{2}.m.N.I_1.k_w/(p.\tau) \quad (\text{A/m}) \quad (4.58)$$

onde o fator de enrolamento do primário (k_w) tem o valor aproximado de 0,9.

O modelo adotado é um MIL equivalente, cujo primário é alimentado por uma fonte de corrente constante, representada pela folha de corrente dada pelas equações (4.57) e (4.58). O modelo também pode ser aplicado ao MIL alimentado por uma fonte de tensão constante.

Segundo YAMAMURA (1978), não há diferença de desempenho em ligações séries ou paralelos dos enrolamentos do primário, quando a fonte é de corrente constante. A situação pode mudar quando a fonte de alimentação é de tensão constante. Neste caso, o efeito das extremidades pode enfraquecer o campo magnético na entrada, quando o primário se desloca sobre o secundário do MIL, resultando em excesso de perdas de cobre e uma força eletromotriz não uniforme dos enrolamentos do primário.

O secundário do MIL é construído com uma chapa de ferro, recoberto com uma placa de alumínio, representada por uma folha condutora homogênea.

4.8.2 Equação do campo magnético no entreferro

É na região do entreferro que ocorrem as interações magnéticas mais importantes do MIL. Assim, seria interessante analisar as equações de campo formuladas para essa região. Para isso, é necessário escolher um modelo matemático que estabeleça as condições de contorno, e adotar os conceitos formulados anteriormente e algumas restrições simplificadoras.

Figura 54 - Modelo idealizado de MIL

Considera-se um modelo unidimensional de MIL da Figura 54, onde assume-se que a permeabilidade do secundário seja infinita. O primário é representado por uma folha de

corrente de espessura infinitesimal e o secundário é de ferro sólido suposto homogêneo. As densidades de correntes lineares no secundário e primário são dadas, respectivamente, por (J_s) e (J_m). A largura do secundário na direção (y) é igual a um metro ($L = 1$).

Assumindo que a corrente flua na direção (y) e a permeabilidade do núcleo magnético seja infinita e a velocidade relativo entre primário e secundário (v_p), então:

$$H'_z = (\partial H_z / \partial x) \Delta x + H_z \quad (4.59)$$

$$E'_y = (\partial E_z / \partial x) \Delta x + E_y \quad (4.60)$$

Pela lei de Ampère:

$$\overline{H} \, d\overline{l} = \overline{J} \cdot d\overline{s} \quad (4.61)$$

A integral do campo magnético (H) no perímetro do retângulo de largura (Δx) é dada por $g_t(\partial H_z / \partial x)\Delta x$. Por outro lado, a quantidade de corrente no retângulo pela lei de Ampère é dada por $(J_s + J_m)\Delta x$.

Igualando:

$$g_t (\partial H_z / \partial x) = J_s + J_m \quad (4.62)$$

A força eletromotriz (E_y) na direção (y), considerando o perímetro do retângulo de 1 (um) metro de comprimento e largura (Δx) é dada por $(\partial E_y / \partial x) \Delta x$. A força eletromotriz tem duas componentes: a transformada tensão dada por $\mu_0 (\partial H_z / \partial t) \Delta x$ e a tensão velocidade dada por $v_p \cdot \mu_0 (\partial H_z / \partial x) \Delta x$. Igualando os dois termos, tem-se:

$$\partial E_y / \partial x = \mu_0 (\partial H_z / \partial t) + \mu_0 \cdot v_p (\partial H_z / \partial x) \quad (4.63)$$

pela lei de Ohm:

$$J_m = \sigma \cdot E_y \quad (4.64)$$

De (4.54) a (4.64), tem-se:

$$g_t (\partial^2 H_z / \partial^2 x) = \sigma \cdot \mu_0 (\partial H_z / \partial t) + \partial J_m / \partial x + v_p \cdot \mu_0 (\partial H_z / \partial x) \quad (4.65)$$

Em termos de B_z , a equação da densidade de campo no entreferro fica:

$$\partial^2 B_z / \partial^2 x - (u_0 \cdot \sigma / g_t) \cdot (\partial B_z / \partial t) - (u_0 \cdot \sigma \cdot v_p) / g_t (\partial B_z / \partial x) = (\mu_0 / g_t) \cdot \partial J_m / \partial x \quad (4.66)$$

A solução da equação (4.66) é do tipo:

$$B(x, t) = B_{mz} e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (4.67)$$

GIERAS (1994) calculou o valor da amplitude de densidade de campo magnético no entreferro (B_{mz}), usando o método de camadas para a harmônica fundamental:

$$B_{mz} = (2\sqrt{2} \cdot m \cdot N \cdot K_w \cdot I_1 \cdot \mu_0) / (2g_t \cdot \pi \cdot p \cdot K_c \cdot K_{sat}) \quad (4.68)$$

onde o coeficiente de saturação do circuito magnético (k_{sat}) para o MIL é definido pela equação:

$$K_{sat} = (1 + 2V_{\mu l}) / 2V_{\mu g} \quad (4.69)$$

onde ($V_{\mu l}$) é a queda de potencial magnético sobre o núcleo ferromagnético do secundário e ($V_{\mu g}$) é a queda de potencial magnético sobre o entreferro multiplicado pelo coeficiente de Carter.

O cálculo da queda do potencial magnético sobre o núcleo ferroamagnético é feito com base na distribuição da intensidade de campo magnético de maneira aproximada. Tanto maior o erro, quanto maior o passo polar do MIL.

A teoria clássica de máquinas elétricas diz que o coeficiente de saturação influencia a reatância de magnetização. No modelo em Circuito Equivalente utilizado por GIERAS (1994), esse fato é levado em consideração para o cálculo da reatância de magnetização do MIL unilateral.

YAMAMURA (1978) analisou a distribuição da componente fundamental da densidade de fluxo magnético no entreferro para um MIL bilateral, considerando o efeito das extremidades longitudinais. De acordo com YAMAMURA, a distribuição de amplitude da componente normal da densidade de fluxo magnético que caminha com a velocidade síncrona (v_s) é dada por:

$$(g_t K_c / \mu_0) \cdot \partial B_z^2 / \partial x^2 - (v_p \cdot \sigma' \cdot d_e) \partial B_z / \partial x - j(\omega \cdot \sigma' \cdot d_e) B_z = j(\beta \cdot J_m) \cdot e[j(\omega t - \beta x)] \quad (4.70)$$

onde: (σ') é a condutividade equivalente da placa condutora devido ao efeito das bordas transversais e (d_e) representa a espessura equivalente da placa de reação devido a resistência as correntes parasitas:

$$d_e = K_{tr} \cdot w / \sigma' \cdot \tau \cdot R_2 \quad (4.71)$$

O coeficiente (K_{tr}), análogo à máquinas rotativas expressa a redução da relação de espiras da impedância do secundário para o primário, é dado por:

$$K_{tr} = (m_1 / m_2) [(N_1 K_{w1}) / (N_2 K_{w2})]^2 \quad (4.72)$$

onde o índice 1 é relativo ao primário e o índice 2 ao secundário. No caso do MIL com placa de reação sólido; $m_2 = 2p$, $K_{w2} = 1$ e $N_2 = 0,5$ então, a expressão (4.72) fica reduzida a:

$$K_{tr} = 2m.(N.K_w)^2/p \quad (4.73)$$

onde (m) é o número de fase do primário, (N) é o número de espiras do primário, (p) o número de pares de polo e (K_w) o fator de distribuição do enrolamento do primário.

YAMAMURA (1978) expressa a solução da equação (4.70) da seguinte forma:

$$b(x,t) = \text{Re} \left\{ B_{mz} e [j(\omega t - \beta x + \psi)] + B_{mz}^+ e (-x/\alpha_a) [j(\omega t - (\pi/\tau_e)x)] + \right. \\ \left. B_{mz}^- e (x/\alpha_b) [j(\omega t + (\pi/\tau_e)x)] \right\} \quad (4.74)$$

onde os coeficientes (α_a e α_b) expressam as distâncias de penetração na direção (x) da onda amortecida de passo polar (τ_e).

$$B_{mz} = J_m / \sqrt{[\sigma' \cdot d_e (v_s - v_p)]^2 + [(g_t \cdot K_c / \mu_o) \beta]^2} \quad (4.75)$$

$$\alpha_a = 2g_t.K_c/[C.g_t.K_c - v_p.\mu_o.\sigma'.d_e] \quad (4.76)$$

$$\alpha_b = 2g_t.K_c/[C.g_t.K_c + v_p.\mu_o.\sigma'.d_e] \quad (4.77)$$

$$C = (1/\sqrt{2}) \sqrt{(\bar{a}_r + b_r^2)} \quad (4.78)$$

$$D = (1/\sqrt{2}) \sqrt{(\bar{a}_r - b_r^2)} \quad (4.79)$$

$$a_r = b_r^4 + 16[(\omega.\mu_o.\sigma'.d_e)/g_t.K_c]^2 \quad (4.80)$$

$$b_r = (v_p.\mu_o.\sigma'.d_r)/g_t.K_c \quad (4.81)$$

$$\tau_e = 2\pi/D \quad (4.82)$$

O primeiro termo da equação (4.74) expressa a densidade de fluxo magnético com amplitude (B_{mz}), o segundo termo expressa a onda amortecida com a amplitude (B_{mz}^+) gerada na entrada da extremidade e na direção do movimento, o terceiro termo expressa a onda amortecida com amplitude (B_{mz}^-) gerada na saída da extremidade do MIL e em

sentido oposto a direção do movimento. De acordo com GIERAS (1994) a onda com amplitude (B_{mz}) tem pequena influência sobre a distribuição do campo magnético e pode ser desprezada para efeito de cálculos.

O ângulo (ψ) entre a onda da densidade de fluxo magnético com a amplitude (B_{mz}) caminhando com a velocidade síncrona (v_s) e a corrente do primário (I_1) é dado, de acordo com YAMAMURA (1978), por:

$$\psi = \arctg\left\{(\pi \cdot g_t \cdot K_c) / [\sigma' \cdot d_e \cdot \mu_0 \cdot \tau \cdot (v_s - v_p)]\right\} \quad (4.83)$$

A força de propulsão eletromagnética (F_e) pode ser calculada sem levar em consideração os efeitos longitudinais de extremidades, uma vez que é provocada pela ação de densidade de fluxo magnético, que caminha com a velocidade síncrona sobre a folha de corrente com a densidade de corrente (J_m).

GIERAS (1994) chega a seguinte equação:

$$F_e = p \cdot \tau \cdot w \cdot J_m \cdot B_{mz} \cdot \cos\varphi \quad (4.84)$$

Para calcular a força de propulsão (F_x) é necessário subtrair da força eletromagnética (F_e) a força proporcional às perdas mecânicas (equação 4.5).

4.8.3 Equação do campo magnético no núcleo do indutor

Supondo que a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro do MIL operando em vazio com um número par de polos seja uniforme, a densidade de fluxo no núcleo do indutor (B_n) é dada pela expressão:

$$B_n = 1/d_a \left(\int B_{mz} dx + K_a \right) \quad (4.85)$$

onde (d_a) é a altura do núcleo e (K_a) é uma constante a ser determinada pelas condições de contorno, para qual:

$$\begin{array}{lll} x = 0 & \longrightarrow & B_n = 0 \\ \text{e para } x = p\tau & \longrightarrow & B_n = 0. \end{array}$$

LAITHWAITE (1965b) chega a seguinte solução:

$$B_n = (p.B_{mz}/\pi.d_a).[\cos(\omega t - \pi.x/p) - \cos \omega t]$$

$$B_n = (p.2.B_{mz}/\pi.d_a).[\sin(\omega t - \pi.x/2p).\sin(\pi.x/2p)] \quad (4.86)$$

A forma de onda da densidade de fluxo magnético no núcleo do primário de 4 polos é dada pela Figura 55.

Figura 55 - Distribuição da densidade de fluxo magnético no núcleo do primário

4.9 Considerações Finais

Neste capítulo procurou-se desenvolver os princípios de funcionamento do MIL e as equações de densidade de campo magnético no entreferro, utilizando um modelo idealizado e baseado na teoria eletromagnética.

Foram discutidos conceitos básicos como: efeito das extremidades, efeito das bordas, Fator de Qualidade, folha de corrente, efeito pelicular na placa de reação e correntes parasitas. Foram dados os coeficientes utilizados para consideração desses efeitos para cálculo de parâmetros de desempenho do MIL e técnicas utilizadas para compensação dos efeitos de extremidades. Os principais métodos de controle de velocidade do MIL usados para aplicações diversas foram analisados neste capítulo.

CAPÍTULO 5

MODELAMENTO DO MIL

5.1 Considerações Iniciais

Quando se fala em análise do motor linear para aplicação em tração elétrica, necessariamente deve ser incluído o estudo do inversor de frequência e suas implicações, sem que o trabalho fica incompleto. O MIL apresenta algumas dificuldades para modelar, devido a sua não linearidade. Além disso, de acordo com NONDAHL et al. (1980) a adição de um inversor de frequência complica mais ainda, acrescentando outras não linearidades.

É importante fazer uma distinção clara quanto a utilização do motor de indução linear, ou para baixa velocidade (geralmente usado para transporte urbano de passageiros, caso do metrô), ou para alta velocidade (usado para longas distâncias). Havia um consenso, por exemplo, de que os modelos em Circuito Equivalente eram considerados adequadamente suficientes, quando se tratava de analisar motores lineares de baixa velocidade (abaixo de 15m/s), enquanto que os métodos numéricos seriam mais precisos para analisar motores lineares de alta velocidade.

Alguns autores definem um critério para distinguir uma aplicação do motor linear para baixa e alta velocidade. YAMAMURA (1978) propõe utilizar o "Número de Reynolds Magnético" para classificar a aplicação de motores lineares em baixa e altas velocidades. Dentro desse critério, um veículo com velocidade acima de 15 m/s seria classificado como de alta velocidade. NASAR e BOLDEA (1985) concluem que essa classificação é importante, uma vez que o efeito das extremidades afeta o desempenho dos motores lineares, em maior ou

menor grau, conforme a faixa de velocidade. Já GIERAS (1994) considera como baixa velocidade, para veículos aplicados a transporte urbanos de passageiros e a curtas distâncias, que trafegam a velocidades abaixo de 100 km/h (28 m/s). Há que considerar que o modelo apresentado por GIERAS (1994) leva em consideração os efeitos das extremidades longitudinais.

Nos primeiros trabalhos sobre motores lineares, os parâmetros usados para modelamento foram derivados do motor convencional rotativo, e a partir daí feitas as derivações. Alguns autores consideram o motor rotativo convencional como um caso particular do motor linear.

Infelizmente a análise do MIL é complicada pela ausência de simetria e pelo chamado efeito das extremidades. Na máquina convencional, o comportamento da máquina pode ser calculado somente sobre o passo polar que é extrapolado para o restante da máquina por simetria. O argumento da simetria não pode ser usado no MIL, desde que as condições elétricas mudam para as variáveis de entrada e saída.

Foram muitos os especialistas que analisaram o MIL e que desenvolveram modelos matemáticos para o cálculo de seus parâmetros, com diferentes graus de aproximação em relação aos dados práticos. Entre os que se destacaram, com grande número de citações na literatura especializada, estão:

- BOLDEA	- Polytechnical Institute, Timisoara, Romênia
- ELLIOTT	- Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, EUA
- GIERAS	- University of Cape Town, África do Sul
- LAITHWAITE	- Imperial College of Science and Techn., London, Inglaterra
- LIPO	- GE Co., New York, EUA

- MOSEBACH - University of Braunschweig, Alemanha
- NASAR - University of Kentucky, Lexington, EUA
- NONDAHL - University of Wisconsin, Madison, EUA
- OBERRETL - University of Dortmund, Alemanha
- OOI - University of McGill, Montreal, Canada
- POLOUJADOFF - University of Grenoble, França
- YAMAMURA - University of Toquio, Japão

Os modelos desenvolvidos por esses especialistas serviram de padrão para outros estudiosos que aprofundaram o assunto. Há que destacar os trabalhos desenvolvidos pelo prof. Laithwaite, que a partir da década de 50, deu um tratamento científico às pesquisas sobre motores lineares.

5.2 Principais Métodos de Análise

Basicamente, os métodos existentes, tanto analíticos como numéricos, considerando as interações magnéticas e os conceitos discutidos no capítulo 4, podem ser agrupados em:

- Método de soluções diretas usando modelos unidimensional, bidimensional e tridimensionais
- Método de camadas

- Método de elementos finitos e diferenças finita

5.2.1 Método de soluções diretas

O método de soluções diretas engloba uma série de técnicas utilizadas para modelamento do MIL desenvolvidas por vários especialistas, envolvendo desde a aplicação direta da teoria eletromagnética, num modelo unidimensional, passando pelos modelos em circuito equivalente e DQ, e modelos tridimensionais usando as equações de Maxwell.

Segundo NONDAHL et al. (1979), provavelmente uma das mais precisa formulação tenha sido desenvolvida por Dukowitz e Yamamura, que acharam soluções para o campo magnético do entreferro em 2 e 3 dimensões, usando a Transformada de Fourier.

O modelo YAMAMURA (1978) baseia-se na fundamental da corrente de excitação e despreza as harmônicas de ordens maiores que são geradas na distribuição dos enrolamentos do primário. Felizmente a contribuição das harmônicas de ordem elevada para o cálculo de propulsão é desprezível. O modelo bidimensional de YAMAMURA (1978) inclui algumas hipóteses: largura finita do primário, comprimento infinito do primário. A teoria de efeito das bordas de Bolton é utilizada para corrigir a largura finita do motor.

NORTH (1970), OOI (1970), OBERRETL (1973) e MOSEBACH (1977) também trataram do assunto, mas introduziram uma periodicidade artificial no comprimento do indutor (primário) que permite algumas simplificações na série de Fourier.

ELLIOTT (STICKLER, 1978) subdividiu a placa de reação (induzido) em grande número de malhas iguais, cada um com espaçamento de uma fração do passo polar. As equações de corrente fluindo através das malhas foram resolvidas pelo método de Matriz. Cada malha tem indutância e indutância mútua com as outras malhas e com as bobinas do primário.

O método de ELLIOTT usa o Circuito Equivalente (CE) para calcular o desempenho do MIL. O método traz algumas limitações, como por exemplo, assumindo que o MIL está em regime estacionário com corrente senoidal balanceada. Neste caso, as soluções não podem ser extendidas ao comportamento transitório.

Uma análise do comportamento transitório é essencial para aplicações em elevada potência e altas velocidades, incluindo estudo de curto-circuito entre fases, operações não balanceadas, análise de estabilidade e efeitos de fonte (inversor) não ideal.

OOI (1970) e NORTH (1970) perceberam que a partir das equações gerais da máquina, usando as transformadas de Fourier, o desempenho do MIL poderia ser avaliado tanto em regime estacionário como em transitório. De qualquer forma, o grande número de equações independentes, sistemas de ordem 40 para uma máquina de 4 polos, tornam o método bastante complicado para ser resolvido.

O tratamento dado as condições de contorno entre o primário, entreferro e o secundário, bem como as simplificações realizadas na série de Fourier ou transformadas de Fourier, podem ditar o modelo final adotado por diversos autores, resultando em maior ou menor aproximação de parâmetros do MIL em relação aos dados experimentais. Na Figura 56, pode-se observar as curvas de força de propulsão x escorregamento obtidos a partir de quatro modelos. O modelo bidimensional de Bolton inclui os efeitos de bordas transversais, dimensões finitas dos enrolamentos e núcleo do primário e condução superficial de corrente

no secundário; o modelo tridimensional de Oberretl assume dimensões finitas dos enrolamentos do primário e infinitas (largura e comprimento) do núcleo do primário; o modelo bidimensional de Yamamura assume dimensões infinitas dos enrolamentos do primário, finita na largura e infinita no comprimento (direção de deslocamento) do núcleo do primário; e o modelo unidimensional de Mosebach assume dimensões finitas dos enrolamentos e do núcleo do primário e correntes fluindo em circuitos retangulares no secundário.

Figura 56 - Curvas de força propulsora x escorregamento usando modelos de vários autores

(Fonte: Dawson et al., 1986)

Diversos autores: GIERAS (1977, 1986, 1990); POLOUJADOFF (1980); AYASSE (1981); HIRASA et al. (1980); NASAR e BOLDEA (1987), desenvolveram modelos em Circuito Equivalente por fase. Este método usa as mesmas técnicas desenvolvidas para as máquinas rotativas. Muitos autores levaram em consideração o efeito das extremidades, efeitos transversais, e em geral pode ser considerado um método relativamente preciso para análise de motores lineares de baixa velocidade (abaixo de 20 m/s). Há algumas exceções em que o modelo CE é usado satisfatoriamente para análise de motores lineares de alta velocidade.

DAWSON et al. (1986) analisaram o desempenho do MIL, unilateral a velocidades de até 90 km/h, usando os métodos de Circuito Equivalente e Elementos Finitos bidimensional, e compararam com os resultados levantados em bancada de teste existente na Universidade de Queens-Canadá. Esta bancada utiliza uma roda de 7,6 metros de diâmetro, com a placa de reação montada na roda e o estator do MIL fixo e alimentado por um inversor de frequência tipo PWM de 200 kVA. A instrumentação utilizada permitiu monitorar dados como: força propulsora, força normal, torque, velocidade, parâmetros elétricos etc. Os resultados mostraram que, comparando as curvas de força propulsora x velocidade e força normal x velocidade, o método de Circuito Equivalente apresentou-se com melhor aproximação em relação aos dados práticos, que o método de Elementos Finitos.

GIERAS et al. (1985) compararam os dados do modelo em CE com os dados levantados na bancada de teste da Universidade de Queens, chegando a resultados muito próximos para velocidades de até 20 m/s. Neste modelo, GIERAS considerou a não linearidade da placa de reação, a saturação do circuito magnético e os efeitos das bordas transversais e extremidades longitudinais do secundário.

Em um outro trabalho, GIERAS (1994) comparou os dados de desempenho do modelo em Circuito Equivalente de um MIL, unilateral, considerando os efeitos longitudinais de extremidade, com os resultados experimentais da bancada de teste da General Electric

Company-GEC (USA) para velocidades até 100 m/s (300 Hz). Os resultados foram surpreendentes com o grau de aproximação conseguido, inclusive para altas velocidades.

Segundo análises de NONDAHL et al. (1979), o método do Circuito Equivalente é aproximado para altas velocidade (acima de 20 m/s) e não prediz, por exemplo, o que acontece com a distribuição da densidade de fluxo do entreferro na direção longitudinal, quando a velocidade aumenta, além de ser limitado à onda senoidal em regime permanente. Basicamente, o método parte da análise do campo magnético e da distribuição da densidade de fluxo, a partir daí são determinadas as características de desempenho do MIL.

NONDAHL et al. (1979) desenvolveram um modelamento com base no eixo DQ. A vantagem principal é que pode ser simulado tanto em regime estacionário, como em regime transitório.

O modelo bifásico DQ assume que todos os polos do MIL são independentes, assim o seu desempenho pode ser calculado pela análise simultânea de todos os polos do secundário, através de uma rede intrincada de malhas do Circuito Equivalente. O pressuposto de polos independentes aumenta a complexidade do modelo, mas ao mesmo tempo permite fazer o modelamento em um comprimento finito do MIL.

Há outras técnicas utilizadas para análise do MIL unilateral, como o sistema gráfico de diagrama circular desenvolvido por FREEMAN e LOWTHER (1977) e o método de complexo fasorial desenvolvido por GROOT (1993). O método de complexo fasorial por controle de fluxo, inicialmente empregado por LEONARD (1985) é atualmente muito usado em acionamento de máquinas de indução rotativas com torque constante.

5.2.2 Método de Camadas

A solução das equações do campo magnético pelo método de Camadas para a máquina de indução, usando o conceito de ondas de impedância, foi introduzido por CULLEN e BARTON (1958). Depois, GRIEG e FREEMAN (1967) utilizaram a função matriz transferência como interface entre camadas num modelo bidimensional. ALDEN e NOLAN (1974) procuraram estender o conceito de função de matriz transferência no modelo tridimensional. Depois disso, muitos outros autores enveredaram por essa trilha, com algumas contribuições importantes.

O método de Camadas consiste em dividir o MIL em várias camadas conforme mostrada na Figura 57 e então, resolver as equações de distribuição do campo magnético no modelo bidimensional ou tridimensional.

Figura 57 - Divisão do secundário em multi-camadas

A distribuição da densidade de corrente no primário de indutor curto pode ser representada pela série de Fourier, formando uma onda caminhante descontínua, assumindo o primário constituído de uma fila contínua de vários indutores em série. A interface entre as várias camadas é feita através dos valores de (B_z) e (H_x), utilizando as equações de Maxwell e a técnica da função matriz transferência. O comprimento finito do primário tem sido a principal limitação para analisar o MIL usando esse método.

A solução das equações do campo magnético no modelo bidimensional assume que as componentes do campo são invariáveis na direção (y) e na direção longitudinal (x), considerando a influência do aumento da resistividade do secundário através do coeficiente do Russel-Norsworthy. O efeito de ranhuramento também é incluído neste método através do entreferro efetivo, utilizando o coeficiente de Carter.

FREEMAN e LOWTHER (1973) utilizaram o método de Camadas para analisar o MIL unilateral e chegaram a conclusão que a força normal (F_n) tem significativas influências sobre o desempenho do mesmo. Foram usados dois modelos: unidimensional e bidimensional, levando em consideração os efeitos de extremidades longitudinais e das bordas transversais. Os dados de simulação da força normal foram comparados com resultados experimentais de um MIL unilateral, usando vários tipos de concepções e de operação do mesmo.

NASAR e DEL CID (1973) verificaram o desempenho de um MIL unilateral, com placa de reação de ferro para aplicação em alta velocidade. O modelamento matemático pelo método de Camadas foi feito levando em consideração o vetor potencial magnético para resolver as condições de contorno. A verificação experimental realizada com um MIL de 1400 kW, 4

polos, 60 Hz, mostrou bons resultados quando comparados com os dados teóricos de força propulsão, força de levitação e eficiência, em função da velocidade.

BOLDEA e BABESCU (1978) analisaram o MIL unilateral num modelo bidimensional, levando em consideração os efeitos de extremidades longitudinais, pelicular e das bordas transversais e saturação do secundário. A teoria foi baseada na decomposição da série de Fourier dupla da força magnetomotriz (f_{mm}) do primário e considerando a linearidade da permeabilidade magnética (μ_i) da placa de reação. Os resultados mostraram boa aproximação quando comparados com os dados de desempenho experimentais de um MIL unilateral de 7 polos, tipo roda de 1,8 metros de diâmetro.

YOSHIDA (1981) analisou o MIL bilateral usando a matriz transferência num modelo tridimensional, considerando os efeitos de extremidades longitudinais e de bordas transversais devidos a dimensões finitas do primário (largura, comprimento e altura). Usando a decomposição da série de Fourier dupla na equação da força magnetomotriz do primário, que se apresenta como uma onda caminhante descontínua, o problema ficou reduzido às condições de contorno das camadas. Essas condições foram resolvidas, então, usando a função matriz transferência associada ao vetor potencial magnético ($\vec{A}$) definido pela equação (5.8). A verificação experimental dos dados teóricos de simulação foi feita na bancada de ensaios da GE, nas velocidades de 0 a 480 km/h. Os resultados de força de propulsão, fator de potência, eficiência, força normal e corrente do primário, mostraram boa aproximação em toda faixa de velocidade.

GIERAS (1994) utilizou o método de camadas para a formulação das equações de campo no entreferro do MIL unilateral, assumindo dimensões infinitas do primário e secundário e considerando a não linearidade da permeabilidade magnética do secundário. As equações foram apresentadas para harmônicas de ordem (n) sendo a solução da força propulsora obtida através do tensor de Maxwell.

5.2.3 Método de Elementos Finitos

O método de Elementos Finitos aplicado ao eletromagnetismo foi desenvolvido somente nas últimas duas décadas, conforme apurados por MACLEAN (1988) e FALCONE (1982). Antes disso, o método tinha sido usado na engenharia civil e mecânica para resolver os problemas da teoria de elasticidade, através da minimização da energia potencial dos corpos.

Muitos autores utilizaram o método de Elementos Finitos para analisar o MIL. Entre eles: FOGGIA et al. (1975), ALWASH e AL-RIKABI (1979), RODGER e EASTHAM (1982), ADAMIAK et al. (1987), DAWSON et al. (1986), ADAMIAK e MIZIA (1987), FURUKAWA et al. (1990), DAL-HO et al. (1993), JARNIEUX et al. (1993), FUKUMOTO et al. (1993). No Brasil, alguns trabalhos de pós-graduação foram calcados em cima desse método, tais como: FALCONE (1982) que utilizou o método de Elementos Finitos para cálculo da reatância de dispersão do MIL, ALCANTARA JR (1985) para determinar a distribuição de fluxo magnético em máquinas elétricas e BENITES (1993) que usou o programa LMAG-V para simular máquina lineares em movimento.

O método de Elementos Finitos consiste em resolver o conjunto de equações diferenciais de derivadas parciais do campo magnético, procurando uma função $f(x,y,z)$ no cálculo variacional, extremamente mínima de uma funcional, dentro de certas condições de contorno de um determinado domínio. Já o método de Diferenças Finitas consiste em substituir as derivadas parciais por aproximações de diferenças, constituídas de equações algébricas, envolvendo valores da função em certos pontos do domínio considerado. Tais pontos constituem a intersecção de linhas verticais e horizontais que são traçados sobre o domínio, recebendo o nome de rede ou reticulado.

A formulação do método de Elementos Finitos pode ser iniciada a partir das equações de Maxwell no regime quasi-estacionário.

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_s + \partial \vec{D} / \partial t \quad (5.1)$$

$$\text{rot } \vec{E} = - \partial \vec{B} / \partial t \quad (5.2)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (5.3)$$

$$\text{div } \vec{D} = \rho \quad (5.4)$$

Alem das quatro equações, da teoria eletromagnética tem-se as seguintes relações

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (5.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} \quad (5.6)$$

$$\vec{J}_s = \sigma \vec{E} \quad (5.7)$$

O vetor potencial ($\vec{A}$) é definido como:

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad (5.8)$$

As equações de (5.1) a (5.8) podem ser combinadas e usando as condições de contorno no modelo bidimensional, obtem-se a equação em termos de vetor potencial magnético ($\vec{A}$) que

governa o domínio de problemas de cálculo de campo magnético com meios em movimento (DAWSON et al. 1986):

$$\text{rot}(1/\mu_0\mu_r)(\text{rot } \vec{A}) = \vec{J}_S - \sigma(\partial\vec{A}/\partial t) - \sigma.v_p(\text{rot rot } \vec{A}) \quad (5.9)$$

ADAMIAK et al. (1987) chegaram a seguinte expressão:

$$-\vec{J}_S = \text{rot}(v_p) \text{rot } \vec{A} - j\sigma.\omega.\vec{A} - v_p.\sigma(\partial\vec{A}/\partial t) \quad (5.10)$$

Na equação (5.9), os vetores ($\vec{A}$ e $\vec{B}$) são expressos em termos relativos em referência ao eixo e tempo e a velocidade (v_p) expressa o movimento relativo de uma das partes do MIL em referência a um dos eixos. As equações diferenciais parciais podem, então, ser resolvidas supondo o espaço contendo o MIL, dentro de uma série de condições de contorno. O método de Elementos Finitos consiste em dividir a área ou volume em elementos interligados, normalmente triângulos ou quadriláteros no caso bidimensional e em hexaedros no caso tridimensional. A precisão do cálculo depende entre outros fatores, do número de elementos usados sobre a área ou volume. O vetor potencial para cada nó dos elementos é então, calculado supondo que o potencial varie linearmente ou não, entre esses nós dentro de condições definidas. Uma das maneiras de se obter as soluções é aplicando o método de Galerkin ou então, usando a formulação variacional. Na literatura são encontrados vários exemplos de soluções da equação (5.9), com algumas variações de métodos de aproximações realizadas.

Os métodos de análise normalmente levam em consideração: efeito das extremidades longitudinais, espessura finita da placa de reação, efeito das bordas transversais e efeito

pelicular. Alguns autores acham que o efeito das bordas transversais pode ser melhor analisado no caso tridimensional.

Para calcular a força de propulsão do MIL é usado o tensor de Maxwell ou então a equação de Lorentz. Para a força normal pode ser usado o tensor de Maxwell ou então uma combinação usando o tensor de Maxwell para calcular a força de atração e a fórmula de Lorentz para calcular a força repulsiva, onde o resultado final é a soma dos dois componentes.

ADAMIAK et al. (1987) utilizaram o método de Elementos Finitos bidimensional para resolução da equação de vetor potencial magnético de um MIL, unilateral com placa de reação de alumínio e compararam os resultados de força de propulsão e força normal, usando os dois métodos; tensor de Maxwell e fórmula de Lorentz. O efeito das bordas transversais foi levado em consideração, aumentando a resistividade da placa condutora através do coeficiente de Russel-Norsworthy. A verificação experimental mostrou que a fórmula de Lorentz consegue maior aproximação que o tensor de Maxwell em relação aos dados práticos.

Usando o método de Elementos Finitos e tensor de Maxwell para cálculo de força de propulsão, DAL-HO et al. (1993) conseguiram otimizar uma série de parâmetros construtivos do MIL unilateral.

ALWASH e AL-RIKABI (1979) aplicaram o método de Elementos Finitos bidimensional em um MIL unilateral e diferentes concepções do primário, com modelos de ranhuras e bobinas representados por folhas de corrente sobre a superfície do núcleo ferromagnético e por ranhuras reais. Os dados teóricos de força de propulsão das duas concepções usadas (folhas de corrente e ranhuras reais) foram comparadas com os resultados experimentais de

um MIL unilateral de 4 polos. Os resultados mostraram aproximações aceitáveis, especialmente par altas velocidades.

5.3 Modelo em Circuito Equivalente (CE)

Vários pesquisadores estudaram o modelo do Circuito Equivalente de máquinas rotativas e aplicaram ao MIL.

Basicamente existem algumas restrições, quais sejam:

- o CE é calculado por fase,
- simula as condições em regime estacionário,
- supõe correntes trifásicas balanceadas,
- os núcleos do primário e do secundário têm permeabilidades infinitas,
- não prevê o comportamento da densidade do fluxo magnético no entreferro na direção longitudinal.

Os mais recentes estudos sobre modelamento em CE, GIERAS (1994), NONAKA et al. (1988), HIRASA et al. (1980), já levam em consideração, alguns efeitos:

- efeito das bordas transversais,
- efeito pelicular,
- saturação do ferro no secundário,
- correntes parasitas,
- força normal,
- não linearidade magnética do secundário,
- efeito das extremidades longitudinais.

Considera-se já muito conhecido, o modelamento por CE, sendo assim, serão apresentadas aqui, as formulações matemáticas finais.

Os parâmetros do CE serão comparados com os resultados experimentais obtidos na bancada de ensaios com um MIL unilateral com placa de reação dupla de alumínio e ferro.

O esquema do CE por fase de um MIL unilateral com placa de reação constituído de alumínio e ferro é mostrado na Figura 58, segundo modelo desenvolvido por NASAR, et al.

(1987). Para análise em baixas velocidades, consideram-se desprezíveis o efeito longitudinal das extremidades e a reatância de dispersão. Os efeitos de saturação e de bordas transversais são considerados nesse modelo através da condutividade equivalente e do entreferro equivalente.

Figura 58 - Circuito Equivalente (CE) de um MIL

Os parâmetros (X_m) e (R_2) são, em geral, dependentes da frequência e da corrente do primário. As perdas de ferro são desprezadas no CE em referência, uma vez que a densidade de fluxo no entreferro é suposta bem maior que 0,3 Tesla e considerando que o núcleo do primário não está saturado. Em geral a reatância de dispersão (X_{ls}) é considerado desprezível.

Nessa representação, não é levado em consideração a alimentação por um inversor tipo PWM. Assim, a influência das harmônicas é desprezada. GIERAS, (1994) diz que o acionamento de um MIL por inversor produz desvios adicionais nos parâmetros do CE devido às harmônicas. As resistências e as reatâncias sofrem fortes alterações devido ao efeito pelicular quando a frequência aumenta muito, produzindo harmônicas nas correntes..

A reatância de magnetização é dada por:

$$X_m = [12.\mu_0.\omega.a_e.(K_w.N)^2.\tau]/(\pi^2.p.g_e) \quad (5.10)$$

Resistência do secundário:

$$R_2 = X_m/G_e = [12.a_e.(k_w.N)^2]/(d_1.\tau.p.\sigma_e) \quad (5.11)$$

Resistência do primário:

$$R_1 = [(4a_e + 2.L_{ec}).J_c.N^2]/(\sigma_c.N.I_1) \quad (5.12)$$

A reatância de dispersão do primário é dada pela soma de:

$$X_{lr} = X_{lh} + X_{la} + X_{ld}$$

onde: X_{lh} = reatância de dispersão das ranhuras, X_{la} = reatância de dispersão na aba (diferença entre a largura do primário e secundário) e X_{ld} = reatância de dispersão nos terminais das bobinas.

$$X_{lr} = (2 \cdot \mu_o \cdot \omega / p) \{ [(\lambda_c + \lambda_d) / q] \cdot 2a_e + \lambda_e \cdot L_{ec} \} \cdot N^2 \quad (5.13)$$

onde:

$$\lambda_c = 1/12 [(K_r(1 + 3\beta_1))] \quad (5.14)$$

$$\lambda_d = [5(g \cdot q) / K_d \cdot \tau] / [5 + 4(g \cdot q) / k \cdot \tau] \quad (5.15)$$

$$\lambda_e = 0,3(3\beta_1 - 1) \quad (5.16)$$

$$K_w = [\text{sen}(\pi/6)] \cdot [q \cdot \text{sen}(\pi/6q)] \cdot \text{sen}(\beta\pi/2) \quad (5.17)$$

onde: (β_1) = fator de encordamento do primário, J_c = densidade de corrente de projeto do primário, σ_c = condutividade do cobre, L_{ec} = comprimento entre terminais das bobinas do primário, $K_r = h/w_s$, $K_d = 3qw_s/\tau$.

A força de propulsão é dada por:

$$F_x = (3 \cdot I_2^2 \cdot R_2^2) / (s^2 \cdot \tau \cdot f) = (3 \cdot I_1^2 \cdot R_2^2) / \{ (s^2 \cdot \tau \cdot f) [1 / (s \cdot G_e)^2 + 1] \} \quad (5.18)$$

Eficiência:

$$\eta = [F_X \cdot 2 \cdot \tau \cdot f (1 - s)] / (F_X \cdot 2 \cdot \tau \cdot f + 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2) \quad (5.19)$$

Fator de potência:

$$\cos\varphi = (F_X \cdot 2 \cdot \tau \cdot f + 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2) / (3 \cdot V_1 \cdot I_1) \quad (5.21)$$

5.4 Modelagem em DQ para MIL

5.4.1 Requisitos iniciais

NONDAHL e LIPO (1979) em seus estudos dividem a placa de reação (secundário) em 7 polos (secções iguais) e chegam a conclusão de que para até 400 Hz e velocidade de 100 m/s, a curva de esforço de propulsão x velocidade aproxima-se bastante da curva levantada na bancada de ensaios, o que comprova que esse modelo serve para analisar o MIL de alta velocidade.

NASAR e BOLDEA (1985) desenvolveram um modelo no eixo DQ para o MIL, utilizando basicamente as equações do modelo DQ de uma máquina de indução rotativa convencional. No entanto, como não foi apresentada nenhuma comparação com os dados experimentais, fica difícil avaliar a precisão dos parâmetros desse modelo.

NONDAHL e LIPO (1979) estudaram o modelo bifásico usando as transformadas DQ aplicadas ao MIL, tendo o Dr. Nondahl apresentado uma tese de PhD na University of Wisconsin (1977) versando sobre o assunto.

Algumas hipóteses simplificadoras são feitas para facilitar a análise em DQ:

- indutores e secundários têm permeabilidade (μ_j) infinita,
- os efeitos das bordas transversais são considerados,
- as correntes no secundário (placa de reação) dentro de cada polo são independentes,
- simula as condições em regime estacionário e transitório,
- os efeitos das ranhuras são desprezíveis, o entreferro é modificado pelo coeficiente de Carter,
- a densidade de fluxo está confinada sob a área do estator para todas velocidades,
- não ocorre saturação dos núcleos,
- a FMM no entreferro é senoidal.

O modelo bifásico DQ assume que todos os polos do MIL são independentes, assim o seu desempenho é calculado por análise simultânea de todos os polos do secundário, através de uma rede de malhas de Circuito Equivalente. O pressuposto de polos independentes aumenta a complexidade do modelo, mas ao mesmo tempo permite fazer o modelamento em um comprimento finito do MIL.

A Figura 59 mostra o MIL de estator curto, unilateral, com o laminado do primário de comprimento (l), largura (w), altura (d_a), movendo sobre a placa de reação (secundário), constituída de uma chapa de ferro e de alumínio. A chapa de alumínio tem a largura maior que (w) e espessura (d_1).

Figura 59 - MIL de estator curto, unilateral

5.4.2 Função de Enrolamento

O trabalho de LIPO e NONDAHL(1979) usa o conceito de função de enrolamento $N(x)$ para relacionar as transformações d-q-0 em relação aos eixos trifásicos originais. O $N(x)$ é obtida contando os condutores da esquerda para a direita (Figura 60). Quando há um fluxo de corrente saindo do plano do papel, $N(x)$ aumenta em um, quando a corrente flui na direção do papel, $N(x)$ diminui em um. Embora a função de enrolamento seja um conceito de circuito, pode ser expressa em termos quantitativos de campo.

Figura 60 - MIL com distribuição arbitrária de enrolamentos

Se for aplicada a lei de Ampères no caminho $P_1P_2P_3P_4P_1$, tomado arbitrariamente, então:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I N(x) \quad \Big|_x \quad \text{corresponde a } P_2P_3 \quad (5.22)$$

onde (I) é a corrente do enrolamento.

Como foi assumido que permeabilidade do ferro é infinita, (H) é zero, exceto no entreferro ao longo do caminho P_2P_3 , a intensidade do campo magnético no entreferro pode ser escrita em termos de $N(x)$ como:

$$g \cdot H(x) = I N(x) \quad (5.23)$$

Uma vez que os comprimentos P_1P_2 e P_3P_4 são arbitrários, a equação (5.23) é válida para qualquer ponto do entreferro. A quantidade $I N(x)$ pode ser reconhecida como a FMM dos enrolamentos.

Aplicando a lei de Gauss no campo da equação (5.23), onde os extremos do enrolamento primário estão limitados entre:

$$x = -\xi \quad \text{e} \quad \text{para} \quad x = 1 - \xi$$

$$\int_{-\xi}^{1-\xi} N(x) \cdot dx = 0 \quad (5.24)$$

A equação (5.24) mostra que a função de enrolamento tem o valor médio igual a zero.

É conveniente transformar a corrente (I) em cada enrolamento para a corrente equivalente em d-q-0. Neste caso a função de enrolamento equivalente pode ser definida como correspondente a essas correntes. Desde que o campo é conservativo, o campo total não muda, então $H(x)$ é o mesmo antes e depois da transformação de variáveis. A equação (5.24) implica:

$$N_{as}(x).i_{as} + N_{bs}(x).i_{bs} + N_{cs}(x).i_{cs} = N_{qs}(x).i_{qs} + N_{ds}(x).i_{ds} + N_{os}(x).i_{os} \quad (5.25)$$

As equações de transformação de corrente trifásico para corrente no eixo d-q-0 são dadas pelas equações (5.26), (5.27) e (5.28). Nesse caso o eixo d-q são fixados nos eixos primários (variáveis) e o eixo (q) é alinhado com o eixo da fase (a). As outras fases do primário são: (b) e (c).

$$f_{qs} = 2/3f_{as} - 1/3f_{bs} - 1/3f_{cs} \quad (5.26)$$

$$f_{ds} = 1/\sqrt{3}(f_{cs} - f_{bs}) \quad (5.27)$$

$$f_{os} = 1/3(f_{as} + f_{bs} + f_{cs}) \quad (5.28)$$

Nessas equações, o símbolo (f) designa a tensão, corrente ou fluxo concatenado do primário. As notações usadas são as mesmas do LIPO e NONDAHL (1979).

Eliminando i_{qs} , i_{ds} e i_{os} da equação (5.25) e usando as equações (5.26), (5.27) e (5.28):

$$N_{as}(x).i_{as} = [2/3N_{qs}(x) + 1/3N_{os}(x)].i_{os} \quad (5.29)$$

$$N_{bs}(x).i_{bs} = [1/3N_{qs}(x) + 1/\sqrt{3}N_{ds}(x) + 1/3N_{os}(x)].i_{bs} \quad (5.30)$$

$$N_{cs}(x).i_{cs} = [1/3N_{qs}(x) + 1/\sqrt{3}N_{ds}(x) + 1/3N_{os}(x)].i_{cs} \quad (5.31)$$

Cancelando as correntes em cada lado das equações e resolvendo em termos de função de enrolamento no eixo d-q-o:

$$N_{qs}(x) = N_{as}(x) - 1/2N_{bs}(x) - 1/2 N_{cs}(x) \quad (5.32)$$

$$N_{ds}(x) = \sqrt{3}/2[N_{cs}(x) - N_{bs}(x)] \quad (5.33)$$

$$N_{os}(x) = N_{as}(x) + N_{bs}(x) + N_{cs}(x) \quad (5.34)$$

Se as harmônicas forem desprezadas, então as funções de enrolamento de corrente tornam-se:

$$N_{as}(x) = N_s/2\cos(\pi.x/\tau + \pi) \quad (5.35)$$

$$N_{bs}(x) = N_s/2\cos(\pi.x/\tau + \pi/3) \quad (5.36)$$

$$N_{cs}(x) = N_s/2\cos(\pi.x/\tau - \pi/3) \quad (5.37)$$

onde:

$$N_s = K_p.K_w.N \quad (5.38)$$

onde:

N_s = número de espiras equivalente do primário por polo,

K_p = fator de passo de enrolamento,

N = número de espiras por fase do primário,

K_w = fator de distribuição de enrolamento.

As equações (5.32) a (5.34) estão plotadas na Figura 61.

Figura 61 - Função de enrolamento do primário e do eixo d-q-o

Substituindo as equações (5.35), (5.36) e (5.37) em (5.32), (5.33) e (5.34), as funções de enrolamento se reduzem no eixo $d-q-o$, desprezando-se as harmônicas, em (Figura 62):

$$N_{qs}(x) = -3/2 \left\{ N_s/2 [\cos(\pi x/\tau)] \right\} \quad (5.39)$$

$$N_{ds}(x) = 3/2 \left\{ N_s/2 [\sin(\pi x/\tau)] \right\} \quad (5.40)$$

$$N_{os}(x) = 0 \quad (5.41)$$

Figura 62 - Função de enrolamento no eixo d - q - o

Com base nas equações (5.39) e (5.40) foram feitas as aproximações em forma de ondas senoidais das funções de enrolamentos $N_{ds}(x)$ e $N_{qs}(x)$. Observar que as distorções que aparecem nas pontas da onda caminante são desprezadas. Essas distorções são devidas ao não preenchimento total das ranhuras existentes nas extremidades e que originam o efeito das extremidades estáticas. Essa aproximação pode ser contestada, mas segundo LIPO e

NONDAHL (1979), as comparações dos parâmetros calculados teoricamente com os dados experimentais indicam uma boa aproximação.

A quantidade (ξ), que é a distância do ponto inicial da função de enrolamento $N_{ds}(x)$ a partir da extremidade da borda do primário, depende da configuração dos enrolamentos e do número de ranhuras totalmente preenchidas ou não nas extremidades.

5.4.3 Função de enrolamento da placa de reação

Nas máquinas rotativas de rotor em gaiola, a distribuição senoidal de FMM do estator induz a uma distribuição senoidal de FMM no rotor que pode ser modelado em um par de enrolamentos equivalentes numa distribuição senoidal. Esse pressuposto pode ser levado em consideração para a análise do MIL.

Porém, na máquina rotativa, devido a simetria, a distribuição da FMM em cada polo tem a mesma amplitude e alterna na polaridade e isto não pode ser levado em consideração na análise do MIL por causa dos efeitos das extremidades. Basicamente, as correntes que fluem nos circuitos do secundário não devem ser consideradas independentes, porém mutuamente acopladas em todos outros circuitos do secundário, tal como nos circuitos do primário em relação ao eixo $d-q$.

Figura 63- Correntes no secundário no eixo d e correspondentes funções de transferência.

As funções de enrolamentos no eixo d na forma matemática representadas na Figura 63, ficam:

$$N_{ds}(x) = \begin{cases} 3N_s/4[\text{sen}(\pi.x/\tau)] & 0 < x < 2\tau \\ 0 & \text{em qualquer outra parte do primário} \end{cases} \quad (5.42)$$

$$N_{dr1}(x) = \begin{cases} 3N_r/4[\text{sen}(\pi.x/\tau)] - 3N_r/10\pi & 0 < x < \tau/2 \\ -3N_r/10\pi & \text{em qualquer outra parte do primário} \end{cases} \quad (5.43)$$

$$N_{dr2}(x) = \begin{cases} -3N_r/4[\text{sen}(\pi.x/\tau)] - 3N_r/10\pi & \tau/2 < x < \tau \\ -3N_r/10\pi & \text{em qualquer outra parte do primário} \end{cases} \quad (5.44)$$

$$N_{dr3}(x) = \begin{cases} 3N_r/4[\text{sen}(\pi.x/\tau)] - 3N_r/10\pi & \tau < x < 3\tau/2 \\ -3N_r/10\pi & \text{em qualquer outra parte do primário} \end{cases} \quad (5.45)$$

$$N_{dr4}(x) = \begin{cases} -3N_r/4[\text{sen}(\pi.x/\tau)] - 3N_r/10\pi & 3\tau/2 < x < 2\tau \\ -3N_r/10\pi & \text{em qualquer outra parte do primário} \end{cases} \quad (5.46)$$

onde: r denota a variável do lado da placa de reação e N_r = número de espiras do secundário por polo.

5.4.4 Equações da Máquina

As equações de tensão usadas nos circuitos de uma máquina rotativa são válidas também para o MIL. As dez equações do circuito são do tipo:

$$V_{ds} = R_l i_{ds} + d\lambda_{ds}/dt + t_{eds} \quad (5.47)$$

$$V_{dr1} = 0 = r_{l1} i_{dr1} + d\lambda_{dr1}/dt + t_{edr1} \quad (5.48)$$

$$V_{dr2} = 0 = r_{r2} \cdot i_{dr2} + d\lambda_{dr2}/dt + e_{t_{dr2}} \quad (5.49)$$

$$V_{dr3} = 0 = r_{r3} \cdot i_{dr3} + d\lambda_{dr3}/dt + e_{t_{dr3}} \quad (5.50)$$

$$V_{dr4} = 0 = r_{r4} \cdot i_{dr4} + d\lambda_{dr4}/dt + e_{t_{dr4}} \quad (5.51)$$

$$V_{qs} = R_1 \cdot i_{qs} + d\lambda_{qs}/dt + e_{t_{qs}} \quad (5.52)$$

$$V_{qr1} = r_{r1} \cdot i_{qr1} + d\lambda_{qr1}/dt + e_{t_{qr1}} \quad (5.53)$$

$$V_{qr2} = r_{r2} \cdot i_{qr2} + d\lambda_{qr2}/dt + e_{t_{qr2}} \quad (5.54)$$

$$V_{qr3} = r_{r3} \cdot i_{qr3} + d\lambda_{qr3}/dt + e_{t_{qr3}} \quad (5.55)$$

$$V_{qr4} = r_{r4} \cdot i_{qr4} + d\lambda_{qr4}/dt + e_{t_{qr4}} \quad (5.56)$$

onde: r_{r1} , r_{r2} , r_{r3} , r_{r4} = são resistências da placa de reação por polo e (e_t) denota o coeficiente de tensão velocidade induzida devido ao movimento relativo entre o primário e secundário.

5.4.5 - Cálculo das Indutâncias

A indutância entre dois enrolamentos pode ser calculada pela expressão:

$$L_{12} = (\mu_0 \cdot w / g) \int_0^{p\tau} N_1(x) \cdot N_2(x) dx \quad (5.57)$$

No caso de indutância mútua:

$$N_1(x) = N_2(x)$$

Aplicando a equação (5.57), tem-se para a indutância de magnetização do enrolamento do primário no eixo d :

$$L_{ds,ds} = (2 \cdot \mu_0 \cdot w) / 3g \int_{-\xi}^{1-\xi} N_{ds}(x) \cdot N_{ds}(x) dx \quad (5.58)$$

Substituindo (5.42) em (5.58), tem-se:

$$L_{ds,ds} = (3 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot N_s^2) / 8g \int_0^{2\tau} \sin^2(\pi \cdot x / \tau) dx = (3 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot \tau \cdot N_s^2) / 4g \quad 5.59$$

A indutância de magnetização por polo é dada por:

$$L_{m1} = (3 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot \tau \cdot N_s^2) / 16 \cdot g \quad (5.60)$$

A indutância própria total dos enrolamentos do primário no eixo d é dado por:

$$L_{ds} = L_{ds,ds} + L_{ls} = 4L_{m1} + L_{ls} \quad (5.61)$$

Da mesma forma para o eixo q :

$$L_{qs} = L_{qs,qs} + L_{ls} = 4L_{m1} + L_{ls} \quad (5.62)$$

A indutância mútua dos enrolamentos entre os eixos q e d é calculada, substituindo as equações (5.39) e (5.40) em (5.57):

$$L_{ds,qs} = (3 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot \tau \cdot N_s^2) / (16g \cdot \pi) = L_{m1} / \pi \quad (5.63)$$

Da mesma forma as indutâncias mútuas entre o enrolamento do primário no eixo d e o primeiro polo do secundário no eixo d são dadas por:

$$L_{ds,dr1} = (3 \cdot \mu_0 \cdot w \cdot \tau \cdot N_s \cdot N_r) / 16g = N_r / N_s \cdot L_{m1} \quad (5.64)$$

E de modo semelhante:

$$-L_{ds,dr2} = L_{ds,dr3} = -L_{ds,dr4} = N_r/N_s \cdot L_{m1} \quad (5.65)$$

E para o eixo q :

$$L_{qs,qr1} = -L_{qs,qr2} = L_{qs,qr3} = -L_{qs,qr4} = N_r/N_s \cdot L_{m1} \quad (5.66)$$

Todas as outras indutâncias podem ser calculadas dessa maneira, totalizando 55 indutâncias para o MIL de 4 polos.

Nas equações de tensão do MIL, o fluxo concatenado para todos os circuitos fica:

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_{m1} [4i_{ds} + i_{dr1} - i_{dr2} + i_{dr3} - i_{dr4} + (i_{qs} - i_{qr4})/\pi] \quad (5.67)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{m1} [4i_{qs} + i_{qr1} - i_{qr2} + i_{qr3} - i_{qr4} + (i_{ds} - i_{dr1})/\pi] \quad (5.68)$$

$$\lambda_{dr1} = L_{lr1} \cdot i_{dr1} + L_{m1} [i_{dr1} + i_{ds} + 1/\pi(i_{qs} + i_{qr1}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.69)$$

$$\lambda_{dr2} = L_{lr1} \cdot i_{dr2} + L_{m1} [i_{dr2} - i_{ds} + 1/\pi(i_{qr1} + i_{qr2}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.70)$$

$$\lambda_{dr3} = L_{lr1} \cdot i_{dr3} + L_{m1} [i_{dr3} + i_{ds} + 1/\pi(i_{qr2} + i_{qr3}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.71)$$

$$\lambda_{dr4} = L_{lr1} \cdot i_{dr4} + L_{m1} [i_{dr4} - i_{ds} + 1/\pi(i_{qr3} + i_{qr4}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.72)$$

$$\lambda_{qr1} = L_{lr1} \cdot i_{qr1} + L_{m1} [i_{qr1} + i_{qs} + 1/\pi(i_{dr1} + i_{dr2}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.73)$$

$$\lambda_{qr2} = L_{lr1} \cdot i_{qr2} + L_{m1} [i_{qr2} - i_{qs} + 1/\pi(i_{dr2} + i_{dr3}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.74)$$

$$\lambda_{qr3} = L_{lr1} \cdot i_{qr3} + L_{m1} [i_{qr3} + i_{qs} + 1/\pi(i_{dr3} + i_{dr4}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.75)$$

$$\lambda_{qr4} = L_{lr1} \cdot i_{qr4} + L_{m1} [(i_{qr4} - i_{qs} + 1/\pi(i_{dr4} - i_{ds}) - (8/5\pi^2)i_r] \quad (5.76)$$

$$i_r = \sum_{k=1}^4 (i_{drk} + i_{qrk}) \quad (5.77)$$

onde: i_r = é a soma de todas as correntes na placa de reação.

No caso de máquinas rotativas a soma das correntes (i_r) é igual a zero e . $i_{dr1} = - i_{dr2} = i_{dr3} = - i_{dr4}$.

5.4.6 Coeficiente de Tensão Velocidade

Se adotado como referência o primário, são induzidas no secundário as tensões velocidade provocadas pelo movimento do primário. Cada termo de tensão pode ser expresso por:

$$te_{1,2} = dx/dt i_2 \partial L_{1,2}/\partial x \quad (5.78)$$

A equação (5.78) pode ser escrita da seguinte forma:

$$te_{1,2} = (\pi \cdot V_p/\tau) \cdot i_2 (\tau/\pi \partial L_{1,2}/\partial x) \quad (5.79)$$

onde $V_p = dx/dt$ é a velocidade do secundário em relação ao primário. O termo $(\pi \cdot V_p/\tau)$ pode ser considerado como velocidade angular equivalente similar as máquinas rotativas. De acordo com a teoria convencional, o coeficiente de tensão velocidade $[G_{(i)}]$ pode ser definido como:

$$G_{1,2} = \tau/\pi (\partial L_{1,2}/\partial x) \quad (5.80)$$

O valor de $[G_{i(i)}]$ pode ser calculado usando o princípio de deslocamento virtual. Substituindo os valores de função de transferência na equação (5.80), tem-se:

$$G_{1,2} = (\tau \cdot \mu_0 \cdot \omega / \pi \cdot g) \frac{\partial}{\partial \mathbb{X}} \int_0^{p \cdot \tau} N_1(x) \cdot N_2(x + \mathbb{X}) \Big|_{\mathbb{X}=0} dx \quad (5.81)$$

$$G_{1,2} = (\tau \cdot \mu_0 \cdot \omega / \pi \cdot g) \int_0^{p \cdot \tau} N_1(x) \left[\partial N_2 / \partial \mathbb{X} (x + \mathbb{X}) \right] \Big|_{\mathbb{X}=0} dx \quad (5.82)$$

Substituindo os pares de função de enrolamentos na equação (5.73), obtém-se os coeficientes de tensão velocidade. Por exemplo, o coeficiente de tensão velocidade entre os enrolamentos do primário no eixo q e os enrolamentos do secundário no eixo d é dado por:

$$G_{dr1,qs} = 2 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \tau / (3\pi \cdot g) \int_{-\delta}^{1-\delta} N_{dr1}(x) \cdot \partial N_{qs}(x + \mathbb{X}) / \partial \mathbb{X} \Big|_{\mathbb{X}=0} dx \quad (5.83) \quad |||$$

Substituindo os valores de $N_{dr1}(x)$ e $N_{qs}(x)$, tem-se:

$$\begin{aligned} G_{dr1,qs} &= -2 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \tau / (3\pi \cdot g) \int_{\tau/2}^{\tau} (3N_I/4) \sin(\pi \cdot x / \tau) \cdot \partial(3N_S/4) / \partial \mathbb{X} \cdot \cos[\pi(x + \mathbb{X}) / \tau] \Big|_{\mathbb{X}=0} dx \\ &= -2 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \tau / (3\pi \cdot g) \int_{\tau/2}^{\tau} (3N_I/10\pi) \cdot \partial(3N_S/4) / \partial \mathbb{X} \cdot \cos[\pi(x + \mathbb{X}) / \tau] \Big|_{\mathbb{X}=0} dx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= (3 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \tau \cdot N_S \cdot N_R) / (8g \cdot \pi) \int_{\tau/2}^{\tau} \sin(\pi \cdot x / \tau) \pi / \tau \cdot \sin(\pi \cdot x / \tau) dx \\
&= (3 \cdot \mu_0 \cdot \omega \cdot \tau \cdot N_S \cdot N_R) / (32 \cdot g) = N_R / N_S (L_{m1} / 2)
\end{aligned} \tag{5.84}$$

Uma vez que o circuito (q_s) é estacionário, a tensão induzida no circuito (q_s) pelo circuito (d_{r1}) devido ao movimento do circuito (q_s) é zero. Assim:

$$G_{q_s, dr1} = 0 \tag{5.85}$$

Usando a equação 5.81, resultam as seguintes equações para coeficiente de tensão velocidade:

$te_{ds} = 0$ e $te_{qs} = 0$, uma vez que não há corrente de excitação no secundário.

$$te_{dr1} = (\pi v_p / \tau) [L_{m1} \cdot i_{qs} / 2 + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr1}) / 2] \tag{5.86}$$

$$te_{qr1} = (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr2} - i_{dr1}) / 2] \tag{5.87}$$

$$te_{dr2} = (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr2} - i_{qr1}) / 2] \tag{5.88}$$

$$te_{qr2} = (\pi v_p / \tau) [L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr3} - i_{dr2}) / 2] \tag{5.89}$$

$$te_{dr3} = (\pi v_p / \tau) [L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr3} - i_{qr2}) / 2] \quad (5.90)$$

$$te_{qr3} = (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr4} - i_{dr3}) / 2] \quad (5.91)$$

$$te_{dr4} = (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr4} - i_{qr3}) / 2] \quad (5.92)$$

$$te_{qr4} = (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{ds} / 2 + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (-i_{dr4}) / 2] \quad (5.93)$$

Substituindo as equações de tensão velocidade nas equações (5.47) a (5.56) tem-se:

$$V_{ds} = R_1 \cdot i_{ds} + d\lambda_{ds} / dt \quad (5.94)$$

$$V_{dr1} = 0 = r_{r1} \cdot i_{dr1} + d\lambda_{dr1} / dt + (\pi v_p / \tau) [L_{m1} \cdot i_{qs} / 2 + (L_{m1} + L_{lr1}) i_{qr1}] \quad (5.95)$$

$$V_{dr2} = 0 = r_{r2} \cdot i_{dr2} + d\lambda_{dr2} / dt + (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr2} - i_{qr1}) / 2] \quad (5.96)$$

$$V_{dr3} = 0 = r_{r3} \cdot i_{dr3} + d\lambda_{dr3} / dt + (\pi v_p / \tau) [L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr3} - i_{qr2}) / 2] \quad (5.97)$$

$$V_{dr4} = 0 = r_{r4} \cdot i_{dr4} + d\lambda_{dr4} / dt + (\pi v_p / \tau) [-L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr4} - i_{qr3}) / 2] \quad (5.98)$$

$$V_{qs} = R_1 \cdot i_{qs} + d\lambda_{qs} / dt \quad (5.99)$$

$$V_{qr1} = r_{r1} \cdot i_{qr1} + d\lambda_{qr1}/dt + (\pi v_p/\tau)[-L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr2} - i_{dr1})/2] \quad (5.100)$$

$$V_{qr2} = r_{r2} \cdot i_{qr2} + d\lambda_{qr2}/dt + (\pi v_p/\tau)[L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr3} - i_{dr2})/2] \quad (5.101)$$

$$V_{qr3} = r_{r3} \cdot i_{qr3} + d\lambda_{qr3}/dt + (\pi v_p/\tau)[-L_{m1} \cdot i_{ds} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{dr4} - i_{dr3})/2] \quad (5.102)$$

$$V_{qr4} = r_{r4} \cdot i_{qr4} + d\lambda_{qr4}/dt + (\pi v_p/\tau)[-L_{m1} \cdot i_{ds}/2 + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (-i_{dr4})/2] \quad (5.103)$$

A resistência de cada polo do secundário é suposto igual a resistência total dividido por quatro. Assim:

$$r_{r1} = r_{r2} = r_{r3} = r_{r4} \quad (5.104)$$

Caso seja considerada a máquina rotativa, então todas as correntes dos polos são iguais, ou seja:

$$i_{dr1} = -i_{dr2} = i_{dr3} = -i_{dr4} \quad (5.105)$$

$$i_{qr1} = -i_{qr2} = i_{qr3} = -i_{qr4} \quad (5.106)$$

e o fluxo de dispersão total na máquina rotativa é :

$$\lambda_{dr} = \lambda_{dr1} - \lambda_{dr2} + \lambda_{dr3} - \lambda_{dr4} \quad (5.107)$$

$$\lambda_{qr} = \lambda_{qr1} - \lambda_{qr2} + \lambda_{qr3} - \lambda_{qr4} \quad (5.108)$$

Substituindo as equações de (5.105) a (5.108) nas equações (5.67) a (5.76), obtém-se:

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_{m1} [4i_{ds} + 4i_{dr1} + (i_{qs} - i_{qr4})/\pi] \quad (5.109)$$

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_{m1} [4i_{qs} + 4i_{qr1} + (i_{ds} - i_{dr1})/\pi] \quad (5.110)$$

$$\lambda_{dr1} = L_{lr1} \cdot i_{dr1} + L_{m1} [i_{dr1} + i_{ds} + 1/\pi(i_{qs} + i_{qr1})] \quad (5.111)$$

$$\lambda_{dr2} = L_{lr1} \cdot i_{dr2} + L_{m1}(i_{dr2} - i_{ds}) \quad (5.112)$$

$$\lambda_{dr3} = L_{lr1} \cdot i_{dr3} + L_{m1}(i_{dr3} + i_{ds}) \quad (5.113)$$

$$\lambda_{dr4} = L_{lr1} \cdot i_{dr4} + L_{m1}(i_{dr4} - i_{ds}) \quad (5.114)$$

$$\lambda_{qr1} = L_{lr1} \cdot i_{qr1} + L_{m1}(i_{qr1} + i_{qs}) \quad (5.115)$$

$$\lambda_{qr2} = L_{lr1} \cdot i_{qr2} + L_{m1}(i_{qr2} - i_{qs}) \quad (5.116)$$

$$\lambda_{qr3} = L_{lr1} \cdot i_{qr3} + L_{m1}(i_{qr3} + i_{qs}) \quad (5.117)$$

$$\lambda_{qr4} = L_{lr1} \cdot i_{qr4} + L_{m1}(i_{qr4} - i_{qs} + 1/\pi(i_{dr4} - i_{ds})) \quad (5.118)$$

$$\lambda_{qr} = 4L_{m1} \cdot i_{qs} + 1/\pi(i_{dr4} - i_{ds}) \quad (5.119)$$

$$\lambda_{dr} = 4L_{m1} \cdot i_{ds} + 1/\pi(i_{qr1} - i_{qs}) \quad (5.120)$$

As equações de fluxo se reduzem as de máquinas convencionais.

As equações podem ser representadas por um circuito equivalente no eixo dq, levando em consideração que o secundário foi modelado em 5 polos. A Figura 64 ilustra as equações de tensão velocidade no eixo (d) com o secundário modelado em 5 polos.

Para fazer a análise de transitório no modelo dq, é preciso rearranjar as equações de tensão velocidade.

Assume-se que a soma das correntes no secundário seja zero, ou seja:

$$i_r = 0.$$

Figura 64 - CE no eixo (d) modelado com 5 polos no secundário

*

Multiplicando ($\omega = 2\pi.f$) nos dois termos da equação (5.70), tem-se:

$$\omega.\lambda_{dr2} = \omega.L_{lr1}.i_{dr2} + \omega.L_{m1}[i_{dr2} - i_{ds} + 1/\pi(i_{qr1} + i_{qr2})] \quad (5.121)$$

ou

$$\Theta_{dr2} = X_{lr1}.i_{dr2} + X_{m1}[i_{dr2} - i_{ds} + 1/\pi(i_{qr1} + i_{qr2})] \quad (5.122)$$

Definindo:

$$\Psi_{dr2} = X_{m1} [i_{dr2} - i_{ds} + 1/\pi(i_{qr1} + i_{qr2})] \quad (5.123)$$

Substituindo na equação (5.122) em (5.123), tem-se:

$$\Theta_{dr2} = X_{lr1} \cdot i_{dr2} + \Psi_{dr2} \quad (5.124)$$

Resolvendo em (i_{dr2}) , tem-se:

$$i_{dr2} = (\Theta_{dr2} - \Psi_{dr2})/X_{lr1} \quad (5.125)$$

Substituindo a equação (5.125) em (5.123) e reorganizando os termos , tem-se:

$$\Theta_{dr2} = (X_{lr1} \cdot X_{m1}) / (X_{lr1} + X_{m1}) \cdot [\Psi_{dr2} / X_{lr1} - i_{ds} + 1/\pi(i_{dr1} + i_{qr2})] \quad (5.126)$$

Da equação de tensão velocidade (5.96), multiplicando (ω) , resulta:

$$0 = \omega r_{l2} \cdot i_{dr2} + \omega d\lambda_{dr2}/dt + \omega (\pi v_p/\tau) [-L_{m1} \cdot i_{qs} + (L_{m1} + L_{lr1}) \cdot (i_{qr2} - i_{qr1})/2] \quad (5.127)$$

ou

$$0 = \omega r_{r2} \cdot i_{dr2} + d\Psi_{dr2} \Theta_{dr2} / dt + (\pi v_p / \tau) [-X_{m1} \cdot i_{qs} + (X_{m1} + X_{lr1}) \cdot (i_{qr2} - i_{qr1}) / 2] \quad (5.128)$$

Substituindo a equação (5.125) em (5.128), resulta:

$$d\Theta_{dr2} / dt = \omega \cdot r_{r2} \cdot (\Theta_{dr2} - \Psi_{dr2}) / X_{lr1} - \omega \cdot t_{e_{dr2}} \quad (5.129)$$

A solução da equação (5.129) é do tipo:

$$\Theta_{dr2} = f(\omega \cdot r_{r2} \cdot (\Theta_{dr2} - \Psi_{dr2}) / X_{lr1} - \omega \cdot t_{e_{dr2}}) dt \quad (5.130)$$

A equação (5.130) simula as condições de transitórios para o polo do secundário (dr2) . Os outros polos podem ser determinados da mesma forma.

A partir desse equacionamento, NONDAHL e LIPO (1979) fizeram a simulação computacional e analisaram o comportamento transitório de correntes, esforço de propulsão e fluxo mútuo de cada polo do secundário, sob excitação arbitrária.

5.4.7 Sistema de matrizes

Devido ao grande número de equações independentes, o sistema de equações pode ser representado em forma matricial, assim as equações da máquina ficam:

A matriz indutância de dispersão $[L_l]$ é uma matriz 10×10 que contém elementos de indutância de dispersão dos polos do secundário, dada por:

$$[L_l] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} & L_{lr1}/\pi \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr1}/\pi & L_{lr1} \end{bmatrix} \quad (5.135)$$

A matriz $[L_m]$ expressa o acoplamento mútuo entre enrolamentos. É conveniente separar a matriz indutância $[L_m]$ em duas partes:

$$[L_m] = [L_{10}] + [L_{20}] \quad (5.136)$$

onde:

$$[L_{20}] = -(8L_{m1}/5\pi^2) \cdot [U] \quad (5.137)$$

A matriz $[G_v]$ de coeficiente tensão velocidade contém elementos que refletem o movimento relativo entre o primário e a placa de reação, é dada por

$$[G_v] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -L_{m1} & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{m1} & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L_{m1} & 0 & 0 & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 & 0 \\ -L_{m1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 & 0 \\ 0 & -L_{m1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -L_{T1}/2 & 0 & L_{T1}/2 \\ -L_{m1}/2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -L_{T1}/2 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.140)$$

onde:

$$L_{T1} = L_{m1} + L_{lr1} \quad (5.141)$$

$$L_{lr1} = (20 \cdot \mu_0 \cdot \tau \cdot q \cdot f \cdot N^2 / \omega \cdot p \cdot \pi) \cdot K_{w1} \cdot K_p \cdot \log[l_{fb} / 0,2235(w + d_1)] \quad (5.142)$$

onde: l_{tb} = distância entre terminais das bobinas do primário com o secundário, K_p = fator de passo polar.

Pelo princípio de conservação de energia, a equação de força de propulsão é dada por:

$$F_e = (3/2).(\pi/\tau).[i]^T[G_v][i] \quad (5.143)$$

A força normal é dada por:

$$F_n = -(3/4g)[i]^T \cdot \partial[L_m + L_l]/\partial z.[i] \quad (5.144)$$

$$F_n = -(3/4g)\{1/2[i]^T \cdot [L_m] \cdot [i] - L_{lh}(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)\} \quad (5.145)$$

onde: L_{lh} = indutância de dispersão nas ranhuras dada por:

$$L_{lh} = (8.\mu_o.\pi.f.q.w.N^2.p.K_r)/Z.\omega \quad (5.146)$$

onde: (Z) é o número de ranhuras, $(K_r = h/ws)$ é a relação efetiva entre profundidade e largura das ranhuras.

Os parâmetros do modelo DQ (indutâncias mútuas, resistências, reatâncias etc.) são os mesmos adotados pelo Circuito Equivalente por fase.

5.5 Considerações Finais

Neste capítulo foi discutido os vários modelos usados para análise do MIL, sobretudo o modelo DQ.

Pode-se afirmar, salvo desconhecimento do autor, que na literatura recente são encontrados basicamente três modelos de CE que levam em consideração os efeitos longitudinais de extremidade, ou seja, servem para altas velocidades, e cujos autores conseguiram confrontar e comprovar os parâmetros de desempenho com os dados experimentais. O CE proposto por HIRASA et al. (1980) para um MIL bilateral, que considera a reatância do secundário desprezível. O CE proposto por NONAKA et al. (1988) para um MIL, unilateral. E por fim, o CE proposto por GIERAS (1994), que é o modelo que melhor precisão oferece em relação aos dados experimentais, para velocidades de até 120 m/s.

Muitos autores preferem adotar o método de Elementos Finitos para analisar o MIL, principalmente para analisar os parâmetros de desempenho em altas velocidades. Alguns especialistas como DAWSON, GIERAS et al. (1986), ALWASH et al. (1979) demonstraram que os dados de desempenho teóricos do modelo CE em confronto com o modelo por elementos finitos bi-dimensional, aproximam-se melhor dos resultados experimentais levantados em bancada de ensaios.

Em razão do que foi visto, é bastante discutível afirmar qual método de modelamento do MIL é o que melhor aproximação oferece em confrontação com os dados experimentais.

CAPÍTULO 6

PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM PROTÓTIPO DE MIL

6.1 Considerações Iniciais

Basicamente os passos utilizados neste capítulo para o dimensionamento do MIL são os mesmos de uma máquina de indução rotativa.

Sem dúvida, para iniciar qualquer projeto de motor, o principal critério é a viabilidade econômica. O projeto deve ser executado dentro de um orçamento, levando em consideração a escolha de materiais, a disponibilidade de recursos para a confecção de dispositivos e disponibilidade da infraestrutura em geral. Dada a variedade imensa de concepções existentes, a escolha de um modelo também é importante para a definição dos objetivos de construção de um MIL.

NASAR e BOLDEA (1987) assumem que um bom critério de otimização dos parâmetros de projeto de um MIL para baixas velocidades é o Fator de Qualidade (G). Dessa forma, procura-se maximizar o (G) para melhorar a eficiência do MIL. Baixo Fator de Qualidade significa muitas perdas e baixo aproveitamento dos parâmetros de desempenho do MIL.

Outro critério normalmente adotado em máquinas rotativas é a relação de potência de entrada por unidade de força propulsora. Quanto menor essa relação, maior é a eficiência do MIL.

O procedimento adotado aqui é um um pre-dimensionamento do MIL, desde que se trata de um protótipo de baixa velocidade. A concepção adotada permite otimizar posteriormente os parâmetros construtivos do MIL, em função dos resultados obtidos, após pequenas modificações de projeto e de montagem.

6.2 Projeto Preliminar do MIL

O MIL proposto é do tipo unilateral de escala reduzida, doze ranhuras, 4 polos, indutor curto e placa de reação circular constituída de ferro e alumínio, alimentação trifásica, sendo o indutor a parte móvel e a placa de reação a parte fixa.

Inicialmente pressupõem-se alguns dados gerais de referência:

- Tensão de alimentação trifásica (V_1) = 220 (volts)
- Densidade de corrente (J_c) = 15 (A/mm^2)
- Frequência nominal de alimentação (f) = 60 (Hz)
- Velocidade máxima (v_m) = 2,6 (m/s)
- Entreferro mecânico (g) = 0,002 (m)
- Densidade de fluxo no entreferro (B_{mz}) = 0,5 (W/m^2)
- Escorregamento (s) = 0,4
- Largura do primário (w) = 0,03 (m)

Com base nesses dados será feito um cálculo preliminar dos parâmetros construtivos do indutor e induzido do MIL.

6.2.1 Projeto eletromagnético/elétrico

O projeto eletromagnético inclui o cálculo de vários parâmetros do indutor, tais como: dimensões do núcleo, dimensões das ranhuras etc.

O projeto elétrico inclui o cálculo de: número de polos, número de ranhuras por polo, número de condutores por ranhura, secção do fio condutor, isolação das bobinas etc.

O cálculo do fluxo magnético por polo (Φ_g) é dado por:

$$\text{ABDOU e SHERIF (1991)} \quad \Phi_g = B_{mz} \cdot \tau \cdot w \quad (6.1)$$

$$\text{GIERAS (1994)} \quad \Phi_g = \alpha_m \cdot B_{mz} \cdot \tau \cdot w \quad (6.2)$$

onde ($\alpha_m = B_m/B_{mz}$) relação entre valores médio e de pico da densidade de fluxo magnético no entreferro .

Mas, das equações (4.1) e (4.2), tem-se:

$$\tau = v_s/(2f) \quad \text{ou} \quad v_s = v_p/(1-s) \quad (\text{m/s})$$

Substituindo os valores, com escorregamento de 0,4 e frequência de 60 Hz, tem-se:

$$v_s = 2,6/(1 - 0,4) = 4,3 \quad (\text{m/s})$$

$$\tau = 4,3/(2.60) = 0,036 \quad (\text{m})$$

$$\Phi_g = 1,0.0,036.0,03 = 5,4.10^{-4} \quad (\text{Wb})$$

O número de espiras/fase do enrolamento é calculado conforme diferentes autores, pela fórmula :

ABDOU e SHERIF (1991):

$$E_1 = 4,44.f.\Phi_g.N.K_w \quad (6.3)$$

GIERAS (1994):

$$E_1 = 4.\sigma_r.f.\Phi_g.N.K_w \quad (6.4)$$

onde: $(\sigma_r = E_l/E_m)$ é a relação entre valores RMS e médio da FEM do primário

Por outro lado, a FEM induzida é calculada através da fórmula:

$$E_l = V_l - I_l \cdot Z \quad (6.5)$$

É razoável supor que a queda de tensão nos enrolamentos do primário é de 15 % da tensão de terminais, assim a FEM induzida da linha (E_l) é igual a $0,85.220 = 187$ volts.

Para uma conexão dos enrolamentos do primário em delta, a tensão (E_l) é igual a de linha 187 volts.

Substituindo os valores na equação de FEM, com frequência nominal de 60 Hz, e assumindo que o fator de distribuição dos enrolamentos, $K_w = 0,9$; então:

$$N = 187 / (4,44.60.0,00054.0,9) = 1445 \approx 1500 \text{ espiras}$$

A profundidade mínima do laminado magnético (d_{amin}) do primário para que não haja saturação é dado por (ABDOU e SHERIF, 1991):

$$d_{amin} = \Phi_g / (2.B_n.w) \quad (6.6)$$

onde (B_n), a densidade de fluxo na ranhura do primário é aproximadamente igual a 1,5 Tesla.

$$d_{amin} = 0,00054 / (2.1,5.0,03) = 0,006 \text{ (m)}$$

ou seja a profundidade da culatra do primário deve ser maior que 6 mm.

O passo da ranhura (t_s) pode ser calculada com base na fórmula:

$$t_s = 2p.\tau/z_1 \quad (6.7)$$

onde: ($z_1 = 12$) número de ranhuras.

$$t_s = 2.2.0,036 / 12 = 12 \text{ cm}$$

A largura da ranhura é dada por (GIERAS, 1994):

$$w_s \cong t_s(1 - B_{mz} / B_n) \quad (6.8)$$

$$w_s \cong 0,012(1 - 0,5/1,5) \cong 7 \text{ cm}$$

No projeto, $w_s = 6 \text{ cm}$, por ser um número múltiplo do passo da ranhura.

O fio utilizado nos enrolamentos do primário tem o diâmetro de 0,22 mm, o que dá uma secção do condutor (S_c) de 0,038 mm².

Mas:

$$J_c = I_1/S_c \quad \text{ou} \quad I_1 = J_c \cdot S_c \quad (6.8)$$

$$I_1 = 15 \cdot 0,038 = 570 \text{ mA}$$

A equação da força de propulsão é dada por:

$$F_x \cdot v_p = m \cdot I_1 \cdot V_1 \cdot \eta \cdot \cos\phi \quad (6.9)$$

Segundo GIERAS (1994) para um MIL de pequenas dimensões, o produto ($\eta \cdot \cos\phi$) pode variar de 0,1 a 0,5. Supondo $\eta \cdot \cos\phi = 0,3$, e substituindo os valores em (6.9):

$$F_x = 3.220 \cdot 0,3 \cdot 0,570 / 2,6 = 43,4 \text{ N}$$

A secção total útil das bobinas de cada ranhura é dada por:

$$S = 0,038 \times 1500 = 57 \text{ mm}^2$$

A área total aproximada da ranhura na Figura 66 corresponde a:

$$S_r = 32 \times 6 = 192 \text{ mm}^2$$

Portanto, para uma área total de 192 mm^2 , tem-se uma área efetiva ocupada pela bobina de $48,6 \text{ mm}^2$.

As dimensões calculadas do MIL são representados na figura 65:

Figura 65 - Motor de indução linear unilateral com uma placa de reação

6.3 Construção de um protótipo de MIL

Numa versão melhorada do primeiro modelo de MIL, foi projetado e construído um segundo protótipo, conforme as especificações da Tabela 3. As principais modificações introduzidas no segundo protótipo em relação ao primeiro modelo foram: nova conformação das ranhuras do estator para melhor aproveitamento do fluxo magnético, maior número de espiras/ranhuras, dispositivo para ajustar o entreferro, adaptação de rolamentos nas rodas do carro, confecção das ranhuras do estator por processo de eletroerosão, disposição das bobinas em três camadas/ranhuras em vez de duas camadas/ranhuras, nivelamento da pista da placa de reação, substituição das rodas de ferro por rodas de nylon no carro, ligação das bobinas do estator em paralelo, utilização de parafusos não magnéticos na montagem do MIL, utilização de chapas de ferro-silício NO no "pacote" do indutor etc.

Figura 66 - Preenchimento das Ranhuras em Três Camadas

O MIL foi alimentado por um inversor de frequência variável de 0 a 400 Hz, tipo PWM. IOs dados do MIL estão na Tabela 3.

Tabela 3 - Dados Gerais e Parâmetros do MIL

DADOS DO MIL	DIMENSÕES/VALORES	
Tensão de entrada trifásica alternada (V1)	220	(volts)
Frequência do inversor (f)	0 a 400	(Hz)
Largura total da placa de reação (w+c)	125	(mm)
Número de fases (m)	3	
Densidade de corrente (Jc)	6	(A/mm ²)
Densidade de fluxo no entreferro (Bmz)	0,5	(W/m ²)
Condutividade do ferro à 20 °C (σ_e)	$5 \cdot 10^6$	(S/m)
Condutividade do alumínio à 20 °C (σ_a)	$30 \cdot 10^6$	(S/m)
Altura total da placa de reação (d)	32	(mm)
Altura da placa de alumínio (d _l)	1	(mm)
Aba (overhang) (c)	135	(mm)
Entreferro mecânico (g)	2	(mm)
Altura do estator (d _a)	45	(mm)
Largura do estator (w)	30	(mm)
Passo da ranhura (t _s)	12	(mm)
Altura do dente da ranhura (h)	32	(mm)
Largura da ranhura (w _s)	6	(mm)
Largura do dente da ranhura (z _t)	6	(mm)
Passo polar (τ)	36	(mm)
Número de pares de polo (p)	2	
Número de ranhuras/polo/fase (q)	1	
Comprimento do estator (L)	160	(mm)
Número de ranhuras (z _l)	12	
Número de espiras por fase (N)	1500	

As bobinas do primário em cada fase foram enrolados em três grupos e ligados em paralelo para facilitar a montagem das mesmas nas ranhuras.

Figura 67 - Distribuição das Bobinas nas ranhuras do Primário

Figura 69 - Ligação das Bobinas do Lado A

Figura 70 - Ligação das Bobinas no Lado B

Tabela 4 - Medidas de Resistência (R), Indutância (L) e Fator Q nas Bobinas

Bobinas	R (Ω)	L (H)	Fator Q
J1	82.36	0.324	15
J2	94.92	0.268	13
J3	108.70	0.182	9
J123	286.50	1.886	20
Z1	90.28	0.356	16
Z2	99.26	0.228	11
Z3	108.68	0.165	9
Z123	298.05	1.774	20
B1	90.78	0.362	16
B2	90.48	0.263	13
B3	107.62	0.173	9
B123	288.60	1.917	21
X1	89.01	0.365	15
X2	80.60	0.233	13
X3	96.65	0.160	9
X123	266.26	1.852	21
P1	80.03	0.315	16
P2	79.68	0.217	13
P3	93.73	0.154	9
P123	253.44	1.657	21
M1	79.37	0.310	15
M2	80.57	0.216	12
M3	95.14	0.152	9
M123	255.08	1.661	21

Obs.:

- As medidas de resistência, indutância e fator de mérito Q foram realizadas usando o multímetro digital HP, modelo 8020 de 5 1/2 dígitos.
- O fator Q da bobina é definido com a relação entre a reatância (ωL) e a resistência (Ω).

6.4 Considerações finais

O projeto do MIL foi feito dentro das limitações de recursos existentes. Foi projetado para possibilitar modificações estruturais no tipo de enrolamento, ligações das bobinas etc.

A sistemática adotada, partindo de um projeto preliminar, para depois num estágio posterior otimizar os parâmetros do MIL, revelou-se bastante eficiente e simples.

A concepção adotada, modelo reduzido de MIL com o primário móvel e placa de reação (secundário) fixo, teve como finalidade de aproximar-se da concepção mais utilizada atualmente nos veículos do sistema de transporte urbano de passageiros..

CAPÍTULO 7

PROJETO DE UMA BANCADA DE ENSAIO PARA O MIL

7.1 Considerações Iniciais

Da mesma forma que os protótipos de motores de indução rotativos são ensaiados, os motores lineares também são, para poder avaliar o seu desempenho em diversas condições de carga e em vazio.

Para o projeto e construção de máquinas rotativas, as técnicas de projeto já estão padronizadas e os engenheiros projetistas normalmente partem diretamente para o desenvolvimento de protótipos em escala real. Depois disso, são avaliados em ensaios considerados de tipo em bancada de ensaios. No caso de motores lineares, costuma-se partir de modelos mais simples em escala reduzida até chegar aos protótipos em escala normal. Apesar da literatura existente ser bastante completa em termos de conceitos, modelamento etc, há necessidade de entender na prática a teoria básica dos motores lineares. Isto pode ser feita em bancadas de ensaios apropriadas. Sem dúvida, a injeção de recursos influe decisivamente nesse processo de desenvolvimento passo a passo. Como regra geral, quanto maior os recursos existentes, maior a possibilidade de construção de protótipos em escala cada vez maiores.

Alguns autores como FREEMAN et al (1975) desenvolveram uma metodologia de análise de desempenho do MIL, através de um modelo escalar, cujos parâmetros são linearizados para um protótipo em escala real, com resultados satisfatórios.

No entanto, para análise de desempenho de motores lineares em sistemas de transporte, quase sempre há necessidade de desenvolver um protótipo de veículo em escala real. Os problemas e as interações entre os vários subsistemas, como: sinalização, comunicação, via permanente, material rodante, oficina de manutenção, devem ser analisadas em conjunto.

Em outros países onde o desenvolvimento de motores lineares chegou a um patamar avançado, as investigações experimentais ocuparam um espaço importante no processo de desenvolvimento do MIL para aplicação em tração elétrica. Nessa categoria de motores lineares, há algumas peculiaridades inerentes, em contraste com as máquinas rotativas. Uma das peculiaridades é a grande diversidade de configurações do MIL. Uma outra é a forte dependência das características de desempenho do MIL, a partir de parâmetros eletromagnéticos, dimensões, construção do secundário, tamanho do entreferro, tipo de enrolamento etc. Normalmente para cada tipo de configuração, requer dispositivos específicos para executar as experiências.

7.2 Estágios necessários para o desenvolvimento do MIL

Analisando os sistemas de transporte de passageiros existentes, é possível observar que a decisão final de escolha de uma concepção de MIL foi decisivamente influenciada pelas condições específicas de operação do veículo, interagindo com os vários subsistemas já citados no item 7.1. As experiências acumuladas são importantes para a compreensão das características de comportamento do MIL.

SHINKARENKO e KANRAT (1984) recomendam a necessidade de realizar as investigações experimentais para o desenvolvimento do MIL em três estágios de desenvolvimento.

7.2.1 Primeiro estágio - Investigações experimentais laboratoriais.

Este estágio envolve o modelamento físico dos fenômenos eletromagnéticos e térmicos em protótipos ou modelos escalares de MIL, com o objetivo de confirmar os conceitos fundamentais da teoria e métodos de projeto e de refinar o cálculo de parâmetros iniciais do MIL para fins de projeto. Nesta etapa são construídos protótipos em escala reduzida.

7.2.2 Segundo estágio - Ensaaios em bancadas

Neste estágio devem ser realizadas as experiências em bancadas de ensaios de protótipos de MIL, podendo ser em escala real, tanto no modo estático como no dinâmico. São estudadas as restrições que ocorrem com o MIL em baixa ou alta velocidade. Estas experiências tem a finalidade de refinar as características operacionais, a metodologia de projeto e o modelamento matemático do MIL.

7.2.3 Terceiro estágio - Ensaaios em escala Piloto

Neste estágio as experiências são realizadas em um protótipo de veículo acionado por MIL, de forma integrada com outros subsistemas do sistema de transporte, incluindo: material rodante, estruturas da via permanente, controle e alimentação, sinalização etc. Essa integração deve ser feita, dentro das condições próximas as de operação normal do veículo. A partir dos resultados desses ensaios, é possível determinar com precisão as características operacionais do MIL e definir o sistema de transporte mais adequado como um todo.

7.3 Tipo de Bancada de Ensaio

Uma forma de avaliar o desempenho de motores lineares é através de uma bancada de ensaios. Ela deve ser projetada, de tal forma, a poder extrair os dados de desempenho.

A montagem do MIL, para se conseguir extrair dados de desempenho, pode ser feita basicamente de três maneiras:

- Bancada de ensaio tipo correia,
- Bancada de ensaio tipo roda ou disco,
- Linha de teste.

7.3.1 Bancada de ensaio tipo correia

Normalmente este tipo de bancadas são construídas em dimensões reduzidas. elas são próprias para permitir o estudo de uma determinada característica de desempenho do MIL.

Na bancada de ensaio com correia (Figura 71) o secundário consiste de uma correia metálica feita de lâmina de cobre ou ferro que gira sobre dois roletes. Um dos roletes está acoplado a um motor de corrente contínua que permite variar a velocidade do MIL. A correia passa sobre os enrolamentos do primário do MIL, podendo ser unilateral ou bilateral. O escorregamento e a força de propulsão podem ser obtidos com a ajuda de um motor auxiliar, cujo eixo está fixo a um dos roletes.

Figura 71 - Bancada de ensaio tipo correia com MIL bilateral.
(Fonte: Gieras, 1994)

Em geral, a maior dificuldade em montar esse tipo de bancada está na confecção de uma fina correia metálica de alta condutividade, uma vez que a junção na solda da mesma continua sendo o ponto fraco.

KANT et al (1971) montaram uma bancada de alta eficiência, utilizando uma correia de várias camadas (ligas de cobre-berílio), sem pontos de solda, com espessura máxima de 1,25 mm. Com essa bancada KANT et al (1971) conseguiram levantar as características operacionais do MIL para velocidades de até 76 m/s, durante alguns minutos.

NASAR (1969) descreve uma bancada desse tipo, com um MIL bilateral de 10 polos, passo polar de 1.25", acionado por uma fonte trifásica de 60 Hz. Com essa bancada NASAR

efetuou diversos ensaios, como por exemplo a medição da distribuição do campo magnético ao longo do entreferro.

7.3.2 Bancada de ensaios tipo roda ou disco

A bancada de ensaios tipo roda ou disco é o mais comumente utilizado nos laboratórios do mundo todo. Uma das vantagens desse tipo de bancada é que pela sua própria configuração, permite avaliar os parâmetros de desempenho do MIL ou MSL em escala real. Há diversas concepções possíveis de montagem. Basicamente, pode ser de secundário cilíndrico ou secundário de disco plano. Em ambos os casos, a disposição do primário pode ser unilateral ou bilateral. A bancada tipo disco, com um secundário muito fino é apropriado para altas velocidades.

Grande parte das experiências acumuladas nos Estados Unidos com o MIL foram realizadas na bancada de ensaio tipo disco existente no TTC (Transportation Technology Center). Essa bancada descrita por COHO et al. (1974), era constituída por um MIL bilateral, 2 indutores ativos, secundário em forma de disco de alumínio, diâmetro de 2 metros, 4 polos, velocidade máxima de 480 km/h. O sistema de instrumentação permitia medir a força normal, força de propulsão, distribuição do fluxo magnético nos diferentes pontos do MIL, velocidade etc.

As experiências realizadas em uma bancada tipo disco de alumínio, com 6 mm de espessura, 130 cm de diâmetro e primário em forma de arco, foram muito importantes para YAMAMURA (1972). A velocidade alcançada foi de 70 m/s para uma frequência de 175 Hz e força de propulsão de 120 N. Com essa bancada YAMAMURA et al. (1972) demonstraram os efeitos das extremidades.

Uma outra bancada descrita por NONAKA et al. (1976) era do tipo disco de alumínio com 15 mm de espessura e 270 cm de diâmetro e primário ocupando um arco de 80° do disco. O MIL bilateral era alimentado por inversor tipo VVVF de 70 kVA. Com uma instrumentação precisa foi possível estudar os efeitos das extremidades e as forças normais.

Figura 72 - Bancada de ensaios existente em Queen's University
(Fonte: LAITHWAITE, 1977)

Uma das maiores bancada tipo roda é a de Grenoble-França, onde foi montada uma roda de 14 metros de diâmetro, utilizando um motor linear em U, com enrolamento tipo anel de

“Gramme”. Acoplado ao mesmo eixo foi montado um disco auxiliar de 8 metros de diâmetro com um segundo motor linear em U (POLOUJADOFF, 1980).

Uma outra bancada do tipo roda é o da Universidade de Queens-Canadá, onde foi montada uma roda de 7.6 de diâmetro, o MIL tipo bilateral é acionado por um inversor de frequência de 200 KVA (Figura 72). A bancada foi usada também para ensaiar o MSL com bobinas supercondutoras a velocidade de 101 km/h (ATHERTON et al, 1977).

Para estudar o MSL, foram construídas várias bancadas mais complexas em diversos países, como Canadá, Japão, Alemanha, Inglaterra etc. Nestas bancadas foram previstos bobinas supercondutoras e desenvolvidos equipamentos criogênicos especiais.

7.3.3 Linha de teste

A alternativa de ensaiar o MIL na linha de teste exige investimento elevado e infraestrutura adequada. Neste caso, pressupõe-se que o estágio de desenvolvimento do motor linear já tenha ultrapassado o nível de teste em escala reduzida para a escala real. A principal vantagem dessa alternativa é de poder avaliar todos os subsistemas que compõem o sistema de transporte de passageiros. O processo de manutenção dos equipamentos e desempenho dos veículos, por exemplo, só podem ser avaliados, depois que os veículos estiverem em funcionamento na linha de teste. Neste caso, há necessidade de construir uma infraestrutura adequada ao longo da via de teste, como um sistema trifásico de alimentação de corrente, subestação, aparelho de mudança de via, sobrelevação da via, plataformas de embarque/desembarque, oficinas de manutenção, instalação de instrumentação (sensores, condicionadores, transdutores) na via ou no carro.

A Alemanha, Japão e os Estados Unidos construíram diversas linhas de teste, com dispêndio de centenas de milhões de dólares, e que permitem ensaiar o veículo com motor linear em altas velocidades, em tamanho real de operação.

Figura 73- Linha de teste montada nas Indústria Toshiba-Japão

7.4 Descrição geral da bancada desenvolvida no IPT

A bancada de ensaio é do tipo roda, com placa de reação (secundário) dupla de ferro e alumínio de formato circular, sendo MIL, unilateral, indutor curto, acionado por um inversor de frequência variável (Figura 74).

O principal objetivo da bancada é permitir medir alguns parâmetros do MIL, tais como: força propulsora, velocidade angular, variação da velocidade com o escorregamento, variação de frequência do primário etc.

O MIL é acionado por um inversor de frequência variável. O inversor de frequência utilizado para acionar o MIL é do tipo PWM, modelo GP-2000 da RELIANCE, potência de 5 HP, frequência de 0 a 400 Hz e tensão de 220 volts, corrente alternada.

A bancada é constituída de uma mesa circular apoiada sobre uma estrutura metálica de três pés, equipados com dispositivos que permitem a monitoração de parâmetros do MIL. A mesa é formada por uma chapa plana de aço de 110 cm de diâmetro externo, 2 cm de espessura e 21 cm de largura, em que está presa uma chapa plana circular de alumínio de 2 mm de espessura, 12,5 cm de largura e raio externo de 52 cm e raio interno de 40 cm. O conjunto chapa plana de aço e alumínio constitui a placa de reação ou o secundário do MIL. As dimensões gerais da bancada estão na figura 75.

O indutor do MIL é constituído de um bloco laminado de chapas de aço-silício tipo NO com dimensões de: 160 x 45 x 30 mm. Foram dispostas 12 ranhuras de formato retangular com dimensões de: 6 x 35 mm. As chapas de aço-silício foram coladas uma sobre as outras e perfuradas nas extremidades por onde passam parafusos de latão que as prendem ao carro.

O indutor está preso a um carro de duas rodas em cada extremidade, que se move sobre a pista de alumínio. O carro está preso a um braço móvel que se movimenta em relação ao eixo central da mesa. Nas extremidades da estrutura do carro há dois parafusos de guia, que permitem ajustar o entreferro do motor, adicionando ou retirando chapas metálicas de espessuras variáveis (0,5 a 2 mm).

Figura 74 - Vista geral da bancada de ensaios

O sistema de alimentação do MIL é constituído de um conjunto de três anéis de bronze fixos no eixo central. Em cada anel foi soldado um fio ligado ao inversor de frequência. Presos ao braço móvel está disposto um sistema coletor com três escovas de carvão, por onde flui a corrente elétrica até o primário do MIL.

No eixo central foi montado um gerador de pulsos tipo frequência-tensão, modelo BA3012-1500, marca “Veeder-Root”, destinado a medir a rotação do eixo. O condicionador de sinais que converte o sinal de frequência em tensão, foi dotado de recursos que permitem além da monitoração, a aquisição de dados pelo computador PC 486 DX2.

A figura 75 mostra o desenho esquemático da bancada com as dimensões gerais.

Figura 75 - Bancada de ensaios do MIL

Na extremidade inferior do eixo foi adaptado por meio de polias e correia um moto-redutor de velocidade do tipo coroa e rosca sem fim, modelo MK-50, marca Cestari, alimentado por um inversor de frequência variável, modelo VFE-15, marca Velotronic, de 220 volts. O

sistema foi projetado para executar ensaios que permitissem variar o escorregamento em função da velocidade do MIL e também levar o MIL acima da velocidade síncrona.

O esforço de propulsão foi medido utilizando-se uma célula de carga, modelo GL-30, marca Alfa Instrumentos, inserida no braço móvel da bancada, sendo o sinal coletado através de sistema "Slip Ring" de 10 canais acoplado na parte superior do eixo central da mesa. A partir daí o sinal vai para o "buffer", onde é filtrado. A célula de carga foi projetada para compensar o momento em relação ao eixo. O sinal pode ser monitorado em osciloscópio digital ou aquisitado no computador PC para posterior "tratamento".

Para medir a corrente de alimentação do MIL foram utilizados três sensores de efeito HALL, modelo NW-SC501, marca Newtronic, de 1 kHz, corrente máxima de 50A. Os sensores foram inseridos na saída do inversor de frequência. O condicionador de sinais foi projetado para permitir aquisitar os dados de corrente via computador PC.

A tensão de alimentação do MIL foi monitorada utilizando-se de três divisores de tensão, montados na saída do inversor de frequência, constituídos de resistências de filme metálico, na relação 50:1. Os condicionadores de sinais foram projetados para permitir a aquisição de dados pelo computador PC.

A utilização do sistema de aquisição de dados via placa LYNX, modelo SR10AL/E512-1, fabricado pela Michigan Scientific Corporation - EUA, permitiu a análise dos parâmetros do MIL por computador PC, utilizando-se o programa AQDADOS. O programa permite a filtragem de sinais indesejáveis (ruído, harmônicas), principalmente nos parâmetros de corrente e tensão.

7.5 Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Rotação

O sistema de medição de rotação foi feito de acordo com o diagrama de bloco da Figura 76.

Figura 76 - Diagrama de blocos para medição de rotação

O gerador de pulso tipo frequência-tensão emite 1500 pulsos a cada volta do eixo. Estes pulsos vão para o condicionador, onde são filtrados e convertidos em sinal de tensão, com fundo de escala de 5 volts, corrente contínua. O sinal pode ser monitorado em aparelhos de medição (osciloscópio, multímetro digital etc) ou aquisitado no computador PC.

O condicionador foi projetado e montado no "rack" UNIPACK, segundo o esquema do desenho da figura 77.

Figura 77 - Condicionador para tacômetro

Figura 78 - Fonte de alimentação para o condicionador do tacômetro

7.5.1 Calibração do sinal

A escala do sinal de saída do "rack" foi ajustada para: 300 rpm = 5 volts ou 60 rpm/V

Uma vez montado o sistema de medição, foi feita uma calibração dos sinais provenientes do gerador de pulso nos terminais de saída do condicionador.

Tabela 5 - Curva de calibração frequência x tensão

Frequência (kHz)	Tensão (volts)	Rotação (rpm)	Erro (%)
8	5,332	319,99	- 0,47
5	3,329	199,98	- 0,12
4	2,666	159,99	- 0,00
2	1,333	79,99	- 0,07
1	0,666	39,99	0,00
0,5	0,333	19,99	0,00

7.5.2 Verificação do sinal de saída

Foi feita a comparação entre o sinal de saída adquirido no computador e a rotação diretamente monitorada através de um cronômetro digital. Na tabela 6 foi feita a comparação entre as duas leituras. No caso do cronômetro, mediu-se o tempo em que o

primário móvel completava dez voltas, após o que foi transformada em número de rotação por minuto.

Tabela 6 - Comparação de rotação medida entre AQDADOS e cronômetro

Frequência (Hz)	Cronômetro digital (rpm)	AQDADOS (rpm)	Diferença (%)
15	7,4	7,8	5,4
20	16,1	16,2	0,6
30	27,6	27,9	1,1
40	40,5	40,6	0,2
50	50,4	50,6	0,5
60	58,8	59,2	0,7
70	66,6	66,7	0,1
80	72,0	72,5	0,7
90	75,6	76,8	1,6

7.6 Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Corrente

O sistema medidor de corrente alternada trifásica foi feito de acordo com a diagrama de bloco da Figura 79.

Figura 79 - Diagrama de blocos do sistema de medição de corrente

Para medir a corrente foi utilizado o sensor de efeito Hall, com sensibilidade para frequência até 1 kHz. O condicionador de sinais foi projetado e montado no "rack" UNIPACK, de acordo com o esquema especificado pelo fabricante do sensor. O condicionador é constituído por uma fonte de excitação de corrente contínua para o sensor de efeito Hall, um circuito amplificador e filtro para o sinal de corrente medido e ajuste para calibração do "off-set".

O sinal de saída do "rack" foi ajustado para: 2,0 ampéres = 5volts

7.6.1 Verificação da corrente medida

Os valores de correntes monitoradas no AQDADOS foram comparadas com os valores medidos através de um multímetro digital Minipa de 3 1/2 dígitos, inserido na saída do inversor de frequência. Os dados estão na tabela 7.

Tabela 7 - Comparação de Corrente Medida no AQDADOS e Multímetro Digital

Frequência (Hz)	Multímetro Digital (mA)			AQDADOS (mA)		
	fase R	fase S	fase T	fase R	fase S	fase T
11,4	632	590	532	620	578	518
16	716	648	590	721	640	731
30	923	803	754	909	800	749
35	856	740	660	843	770	664
80	453	375	382	465	379	287
100	297	247	260	299	249	262
260	198	170	181	203	193	176
320	176	155	162	181	167	193

7.7 Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Força Propulsora

Para medir a força de propulsão (F_x) do MIL na bancada foi utilizado o diagrama de bloco da Figura 80.

Figura 80 - Diagrama de blocos do sistema medidor de F_x

A célula de carga GL-30 com capacidade de 30 kgf foi inserida no braço móvel da bancada, onde está fixado o MIL. A célula de carga é um dispositivo formado por uma estrutura metálica elástica, sobre a qual está montado um conjunto de extensômetros de resistência variável tipo folha (Foil Strain Gage) dispostos em ponte dupla de Wheatstone, o que garante uma boa precisão na medida de pequenos valores de resistência. Os extensômetros elétricos convertem variações de deslocamento (deformação) em variações de resistência.

onde são amplificados e filtrados, saindo um sinal proporcional em tensão contínua, com fundo de escala de 5 volts. Os sinais de tensão passam por um "Slip Ring" de 10 canais adaptado ao eixo giratório da bancada de ensaios e vão para o "buffer", conforme desenho da Figura 81, onde são novamente filtrados. Depois disso, estes sinais de tensão vão então para o sistema de aquisição de dados e aparelhos de medição.

O "Slip Ring" utilizado, dispõe de um "Encoder" que permite medir a posição angular e velocidade instantânea do eixo da bancada.

Figura 81 - Condicionadores para medida de F_x

Sinal na saída do "rack" : $10\text{kg} = 5\text{volts}$ ou 2 kg/V

Shunt de calibração : $- 4,031\text{ volts}$ e $+ 4,025\text{ volts}$

7.7 Verificação da Força Propulsora Medida

Após a montagem do sistema de medição de força propulsora (F_x), foi feita uma calibração com pesos previamente conhecidos, simulando esforços de deformação no braco móvel da bancada.

Tabela 8 - Verificação do sistema de medição de F_x

Pesos conhecidos (em kg)	Sinal do AQDADOS (em kg)
0,5	0,48
1,0	0,99
1,5	1,49
2,0	1,99

7.8 Projeto e Construção de um Sistema Medidor de Tensão

Para medir a tensão de alimentação do MIL, foi utilizado o diagrama de bloco da figura 82.

Figura 82 - Diagrama de blocos para medida de tensão do MIL

Figura 83 - Divisor resistivo para medida de tensão

O divisor resistivo na relação de 50:1, foi montado de acordo com o esquema da figura 83.

7.8.1 Verificação da tensão de entrada do MIL

Os valores de tensão na entrada do sistema de aquisição de dados foi verificada com os valores na saída do inversor de frequência, monitorada através de multímetro digital de 3 1/2 dígitos.

Tabela 9 - Verificação da Tensão de Entrada do MIL

Frequência (Hz)	Sinal do AQDADOS (volts)			Tensão medida (volts)		
	RS	ST	RT	RS	ST	RT
11,4	107,4	100,1	97,8	122	119	117
30	220,2	225,2	222,8	224	226	223
60	220,2	226,2	220,0	229	225	227
120	212,2	216,2	217,0	221	219	223
180	215,5	217,0	216,1	218	222	221
220	210,4	211,0	204,7	219	209	217
300	199,3	198,3	197,6	208	205	204

7.9 Sistema de Aquisição e Tratamento de Dados

Para a aquisição de dados foi utilizado o programa AQDADOS, versão 3.0 da LYNX. O AQDADOS é um programa que permite aquisitar, gerar e analisar uma determinada grandeza analógica em microcomputador PC através de conversores analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A). Esses conversores fazem a transformação de um sinal elétrico analógico em digital e vice-versa.

Taxa de amostragem utilizada: 1000 Hz.

Para controlar a taxa de amostragem para mante-la constante durante todo o ensaio, foi usado o modo interrupção. Na aquisição via Interrupção, ao contrário do DMA, a base de tempo gera os pedidos de interrupção, de modo a ativar uma rotina em linguagem de máquina, que transfere os dados do conversor para memória. Assim, os intervalos de amostragem são maiores para efeito de aquisição, já que os parâmetros aquisitados são de baixa frequência.

Para a aquisição de dados, foram usados os seguintes equipamentos:

- microcomputador PC 486DX2 de 66 MHz, 8 Mb RAM
- osciloscópio digital de 4 canais, HP, 150 MHz, modelo 54602A
- placa CAD12/32-16 da LYNX que tem as seguintes características:
 - . faixa de entrada de ± 10 volts
 - . resolução de 12 bits

- . tempo de conversão de 16 μ s
- . temporizador/contadores
- . modo de aquisição DMA (Direct memory Access) e interrupção

As operações do sistema de aquisição seguem o diagrama de blocos da figura 84.

Pelo processo de aquisição via DMA, os dados do conversor são transferidos para a memória, sem a interferência do micro, e assim permite maximizar a taxa de amostragem do conversor.

Figura 84 - Sistema de operação de aquisição no ensaio

7.10 Projeto e montagem do sistema de alimentação do MIL

O sistema de controle e acionamento do MIL é feito por um inversor de frequência com modulação por largura de pulso, em inglês: "Pulse Width Modulation" ou PWM.

Para possibilitar a alimentação do MIL foi preciso projetar e construir especialmente um sistema coletor de corrente, constituído de 3 anéis de bronze montados sobre o eixo móvel da bancada e um sistema de 3 escovas de grafite fixado na estrutura da bancada.

O sistema de alimentação do MIL foi montado de acordo com o diagrama de blocos da Figura 85.

Figura 85 - Diagrama de blocos do sistema de alimentação do MIL

O inversor por modulação de largura de pulso (PWM) utilizado para alimentar o MIL consiste de uma ponte trifásica não controlada, transformando a tensão em corrente alternada em corrente contínua. O PWM pela sua concepção pode ser considerado como uma versão especial do inversor tipo fonte de tensão (VSI) de 6 passos.

O inversor será visto com mais detalhe no capítulo 8.

7.11 Resultados Preliminares

Uma vez montada a bancada de ensaios, o MIL foi posto a funcionar acionado pelo inversor de frequência, na tensão de 220 volts, ajustado para um degrau de 30 milisegundos e frequência máxima de 180 Hz.

Verificou-se que o MIL parte com a frequência de 11 Hz e corrente máxima de partida de 820 mA em uma das fases. O MIL atinge a velocidade máxima de 72 rpm para a frequência aproximada de 130 Hz. Além dessa frequência, a velocidade do MIL começa a reduzir, indicando que há uma limitação de projeto, pois o seu rendimento é fortemente afetado pelas harmônicas. Há formas de reduzir a influência dessas harmônicas, modificando o passo polar. GROOT (1993) apresenta algumas sugestões de como reduzir as harmônicas, principalmente as de 3° e 5° graus.

Verificou-se um desequilíbrio de corrente nas três fases da ordem de 10 a 27 % durante a partida do MIL, fato já previsto, devido as assimetrias nas extremidades do MIL.

Os primeiros ensaios realizados com o MIL mostraram que o rendimento é baixo, da ordem de 20 a 40 %.

Uma primeira avaliação do projeto mostrou que o fluxo de dispersão verificado no MIL é alto, devido principalmente a conformação do embobinamento nas ranhuras do estator do MIL.

O esforço de propulsão máximo do MIL foi de 20 N. Foram realizados vários ensaios dinâmicos com o levantamento das curvas de força de propulsão x velocidade..

Foi realizado o ensaio de frenagem/aceleração do MIL pelo sistema de moto-redutor adaptado ao eixo da bancada de ensaios. Com esse sistema foi possível elevar a velocidade do MIL acima da síncrona.

7.12 Considerações Finais

No início deste capítulo foram mencionadas as fases de desenvolvimento do MIL, em se tratando de transporte urbano de passageiros, desde os primeiros modelos até chegar ao protótipo em escala real de operação. Por enquanto, em razão das dificuldades já mencionadas, não há pretensão em trilhar as três fases do projeto.

A bancada de ensaios foi montada com a preocupação em permitir o monitoramento através de instrumentos e aquisição de dados no computador PC de parâmetros do MIL, os quais sejam: esforço de propulsão, velocidade, escorregamento, tensão e corrente.

Os condicionadores de sinais referentes aos parâmetros do MIL foram projetados para obtenção de dados confiáveis. Os dados comparativos feitos com outros métodos de medição de parâmetros comprovaram que os resultados foram precisos.

O acionamento através do inversor de frequência, permitiu verificar o desempenho do MIL numa ampla faixa de velocidade e escorregamento.

O projeto, embora em escala reduzida, revelou-se como uma importante ferramenta para o desenvolvimento de ensaios e obtenção de parâmetros de MIL. Tal como foi projetado, é possível realizar muitas modificações estruturais na bancada, com o objetivo de avaliar outras configurações do MIL.

CAPÍTULO 8

APLICAÇÃO DE INVERSOR DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL AO MIL

8.1 Considerações Iniciais

O controle de máquinas de indução, sabidamente não é fácil de ser realizado, principalmente nas aplicações onde a resposta dinâmica ou o controle preciso de velocidade e de posição são importantes. Que o digam vários especialistas que estudaram o caso: LEONHARD (1985), LIPO e CONSOLI (1984), BOSE (1986), MURPHY e TURNBULL (1988) e muitos outros. Este é um dos principais motivos pela qual o uso de máquinas de indução ficou restrito às aplicações onde a precisão e a resposta dinâmica não era tão exigido.

O acionamento trifásico de máquinas de corrente alternada usadas para tracionar veículos, tornou-se possível graças ao aparecimento dos semicondutores de potência nos anos 60, permitindo o máximo aproveitamento da força de propulsão em toda faixa de velocidade (YASUNAMI, et al., 1986). Nas décadas subsequentes a tecnologia do motor linear, que durante décadas esteve relegada ao segundo plano, teve um impulso muito grande.

As primeiras aplicações do inversor estático como acionamento, de acordo com MURPHY et al. (1985) foram na indústria de fibra sintética na década de 60, onde havia necessidade de um controle preciso de velocidade e perfeita regulação de carga/velocidade.

No início, o desenvolvimento da tecnologia dos inversores foi apenas moderada e a penetração em novos mercados foi muito lenta (MURPHY et al., 1988). O alto custo por KVA e o baixo nível de confiança em uma nova tecnologia faziam com que os inversores fossem pouco competitivos em relação aos sistemas de controle de corrente contínua.

A situação do mercado mudou nas últimas décadas devido ao aumento do custo de energia (MURPHY et al., 1988). Assim, a previsão de que os controles de corrente alternada prevaleceriam sobre os métodos tradicionais nas aplicações industriais tornou-se uma realidade. A cada ano surgem novas topologias de inversores com desempenho e custo cada vez melhores. Observa-se um claro aumento do uso de microprocessadores para controle dos inversores, o que permite tirar maior proveito da sua capacidade para regular velocidade e torque do motor. No mercado nacional existem pelo menos uma dúzia de fabricantes de inversores para aplicações industriais.

Normalmente, nas aplicações industriais gerais a faixa de velocidade requerida é muito pequena e quase não há necessidade de ter uma resposta rápida de velocidade, mas há outros requisitos que devem ser levados em consideração, tais como: baixo custo, alta eficiência, baixa manutenção etc. De qualquer forma, os inversores atuais atendem a todos esses requisitos.

No caso de tração elétrica a situação muda de figura, pois há necessidade de suprir a corrente necessária em toda faixa de velocidade, com o máximo aproveitamento da força propulsora.

Em anos mais recentes, o desenvolvimento dos tiristores tipo GTO (gate-turn-off), permitiu melhorar ainda mais o desempenho operacional e a eficiência em tração trifásica (BOSE, 1993). Hoje, existem GTO de potência com capacidade de 4500V/2500A. Ao contrário do tiristor comum, o desligamento do GTO é feito através de impulso de corrente de elevada amplitude, com duração de 20 a 30 micro-segundos. Essa técnica permitiu eliminar os capacitores de extinção, mas em compensação o circuito eletrônico de desligamento tornou-se mais complexo do que no tiristor comum. O surgimento do GTO aliado as novas técnicas de resfriamento por freon, tornou possível a construção de inversores mais leves e extremamente compactos.

Para o acionamento de máquinas assíncronas há diversas estratégias de controle dependendo da variável utilizada de controle (frequência, corrente, tensão):

- técnica de controle de escorregamento
- técnica de controle de V_1/f constante
- técnica de campo-orientado

Alguns desses estudos ainda são objetos de trabalhos específicos de pós-graduação na área de controle. Assim, não faz parte desse trabalho entrar "a fundo" nesse tópico. Mais adiante, numa outra fase, será desenvolvido um trabalho específico nessa área.

A técnica de controle de escorregamento já foi visto que é feita basicamente variando a tensão de entrada do primário através de um Variac.

A técnica de controle de (V_1/f) constante parte do pressuposto que o fluxo do entreferro seja constante em toda a faixa de frequência, para se obter um bom desempenho do MIL com conjugados elevados. Este procedimento evita, por exemplo, que em baixas frequências haja uma saturação do núcleo magnético e consequente aumento das perdas e alterações nas suas indutâncias. Da equação 6.3, tem-se:

$$\Phi_g = (1/4,44.K_w.N).(E_1/f) \text{ ou } C_k.(E_1/f) \quad (8.1)$$

onde $C_k = \text{constante}$.

No CE dado pela Figura 87, pode-se considerar que a queda de tensão na impedância do primário $(R_1 + jX_{lr})$ seja desprezível, principalmente para frequências acima de 30 Hz, então a FEM (E_1) é aproximadamente igual à tensão do primário (V_1) . Dessa forma, diz-se a relação (V_1/f) mantém-se constante.

A técnica do campo orientado permite controlar instantaneamente o torque gerado pelo motor de corrente alternada. Essencialmente trabalha com um sistema de malha fechada comandada por um microprocessador. Essa técnica já vem sendo implementado há muito tempo na Alemanha (GABRIEL et al.(1980) e no Japão (NABAE et al. (1980), mas no Brasil, somente nos últimos anos, começaram a surgir alguns trabalhos nas universidades e institutos de pesquisas.

8.2 Tipos Básicos de inversores

Basicamente há três tipos de inversores classificados genericamente (Figura 86):

a) CSI (Current Source Inversor) - Inversor fonte de corrente.

b) VSI (Voltage Source Inversor) - inversor fonte de tensão.

c) PWM (Pulse Width Modulation) - inversor por modulação de largura de pulso (versão do VSI).

Figura 86 - Tipos básicos de inversores

Esses três tipos de inversores são comumente usados para controlar a velocidade de motores de indução convencionais. Muitos autores consideram o PWM uma versão do VSI e assim, os inversores ficariam reduzidos a dois tipos.

Os inversores tipo VSI e PWM não requerem nenhum tipo de realimentação de corrente ou tensão do motor e podem ser usados como controle de malha aberta. O CSI não é capaz de operar em malha aberta devido a forte dependência da tensão inversor com a carga do motor.

O PWM pela sua concepção pode ser considerado como uma versão especial do inversor tipo fonte de tensão (VSI) de 6 passos. Há várias técnicas de controle utilizadas por modulação de pulso e obtenção de tensão e frequência variáveis.

Deve se tomar um certo cuidado na escolha dos inversores, uma vez que tem limitações completamente diferentes no tamanho do motor em relação a potência do inversor. Os inversores tipo VSI e PWM requerem uma reatância de dispersão suficientemente alta no motor para limitar correntes harmônicas e correntes de pico de partida do motor, enquanto o CSI requer uma reatância de dispersão suficientemente pequena para limitar as tensões harmônicas e tensões de pico do motor. Assim, é indesejável operar um motor maior que a potência dos inversores VSI ou PWM, uma vez que as correntes de pico podem ser excessivas, resultando numa falha de comutação e levá-los à condição de curto-circuito. A situação reversa pode ocorrer num inversor CSI, não há problema em operar um motor grande, mas tentar operar um motor pequeno pode levá-lo à condição de sobretensão por causa da alta reatância de dispersão desse motor.

GIERAS (1994) afirma que não é recomendável usar inversor tipo CSI para MIL unilateral, com placa de reação dupla de alumínio e ferro, uma vez que a indutância de dispersão do ferro varia numa ampla faixa e na comutação aparecem transitórios significativos. Para minimizar esses problemas, o CSI deve ser usado num sistema de malha fechada.

8.3 Requisitos Básicos para Controle de Velocidade

O MIL alimentado por um inversor pode ser controlado através de: variação de frequência de entrada (f), variação da tensão de entrada (V_1) ou variando ambos, tensão e frequência, mantendo a densidade de fluxo no entreferro constante.

O ajuste simultâneo de tensão e frequência de alimentação (VVVF, em inglês “variable voltage and variable frequency”) permite manter a velocidade do MIL abaixo e acima da nominal.

O ajuste de frequência permite obter a variação de velocidade do fluxo caminhante no MIL, enquanto o ajuste de tensão permite controlar a magnitude do fluxo magnético.

MURPHY et al. (1988) utilizou o Circuito Equivalente tradicional para melhor ilustrar os requisitos para uma operação efetiva em frequência variável (Figura 87).

O torque desenvolvido é dado pela relação (P_g/v_s) que pode ser interpretado em termos de potência num resistor de valor ($R_2/s.v_s$).

$$T = P_g/v_s = p.m.(I)^2.R_2/(s.v_s) \quad (8.1)$$

e $s = (v_s - v_p)/v_p$

Figura 87 - Circuito Equivalente do motor de indução

Assim, se a velocidade de escorregamento ($s.V_s$) for constante, o torque desenvolvido será proporcional a (I_2^2) para qualquer frequência do primário. Desde que a reatância e a resistência equivalentes (R_2/s) variam linearmente com a frequência, a relação entre a corrente do primário e a corrente do secundário é independente da frequência. O torque para um valor fixo de velocidade de escorregamento é, portanto, também proporcional ao quadrado da corrente do primário em qualquer frequência. A não ser pelo efeito da resistência do primário, um valor fixo de velocidade de escorregamento requer que a tensão

varie em proporção direta com a frequência, para manter a corrente do primário e o torque constantes. Para baixas frequências (abaixo de 10 Hz) pode ocorrer uma certa instabilidade no desempenho do motor, e a relação V_1/f constante deixa de existir.

8.4 Inversor Tipo PWM

O inversor por modulação de largura de pulso (PWM) utilizado neste trabalho consiste de uma ponte trifásica não controlada, transformando a tensão de corrente alternada em corrente contínua.

A configuração básica do circuito de potência do PWM é dada na Figura 88, onde são mostrados somente os tiristores de potência.

Figura 88 - Circuito de Potência do PWM

Os sinais de engatilhamento e os circuitos de comutação são projetados para produzir 180° de condução para cada tiristor, com 3 tiristores no estado "on" a cada instante (catálogo da RELIANCE). Os diodos de realimentação fornecem caminhos para a corrente reversa, de tal maneira que quando um tiristor particular recebe um gatilho para conduzir e o outro tiristor que está na mesma "perna" é cortado, o terminal de saída de fase correspondente permanece conectado a um barramento de corrente contínua independente do sentido da corrente de carga na fase.

O controle da tensão de saída é alcançada pela utilização de um modo adicional de condução no qual todas as três linhas de saída são conectadas a uma ou a outra das linhas de entrada para conseguir um curto-circuito trifásico sobre a carga.

Na figura 89 é mostrado a sequência de engatilhamento simples e os modos de condução.

Figura 89 - Sequência de Engatilhamento e Modos de Condução

8.5 Ensaios com o Inversor PWM

As formas de onda de tensão e corrente do inversor alimentando um MIL vazio foram levantadas nas Figuras de 90 a 95, para frequências de 11 Hz, 100 Hz e 280 Hz. Observa-se que para frequências acima de 100 Hz, a forma de onda fica bastante distorcida devido ao efeito das extremidades.

Ficou constatado um desequilíbrio de corrente nas três fases do MIL, conforme mostra a Tabela 10.

Tabela 10 - Dados de corrente/tensão nas três fases do MIL

Frequência (Hz)	Corrente (mA)			Tensão (V)		
	fase S	fase R	fase T	fase S	fase R	fase T
11,1	510,9	610,8	570,1	101,5	96,7	99,1
19,3	634,2	765,8	675,2	144,9	141,4	141,1
35,2	652,8	833,1	718,7	220,7	219,3	219,5
59,9	463,6	554,0	453,2	219,7	220,2	220,7
88,2	347,7	404,6	334,0	223,5	223,1	222,0
111,0	293,6	345,1	284,1	224,4	221,4	221,2
130,3	251,6	287,8	237,7	216,1	221,0	219,4
199,0	183,7	194,1	217,6	215,5	216,9	216,0

O desequilíbrio máximo constatado foi de 27% entre fases das correntes, enquanto as tensões foram mais equilibradas, uma vez que os enrolamentos do primário foram montados em Δ .

A Tabela 10 mostra que as tensões nas três fases não estão tão desequilibradas como ocorreu nas correntes. Os resultados indicam que até a frequência de 35 Hz, mantem-se a estratégia de V_1/f aproximadamente constante, depois disso a tensão vai para 220 volts.

A forma de onda final de corrente e tensão apresentada nos gráficos das Figuras 90 a 96 foi filtrada, eliminando-se as impurezas e harmônicas indesejáveis, usando-se um filtro de 400 Hz para frequências até 80 Hz e filtro de 600 Hz para frequências acima de 81 Hz.

Figura 90 - Forma de onda de corrente nas três fases na frequência de 11 Hz

Figura 91 - Forma de onda de tensões nas três fases na frequência de 11 Hz

Figura 92 - Forma de onda de tensões nas três fases - 60 Hz

Figura 93 - Forma de onda de correntes nas três fases - 60 Hz

Figura 94 - Forma de onda de correntes nas três fases - 100 Hz

Figura 95 - Forma de onda de tensões nas três fases - 100 Hz

Figura 96 - Forma de onda de tensões nas três fases - 280 Hz

Figura 97 - Forma de onda de correntes nas três fases - 280 Hz

8.6 Considerações Finais

Os ensaios realizados com o MIL mostraram que acima de 11 Hz, o inversor PWM funcionou satisfatoriamente, permitindo controlar sua velocidade até a frequência em torno de 130 Hz. Acima dessa frequência a velocidade começou a cair, com distorções significativas nas formas de onda de corrente e tensão.

A concepção usada para a montagem do MIL, com placa de reação fixa e primário móvel montado no carro, não permite operar em velocidades elevadas. Para altas velocidades, a concepção com o primário fixo e a placa de reação móvel é a melhor alternativa.

CAPÍTULO 9

RESULTADOS DOS ENSAIOS REALIZADOS COM O MIL

9.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais levantados na bancada de ensaios do MIL. Foram monitorados os seguintes parâmetros: tensão nas três fases, corrente nas três fases, força de propulsão e rotação. A partir desses dados é possível levantar a frequência de alimentação, velocidade síncrona, escorregamento, velocidade real (em m/s) e calculados outros parâmetros do MIL, como: força normal, rendimento, potência etc.

Os parâmetros do MIL calculados através dos modelos CE e DQ são comparados com os dados experimentais.

9.2 Verificação da Velocidade Síncrona

A velocidade síncrona do MIL foi verificada ajustando-se a rotação do moto-redutor acoplado no eixo da bancada. A velocidade síncrona foi medida no instante em que o torque foi para zero. Nestas condições o MIL estaria girando com a mesma velocidade síncrona proporcionada pela força eletromagnética. As Figuras 94 e 95 ilustram o momento em que a força propulsora vai para zero.

Na tabela 11 foi feita uma comparação entre os valores teóricos e medidos da velocidade síncrona para várias frequências. A velocidade síncrona foi calculada através da fórmula 4.1.

Tabela 11 - Velocidade síncrona - valores teóricos/medidos

Frequência (Hz)	v_s medido (rpm)	v_s calculado	
		(m/s)	(rpm)
19,4	28,6	1,39	28,5
29,6	42,9	2,13	43,5
59,9	89,8	4,31	88,0
78,9	109,8	5,68	115,8

Cálculo da velocidade síncrona em (rpm) para $f = 19,4$ Hz:

$$v_s = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot 0,036 \cdot 19,4 = 1,39 \text{ m/s}$$

mas, o raio da bancada é de 0,468 m

logo
$$v_s = 1,39 \cdot 60 / 2 \cdot \pi \cdot 0,468 = 28,5 \text{ rpm}$$

A tabela 11 mostra que o erro verificado foi mínimo entre teórico e experimental para frequências abaixo de 60 Hz.

Figura 98 - Verificação da velocidade síncrona para $f = 29,6$ Hz

Figura 99 - Verificação da velocidade síncrona para $f = 59,9$ Hz

9.3 Resultados dos Ensaio do MIL

9.3.1 Ensaio com frequência variável

Na tabela 12 foram levantados os dados de: tensão média das três fases, corrente média das três fases, rotação, força propulsora, potência ativa, potência aparente, frequência e escorregamento. Os ensaios foram realizados, variando-se a frequência do inversor. Os dados da tabela 12 foram obtidos dos gráficos gerados pelo programa de aquisição de dados AQDADOS. As Figuras de 100 a 104 ilustram os parâmetros que foram aquisitados..

A potência ativa (P_a) foi medida na entrada do MIL pelo método de dois watímetros, sendo $P_a = W1 \pm W2$.

O fator de potência foi calculada através da equação (ALVAREZ, 1993):

$$\cos \varphi = 1 / \{ 1 + 3. [(W1 - W2)/(W1 + W2)]^2 \} \quad (9.1)$$

onde W1 deve ser o maior valor lido.

Como a corrente medida em cada fase é desequilibrada, o valor médio da corrente por fase foi calculada através da fórmula:

$$I = \sqrt{(I_{1a}^2 + I_{1b}^2 + I_{1c}^2)/3} \quad (9.2)$$

O rendimento do MIL foi calculado pela fórmula dada em (4.12):

$$\eta = v_p \cdot F_x / P_a$$

Tabela 12- Dados dos ensaios com frequência variável

f (Hz)	I média (mA)	V média (V)	P _a (W)	v _p (rpm)	v _p (m/s)	v _s (m/s)	Força (kgf)	s	η (%)	cosφ
11,1	563,6	98,6	72,5	7,08	0,34	0,79	0,666	0,56	4,3	0,68
19,3	691,6	142,4	100,0	17,60	0,86	1,39	0,979	0,38	8,4	0,69
29,7	791,0	216,3	175,0	24,87	1,21	2,13	1,405	0,43	9,6	0,66
35,2	734,8	219,8	191,1	35,69	1,75	2,53	0,990	0,30	9,1	0,67
49,8	565,2	222,1	137,3	51,82	2,54	4,59	0,585	0,29	10,8	0,63
59,9	491,2	220,2	126,0	60,40	2,96	4,31	0,453	0,31	10,6	0,61
88,2	362,1	222,8	82,5	79,80	3,91	6,35	0,210	0,38	10,8	0,62
111,0	245,4	222,4	72,5	87,20	4,27	7,99	0,169	0,46	9,9	0,63
130,3	259,0	220,6	77,5	90,70	4,44	9,38	0,146	0,52	8,3	0,63
158,0	236,5	219,6	58,3	86,50	4,23	11,37	0,140	0,62	8,0	0,61
199,0	198,2	216,1	62,5	77,50	3,80	14,32	0,128	0,73	7,9	0,56

Figura 100 - Gráficos de força propulsora, rotação, tensão e corrente para $f = 11$ Hz

Figura 101 - Gráficos de força propulsora, rotação, tensão e corrente para $f = 20$ Hz

Figura 102- Gráficos de força propulsora, rotação, tensão e corrente para $f = 60$ Hz

Figura 103- Gráficos de força propulsora, rotação, tensão e corrente para $f = 111$ Hz

Figura 104- Gráficos de força propulsora, rotação, tensão e corrente para $f = 199$ Hz

9.3.2 Ensaios com frequência constante

Ensaio 1 - Frequência de 20 Hz

Neste ensaio a frequência foi mantida constante em 20 Hz, o moto-redutor e o inversor principal foram acionados para o MIL girar no sentido horário. Variando a rotação do moto-redutor no sentido horário através de um segundo inversor de frequência, o MIL foi mantido em determinadas velocidades e os parâmetros foram aqusitados no computador.. Foram obtidos dados de rotação, força propulsora, velocidade síncrona e escorregamento.

Acima da velocidade síncrona, produziu-se uma força negativa e consequente escorregamento negativo.

Tabela 13 - Dados do ensaio com frequência de 20Hz

v_p (rpm)	Força (kgf)	v_p (m/s)	v_s (m/s)	Escorregamento (s)
23,4	0,78	1,14	1,41	0,19
28,3	0,61	1,38	1,41	0,014
28,6	1,25	1,40	1,41	0,007
74,1	- 1,47	3,68	1,41	- 1,58
85,6	- 2,45	4,19	1,41	- 1,97

Figura 105 - Dados do ensaio com frequência fixa de 20 Hz

Ensaio 2a - Frequência de 30 Hz

Repetiu-se o procedimento de ensaio 1 para a frequência de 30 Hz.

Tabela 14 - Ensaio com frequência de 30Hz

I média (A)	V média (V)	Pa (W)	v_p (rpm)	Força (kgf)	v_p (m/s)	v_s (m/s)	s	η (%)	$\cos\phi$
0,892	222	180	0	2,24	0	2,15	1	0	0,58
0,988	219	184	12,8	1,77	0,63	2,15	0,71	6,0	0,57
0,911	218	186	20,7	1,54	1,01	2,15	0,53	8,3	0,55
0,791	216	175	24,8	1,40	1,21	2,15	0,43	9,7	0,54
0,919	217	190	25,5	0,78	1,25	2,15	0,41	5,1	0,52
0,951	219	202	52,7	- 0,83	2,58	2,15	- 0,42	-	0,62
0,958	217	203	70,8	- 2,04	3,47	2,15	- 0,61	-	0,61
1,082	215	216	87,1	- 4,42	4,26	2,15	- 0,98	-	0,65
1,090	215	225	90,1	- 4,96	4,41	2,15	- 1,05	-	0,66

Acima da velocidade síncrona o escorregamento passou a ser negativa, com o MIL passando a função de gerador.

Na Figura 106, estão os gráficos obtidos no ensaio com frequência fixa de 30 Hz.

Figura 106 - Dados do ensaio com frequência fixa de 30 Hz

Ensaio 2a - Frequência de 30 Hz

Neste ensaio a frequência de alimentação do MIL foi mantida constante em 30 Hz, o motor-reductor foi acionado para girar no sentido horário, mas o inversor principal foi ligado no sentido anti-horário.

Os gráficos de força propulsora e rotação estão na Figura 107.

Figura 107 - Dados do ensaio com frequência fixa de 30 Hz

Ensaio 3 - Frequência de 60 Hz

Repetiu-se o procedimento do ensaio 1. Na tabela 15 estão os dados do ensaio.

Tabela 15 - Ensaio com frequência de 60 Hz

I média (A)	V média (V)	Pa (W)	v _p (rpm)	Força (kgf)	v _p (m/s)	v _s (m/s)	s	η (%)	cosφ
0,580	223	117,5	0	1,62	0	4,31	1	0	0,63
0,575	223	115,0	12,0	1,22	0,58	4,31	0,86	6,1	0,61

(continuação)

I média (A)	V média (V)	Pa (W)	v_p (rpm)	Força (kgf)	v_p (m/s)	v_s (m/s)	s	η (%)	$\cos\phi$
0,570	223	112,0	21,6	1,11	1,05	4,31	0,75	10,3	0,62
0,570	223	115,0	60,0	0,57	2,94	4,31	0,32	14,7	0,65
0,564	223	114,0	72,0	0,39	3,53	4,31	0,18	11,6	0,63
0,562	223	120,0	85,6	- 0,09	4,19	4,31	0,01	-	0,62
0,611	221	132,0	119,1	- 1,81	5,83	4,31	- 0,35	-

Figura 108 - Dados do ensaio com frequência fixa de 60 Hz

9.4 Dados Comparativos dos Ensaio com os Parâmetros do CE

Os parâmetros de desempenho do MIL, formulados a partir do CE do item 5.3, foram calculados pelo programa MATLAB for WINDOWS e comparados com os resultados experimentais dados no item 9.3.

9.4.1 Ensaio com frequência variável

Na Figura 109, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de força de propulsão (N) x frequência (Hz).

Figura 109 - Força de propulsão (N) x frequência (Hz) (— = teórica, * * = experimental)

Na Figura 110, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de força de propulsão (N) x velocidade (m/s).

Figura 110 - Força de propulsão (N) x velocidade (m/s)

Força de propulsão teórica : _____

Força de propulsão experimental: *****

Na Figura 111, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de fator de potência ($\cos\phi$) x velocidade (m/s).

Figura 111 - Fator de potência ($\cos\phi$) x velocidade (m/s)

Fator de potência teórico : _____

Fator de potência experimental: *****

Na Figura 112, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de rendimento (η) x velocidade (m/s).

Figura 112 - Rendimento (η) x velocidade (m/s)

Rendimento teórico : _____

Rendimento experimental: *****

9.4.2 - Ensaio com frequência fixa de 30 Hz

Na Figura 113, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de força de propulsão x velocidade (1-s).

Figura 113 - Força de propulsão (N) x velocidade 30 Hz

Força de propulsão teórica : _____

Força de propulsão experimental: *****

Na Figura 114, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de fator de potência ($\cos\phi$) x velocidade (1-s).

Figura 114- Fator de Potência ($\cos\phi$) x velocidade (1-s) - 30 Hz

Fator de potência teórico : _____

Fator de potência experimental: *****

Na Figura 115, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de rendimento (η) x velocidade (1-s).

Figura 115 - Rendimento (η) x velocidade (1-s) - 30 Hz

Rendimento teórico :

Rendimento experimental: *****

9.4.3 - Ensaio com frequência fixa de 60 Hz

Na Figura 116, foram plotados as curvas teóricas e experimentais de força de propulsão (N) x velocidade (1-s).

Figura 116 - Força de propulsão (N) x velocidade (1-s) - 60Hz

Força de propulsão teórica : _____

Força de propulsão experimental: *****

Na Figura 117 foram plotados as curvas teóricas e experimentais de fator de potência ($\cos\phi$) x velocidade (1-s).

Figura 117 - Fator de potência ($\cos\phi$) x velocidade (1-s) - 60 Hz

Fator de potência teórica : —————

Fator de potência experimental: *****

Na Figura 118 foram plotados as curvas teóricas e experimentais de rendimento (η) x velocidade (1-s).

Figura 118 - Rendimento (η) x velocidade (1-s) - 60 Hz

Rendimento teórico : _____

Rendimento experimental: *****

9.5 Cálculos Realizados com o Modelo DQ

Usando a equação matricial de tensão dada por (5.131) e resolvendo em di/dt , tem-se:

$$di/dt(L_m + L_1) = -(R_p + v_p \cdot \pi \cdot G_v / \tau) i + V$$

$$di/dt = -[(R_p + v_p \cdot \pi \cdot G_v / \tau) / (L_m + L_1)] i + [1 / (L_m + L_1)] V \quad (9.3)$$

onde $[i]$ é uma matriz dada por (5.133)

Na Figura 119, foram plotadas as curvas de correntes : i_{ds} , i_{qs} , i_{dr1} i_{qr4} .

Figura 119 - Curvas de correntes do modelo DQ

Na Figura 120, foram plotadas as curvas de esforço de propulsão dada pela equação matricial 10×10 (5.143), onde tem-se uma família de curvas.

Figura 120 - Curvas de esforço de propulsão dadas pelo modelo DQ^{II}

9.6 - Considerações Finais

Os dados dos ensaios mostram que o MIL pode passar pelos três modos de operação em que ocorre a conversão de energia elétrica para mecânica ou vice-versa, a saber:

- como motor, quando $0 < s < 1$ e $v_s > v_p > 0$
- como gerador, quando $s < 0$ e $v_p > v_s$
- como freio, quando $s > 0$ e $v_p < 0$

No modelo dq, foram obtidos as correntes e força propulsora em função do tempo. Em regime estacionário, os parâmetros do MIL poderiam ser calculados, fazendo-se $di/dt = j\omega$ e usando-se o diagrama fasorial.

CAPÍTULO 10

CONCLUSÃO E COMENTÁRIOS FINAIS

Na primeira parte deste trabalho foi feito um retrospecto histórico sobre aplicações de motores lineares nos setores considerados de ponta do processo de desenvolvimento tecnológico. Estes são os setores essenciais que conduzem o desenvolvimento econômico de qualquer país, entre os quais: transporte, industrial, aero-espacial, energético, infra-estrutura etc. Destaque foi dado nas aplicações de tração elétrica para transporte de passageiros. Apesar de ainda não ter sua aplicação consagrada, em razão dos motivos expostos, espera-se, sem dúvida que estará reservado um papel importante nas próximas décadas para os motores lineares nesse processo de desenvolvimento econômico.

Como foi visto, há várias concepções utilizadas para as aplicações dos motores lineares. O mais comumente usado para o transporte urbano de passageiros é o motor de indução linear (MIL), com a configuração unilateral, indutor móvel e placa de reação ferromagnética fixa. Em razão disso, e também pelo fato do autor trabalhar na área metro-ferroviária, a segunda parte do trabalho foi dedicada ao MIL, acionado por um inversor de frequência variável.

Para estudar o MIL em escala reduzida, foi projetada e montada uma bancada de ensaios, dotada de uma instrumentação precisa para a monitoração e aquisição pelo

computador dos dados de desempenho do mesmo. O MIL foi analisado sob vários aspectos, dentre os quais o modelo bifásico DQ desenvolvido por Nondahl, que permite simular as condições transitórias e estacionárias. Os parâmetros do MIL foram verificados usando o modelo CE.

O projeto do MIL foi feita de maneira bastante simples e funcional, e que pode ser feito para modelos em escala reduzida e de baixa velocidade (<100 km/h), onde a influência dos efeitos das extremidades é baixa. Para se estender o projeto às escalas maiores e velocidades altas, há necessidade de um refinamento no critério adotado.

Cumprе ressaltar que a bancada de ensaios foi um instrumento importante para sedimentar as análises teóricas desenvolvidas neste trabalho e que propiciaram um conhecimento que dificilmente poderia ser melhor feito de outra forma, em razão das limitação de recursos financeiros. Como a bancada permite algumas modificações na configuração do MIL, é de se prever que vários trabalhos poderão ser elaborados, para serem apresentados em simpósios e congressos.

Os dados comparativos entre os parâmetros teoricamente obtidos do modelo CE e os dados experimentais levantados na bancada, mostram que houve uma convergência apenas aproximada entre as curvas plotadas. Isto mostra que é necessário rever e proceder um ajuste no modelo CE adotado. Uma alternativa é usar o modelo CE de Gieras, que conduz a uma boa aproximação entre os valores teóricos e experimentais dos parâmetros do MIL, tanto para baixa, como para alta velocidade.

Para o modelo dq foram levantados somente as curvas de correntes e de força propulsora. De qualquer forma os parâmetros do modelo dq são os mesmos do CE, com pequenas variações.

Quanto ao inversor, o seu desempenho foi considerado satisfatório. Acima de 11 Hz, na faixa onde mantém a estratégia de V/f constante, o inversor funcionou bem, até a frequência de 130 Hz, quando a velocidade do MIL começa a cair drasticamente. A forma de onda das correntes desequilibradas apresentam-se com elevadas harmônicas, que podem ter afetado o desempenho do MIL.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDOU, G.H.; SHERIF, S. Theoretical and experimental design of linear induction motors (LIM) in automated manufacturing systems. *IEEE Trans. on Industry Applications*. IA-27(2): 286-93. USA, march/april 1991.

ADAMIAK, K.; MIZIA, J.; DAWSON, G.E.; EASTHAM, A.R. Finite element force calculation in linear induction machines. *IEEE Transactions on Magnetics*. 23(5): 3005-7. USA, 1987

ALCÂNTARA JR., N.P. *As determinações dos mapas das densidades de fluxo em máquinas elétricas pelo método de Elementos Finitos*. São Paulo, 1985, 192p. (mestrado-Departamento de Engenharia Elétrica - USP/São Carlos).

ALDEN, R.T.H.; NOLAN, P.J. Transferer-matrix analysis of linear induction machines with finite width and depth. *Proceedings of IEE*. 121(11): 1393-98. London, 1974.

ALVAREZ, H.P. *Ensaio de máquinas elétricas. Apostila dada no curso "Ensaio em máquinas elétricas"*. Departamento de Eng. Elétrica - USP/ Politécnica. São Paulo, 1993. 104p.

ALWASH, J.H.H.; AL-RIKABI, J.A.H. Finite-element analysis of linear induction machines. *Proceedings of IEE*. 126(6): 677-82. London-UK, 1979.

ANCEL, J.; FAURE, A. Variantes d'execution du moteur linéaire suivant les applications. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 135-37. Paris, février 1971.

ATHERTON, D.L. ; EASTHAM, A.R. Limitations of levitation by iron-cored electromagnetics. *IEEE Transactions on Magnetics*. 10: 410-412. USA, sept. 1974.

ATHERTON, D.L. ; EASTHAM, A.R. Canadian developments in superconducting MAGLEV and linear synchronous motors. *Cryogenics*. 395-402. USA, july 1975.

ATHERTON, D.L. ; CUNNINGHAM, B.A. ; DEWAN, M.A. ; EASTHAM, A.R. ; SLEMON, G.R. ; TURTON, R.A. Design, analysis and test results for a superconducting linear synchronous motors. *Proceedings of IEE*. 124(4): 363-372. London, april 1977.

ATKINSON, S.P. ; AYLEN, R. ; BLOYCE, A.R.P. ; HAUGH, D.C. ; KIRKPATRICK, D.J. ; REIP, P.W. United Kingdom electromagnetic gun programme. *IEEE Trans. on Magnetics*. MAG-25(1): 57-62. USA, jan. 1989.

AYASSE, J.B. *Etude simplificatrice des modèles analytiques du moteur linéaire. Rapport de Recherche IRT, n. 52, 70p.* Paris -France, 1981.

BARBI, I. *Teoria fundamental do motor de indução.* Editora da UFSC, 237p. Florianópolis-SC, 1985.

BARBOSA, M.C. O esforço tecnológico no metrô-SP. *Engenharia - Revista do Instituto de Engenharia*. n. 494: 67-68. São Paulo-SP, jan/março 1993.

BARROWS, T.M. Comparison of combined versus separate lift/propulsion systems. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*. VT-29(1): 71-80. USA, feb. 1980.

BAUER, D.P. A novel railgun launcher design. *IEEE Trans. on Magnetics*. 31(1): 267-272. USA, jan. 1995.

BAUER, D.P. Achieving high efficiency with conventional railgun launchers. *IEEE Transactions on Magnetics*. 31(1): 263-266. USA, jan. 1995a.

BENITES, P.A. *Simulação de estruturas ferromagnéticas com meios em movimento pelo método dos elementos finitos: Uma aplicação ao motor de indução linear*. São Paulo/SP, 1993. 156p. (Mestrado - Escola Politécnica da USP).

BEVAN, R.J.A.; KALMAN, G. Non-uniform power distribution in linear induction motors due to end effects. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*. PAS-98(5): 1516-21. USA, sept/oct. 1979.

BLAKE, L.R. Conduction and induction pumps for liquid metals. *Proceedings Inst. Electrical Engineers*. 104(1): 49-65. USA, 1957.

BLAND, T.G. ; FREEMAN, E.M. Scale-model linear induction motors with solid iron secondaries. *Proceedings of IEE*. 125(11): 1223-1226. London, nov. 1978.

BOLDEA, I. ; BABESCU, M. Multilayer theory of dc linear brakes with solid-iron secondary. *Proceedings of IEE*. 123(3): 220-222. London, march 1976.

BOLDEA, I. ; BABESCU, M. Multilayer approach to the analysis of single-sided linear induction motors. *Proceedings of IEE*. 125(4): 283-287. London, april 1978.

BOLDEA, I.; NASAR, S.A. Simulation of high-speed linear induction motors end effects in low speed tests. *Proceedings of IEE*. 121(3): 961-64. London, sept. 1974.

BOLDEA, I.; NASAR S.A. Optimum goodness criterium for linear induction motor design. *Proceedings of IEE*. 123(1): 89-92. London, jan. 1976.

BOLTON, H. Transverse edge effect in sheet-rotor induction motors. *Proceedings of IEE*. 116(5):725-31. London, may 1969.

BOLTON, H. Forces in induction motors with laterally asymmetric sheet secondaries. *Proceedings of IEE*. 117(12): 2241-48. London, dec.1970.

BOSE, B.K. *Power electronics and AC drives*. Prentice-Hall. USA, 1986.

BOSE, B.K. Power electronics and motion control technology status and recent trends. *IEEE Trans. Industries Applications*. 29(5): 902-909. USA, sep/oct. 1993.

BOSE, B.K.; LIPO, T.A. Control and simulation of a current-fed linear induction machine. *IEEE Trans. Ind. Applications*. IA(15): 591-600. USA, nov/dec. 1979.

BURKE, P.E. ; TURTON, R.A. ; SLEMON, G.R. The calculation of eddy losses in guideway conductors and structural members of high-speed vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*. 10: 462-465. USA, sept. 1974.

CABRITA, C.P.; RODRIGUES, A.L. O motor linear de indução como acionamento de baixa velocidade. *Electricidade*. 252: 31-8. Lisboa, jan. 1989.

CABRITA, C.P.; RODRIGUES, A.L. Distribuição do campo de indução magnética no entreferro do motor linear de indução. *Electricidade*. 256: 233-42. Lisboa, maio de 1989a.

CALVIN, H.A. ; VIROSTTEK, S.P. Railgun electromagnetism. *IEEE Transactions on Magnetics*. 31(1);107-112. USA, jan. 1995.

CARDOSO, J.R. Análise de um motor de indução linear alimentado por correntes desequilibradas. *Anais. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo Aplicado*. Belo Horizonte-MG. 1992.

CASAY, R.J. High speed rail reaches critical mass. *Railway Gazette International*. 146(1): 29-31. England, 1990.

CATÁLOGO da AEG. The M-bahn imperative technology for the future. 8p. Germany, 1992.

CATÁLOGO da JTCA (Japan Transport Consultants Association). International cooperation in the field of transport. 38p. Japan, 1993.

CATÁLOGO da JNR (Japanese National Railways). MAGLEV - Transportation for Tomorrow. Tóquio- Japan, 1985.

CATÁLOGO da JNR (Japanese National Railways). Development of magnetically levitated transportation system, 8p. Tóquio- Japan., jan. 1985.

CATÁLOGO da JRI (Japanense Railway Information). Linear Motor Electric Railcar Series 70. n. 43. Tóquio-Japan, jan. 1990.

CATÁLOGO da JRI (Japanese Railway Information). Linear motor driven subway railcar series 12000 for Transportation Bureau of Tóquio metropolitan government , n. 47. Tóquio- Japan, feb. 1991.

CATÁLOGO da MBB (Messerschmitt Bolkow Blohm). Magnetic levitation technology: rail transportation with TRANSRAPID. Germany, 1992.

CATÁLOGO da THYSSEN HENSCHTEL. The MAGLEV system, 38p. Germany, 1992, .

COHO, O.C. ; KLIMAN, G.B. ; ROBINSON, J.I. Experimental evaluation of a high speed double-sided linear induction motor. IEEE PES Summer Meeting & Energy Resources Conference. Anaheim - Califórnia - USA. p.10-17. july, 14-19, 1974.

CREPPE, A. *Circuito Elétrico Equivalente para Conversores Assíncronos Lineares: Análise da Força Propulsora*. Campinas/SP, 1992. 151p. (Mestrado - Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP).

CULLEN, A.L. ; BARTON, T.H. A simplified electromagnetic theory of the induction motor, using the concept of wave impedance. *Proceedings of IEE*. 105(8): 331-336. London, 1958.

CYNOBER, S. Applications du Moteur Linéaire dans le manutention. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 114-20. Paris, février 1971.

DAL-HO, I. ; SEUNG-CHAN, P. ; JEE-WON, I. Design of single-sided linear induction motor using the finit element method on a SUMT. *IEEE Transaction on Magnectics*. 29(2): 1762-66. USA, march, 1993.

DANNAN, J.H. DAY, R.N. ; KALMAN, G.P. A linear induction motor propulson system for high-speed ground vehicles. *Proceedings of the IEEE*. 61(5): 621-630. USA, may 1973.

DAWSON, G.E.; EASTHAM, A.R.; GIERAS, J.F.; ONG, R.; ANANTHASIVAM, K. Design of linear induction drives by field analysis and finite-element techniques. *IEEE Trans. on Industry Applications*. IA-22(5): 865-73. USA, sept/oct. 1986.

DOYLE, M.R. ; SAMUEL, D.J. CONWAY, T. KLIMOWISKI, R.R. Electromagnetic aircraft launch system-EMALS. *IEEE Transactions on Magnetics*. 31(1): 528-533. USA, jan. 1995.

DOSS, E.D.; GEYER, H.K. MHD seawater propulsion. *Journal of Ship Research*. 37(1): 49-57. New Jersey-USA, march 1993.

EASTHAM, J.F. Pole-change windings for linear induction motors, *Proceedings of IEE*. 122(2): 154-160. London, feb. 1975.

EASTHAM, J.F. Iron-cored linear synchronous machines. *Electronic & Power*. 239-242. USA, march 1977.

EASTHAM, J.F. Novel synchronous machines: Linear and Disc. *IEE Proceedings*. 137.Pt-B(1): 49-58. USA, jan. 1990.

EASTHAM A.R.; KATZ, R.M. The operation of a single-sided linear induction motor with squirrel-cage and solid-steel reaction rails. *IEEE Trans. on Magnetics*. MAG-16(5): 722-4. USA, sept. 1980.

EASTHAM, J.F. ; LAITHWAITE, E.R. Linear motor topology. *Proceedings of IEE*. 120(3): 337-343. London, march 1973.

EBIHARA, D. ; NARATA, H. ; WATADA, M. ; WATANABE, T. ; NAKANO, H. Flux-distribution to induction in Claw-pole linear pulse motor. *IEEE Transaction on Magnetics*. 29(6): 2926-2928. USA, nov. 1993.

EMETS, Y.P. Compensation of end effects at the electrodes of MHD power converters. *Magnitnaya Gidrodinamika*, 4(2): 103-109. Moscow, 1968.

EPIFANOV, A. P. Design of linear assynchronous traction motors. *Elektrotehnika*. 63(1): 7-11. Moscow, 1992.

FAIR, H.D. ; COOSE, P. ; MEINEL, C.P. ; TIDMAN, D.A. Electromagnetic earth-to-space launch. *IEEE Trans. on Magnetics*, 25(1): 9-16. USA, jan. 1989.

FAIR, H.D ; MEINEL, C. ; PARKS, K. Electromagnetic launch: Highway to the stars. *IEEE Trans. on Magnetics*, 24(2): 703-710. USA, march 1988.

FALCONE, A.G. *Proposta para uma nova aplicação dos motores planos de indução*. São Paulo-SP, 1982. 191p. (Livre-docência - Escola Politécnica /USP)

FITZGERALD, A.E.; KINGSLEY, C. Theory of ideal polyphase induction machines. *Electric Machinery*. MacGraw-Hill Book Co. Inc. Second Edition. New York-USA, Cap. 6, p. 285-326.

FOGGIA, A. ; SABONNADIÈRE, J.C. ; SILVESTER, P. Finit element solution of saturated travelling magnetic field problems. *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*. PAS 94(3): 886-871. USA, 1975.

FREEMAN, E.M.; LOWTHER, D.A. Normal force in single-sided linear induction motors. *IEE Proceedings*. 120.Pt-B(12): 1499-06. London, nov. 1973.

FREEMAN, E.M. ; LOWTHER, D.A. Form of circle diagram for the linear induction motor. *Proceedings of IEE*. 124(11): 1053-1056. London, nov. 1977.

FREEMAN, E.M. ; LOWTHER, D.A.; LAITHWAITE, E.R. Scale-model linear induction motors. *Proceedings of IEE*. 122(7): 721-726. London-UK, july 1975.

FUKUMOTO, H. ; TAKIZAWA, T. ; KOBAYASHI, T. ; KAMEOKA, Y. ; YOSHIOKA, K. Application of 3D eddy current analysis on magnetically levitated vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*. 29(2): 1878-81. USA, march 1993.

FURUKAWA, T. ; KAMIYA, K. ; MUTA, I. An up-wind Galerkin finit element analysis of linear induction motors. *IEEE Transaction on Magnetics*. 26(2): 662-665. USA, 1990.

GABRIEL, R. ; LEONHARD, W. ; NOROBY, C.J. Field-oriented control of a standart AC motors using microprocessors. *IEEE Trans. Industies Applications*. IA(16): 86-92. USA, march/april, 1980.

GIBLIN, J.P. *Système de transport U-LIM-AS. Institut de Recherche des Transports. Rapport Final*, 27p. Grenoble, 1979.

GIERAS, J.F. Analytical method of calculating the eletromagnetic field and power losses in ferromagnetic halfspace, taking into account saturation and hysteresis. *Proceedings of IEE*. 124(11): 1098-04. London, nov. 1977.

GIERAS, J.F. *Silniki indukcyjne liniowe* (em polonês) - Wyda Wnictwa Naukowo-techmiczne. Warszawa-Poland, 1990. 271p.

GIERAS, J.F. *Linear induction drives*. Oxford University Press. London-UK, 1994. 298p.

GIERAS, J.F.; EASTHAM, A.R.; DAWSON, G.E. Performance calculation for single-sided linear induction motors with a solid steel reaction plate under constant current excitation. *IEE Proceedings*. 132-B (4): 185-194. London, july 1985.

GIERAS, J.F.; EASTHAM, A.R.; DAWSON, G.E. Performance calculation for single-sided linear induction motors with a double-layer reaction rail under constant current excitation. *IEEE Trans. on Magnetics*. MAG-22(1): 54-62. USA, jan. 1986

GLATZEL, K. ; KURDOK, G. ; ROGG, D. The development of the magneticalliy suspended transportation system in the Federal Republic of Germany. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*. VT-29(1): 3-17. USA, feb. 1980.

GROOT, D.J. Dimensional analysis of the linear induction motor. *IEE Proceedings. B-140 (4)*: 273-280. USA, july 1993.

GUERRINI, D.P. *Contribuição ao estudo de motores lineares de indução*. São Carlos-SP, 1972. 63p. (Doutorado - Departamento de Engenharia Elétrica/USP).

HARROLD, W.J.; TANG, C.H. Optimization of magnetic configuration of the Magneplane model. *IEEE Transactions on Magnetics. Mag-9(3)*: 248-256. USA, sept. 1973.

HEDRICH, S.H. Krauss-Maffei develops magnetic tracked system. *Review Railway Technical 14*: 29-36. Germany, dec. 1972.

HIRASA, T.; ISHIKAWA, S. Maximum energy efficiency and driving force of linear induction motor in accelerating period. *Electrical Engineering in Japan*. 96(4): 29-36. Tóquio, 1976.

HIRASA, T. ; ISHIKAWA, S. ; YAMAMURO, T. Equivalent circuit of linear induction motors with end effect taken into account. *Electrical Engineering in Japan*. 100(2): 65-71. Tóquio, 1980.

HOPE, R. MAGLEV markets remain elusive. *Railway Gazette International*. 140(12): 966-967. Sussex-UK, dec. 1984.

HUSS, ; SULKIN. The Las Vegas M-Bahn magnetically levitated people mover system. *International Conference on MAGLEV and linear drives. Las Vegas*. 125-128. USA, may 19-21 1987.

IVANOFF, D. ; KATANO, O.J. Motores lineares - Sua aplicação ao transporte metroviário. Congresso de Sistemas de Transporte Sobre Trilhos. *Anais*. Recife/PE. 1989.

IWAMOTO, M. ; OHNO, E. ; ITOH, T. ; SHINRYO, Y. End-effect off high-speed linear induction motor. *IEEE Trans. on Industry Applications*. IA-9(6): 632-639. USA, nov/dec. 1973.

IWAMOTO, T. ; NEMOTO, K. Research and development of superconducting coils for MAGLEV cars. *Quarterly Reports of Railway Technical Research Institute*. 26(3): 103-109. Japan, 1985.

IWASA, Y. ; HOENG, M.O. ; KOLM, H.H. Design of a full-scale Magneplane vehicle. *IEEE Trans. on Magnetics*. 10: 402-405. USA, sept. 1974.

IWATA, A. ; TADA, E.; SAJI, Y. Experimental and theoretical study of superconducting electromagnetic ship propulsion. *5th LIPS Proppellen Symposium. Dunen-Germany*. 19-20, may, 1983. 54p.

JACKSON, D.W. Magneplane power supply costs. *IEEE Trans. on Magnetics*. 10: 406-409. USA, sept. 1974.

JARNIEUX, M. ; GRENIER, D. ; REYNE, G. ; MEUNIER, P. FEM computation of Eddy current and forces in moving systems, application to linear induction launcher. *IEEE Transactions on Magnetics*. 29(2): 1989-1992. USA, march 1993.

JOHNSON, W. ; NENADOVIC, V. World's first MAGLEV operation moves into the test phase. *Railway Gazette International*. 139(4): 260-262. Sussex-UK, april 1983.

JUFER, M. Détermination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 105-13. Paris, février 1971.

KANT, M. ; MOUILLET, A. ; SCHEUER, J.M.. Etude theorique et experimentale des enroulements des moteurs lineaires à induction. *Revue Générale de L'Electricité - RGE. 1*: 13-19. Paris, 1971.

KATZ, R.M. ; EASTHAM, A.R. ; DAWSON, G.E. ; ATHERTON, D.L. ; SCHWALM, C.L. Integrated magnetic suspension and propulsion of guided ground transportation vehicles with a SLIM. *IEEE Transaction on Vehicular Technology. VT-29(1)*: 61-64. USA, feb. 1980.

KATANO, O.J. ; CUNHA JR, H. Motor linear em tração elétrica. *Ferrovias. Assoc. Engenheiros da EFSJ, ano 58, n. 149: 1E-12E*. São Paulo, nov/dez. 1993.

KATANO, O.J. ; IVANOFF, D. (apresentador). Perspectivas de aplicação de motores lineares em tração elétrica. *I Congresso International de Transportes Metropolitano Sobre Trilhos. ABNT-CB6 - Comitê Brasileiro Metro-ferroviário*. São Paulo, dez. 1993.

KENJO, T. *Stepping motors and their microprocessor controls*. Clarendon Press, Oxford - UK. 1984. 243p.

KOLM, H.H. ; THORNTON, R.D. ; IWASA, Y. ; BROWN, W.S. The Magneplane system. *Cryogenics. 377-384*. USA, july 1975.

KRATZ, G. The linear motor in drive technology. *AEG-Telefunken Progress. 4*: 95-104. Berlin-German, 1979.

KYOTANI, Y. Development of superconducting levitated trains in Japan. *Cryogenics. 372-402*. USA, july 1975.

KYOTANI, Y. Recent progress by JNR on MAGLEV. *IEEE Transaction on Magnetics. 24(2)*: 804-807. USA , march 1988.

LAITHWAITE, E.R. Electromagnetic levitation. *Proceedings of IEE*. 112(12): 2361-2375. London, dec. 1965.

LAITHWAITE, E.R. The Goodness of a machine. *Proceedings of IEE*. 112(3): 538-542. London, march, 1965a.

LAITHWAITE, E.R. Differences between series and parallel connection in machines with asymmetric magnetic circuits. *Proceedings of IEE*. 112(11): 2874-2882. London, nov., 1965b.

LAITHWAITE, E. R. Linear electric machines - A personal view. *Proc. of the IEEE*, USA. 63(2): 250-290, feb. 1975.

LAITHWAITE, E.R. *Transport without wheels*. Elek Science. London-UK, 1977. 319p.

LAITHWAITE, E.R. Induction coil guns hypervelocities. *IEE Proc. Electrical Power Applications*. 142(3): 215-221. USA, may 1995.

LAITHWAITE, E.R.; BARWELL, F.T. Application of linear induction motors to high speed transport. *Proceedings of IEE*. 116(5): 713-724, London, may 1969.

LAITHWAITE, E.R.; NASAR, S A. Linear-motion electrical machines. *Proceedings of the IEEE*. 58(4): 531-41. USA, april 1970.

LAITHWAITE, E.R.; EASTHAM, J.F.; BOLTON, H.R.; FELLOWS, J.G. Linear motors with transverse flux. *Proceedings of IEE*. 118-B(12): 1761-67 London, dec. 1971.

LAITHWAITE, E.R. ; KUZNETSOV, S.B. Power-factor improvement in linear induction motors. *IEE Proceedings*. 128-B(4): 190-194. USA, july 1981.

LATIL, P. Sciences et avenir - *Le metro sous coussin d'air*. n. 254: 304-305. Paris, april 1968.

LAZARENKO, L.F. Analysis of longitudinal fringe effects in linear induction MHD machines. *Magnitnaya Gidrodinâmica*. 1:91-98. Moscow, jan./mar. 1971.

LEE, C.H.; CHIN, C.Y. A Theoretical analysis of linear induction motors. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-98(2): 679-88. USA, march/april 1979.

LEONHARD, W. *Control of electric drives*. Springer Verlag. Berlin, 1985.

LIPO, T.A ; NONDAHL, T.A. Pole-by-pole D-Q model of a linear induction machine. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-98(2): 629-42. `USA, march/april 1979.

MACCHIAROLI, B. Motori ad induzione lineari. *L'Energia Elettrica*. 1: 21-27. Roma, 1965.

MACDONALD, M.L. ; SEN, P.C. Control loop study of induction motor drives using DQ model. *IEEE-IAS. Annual Meeting, Conference Record*. pp: 897-903. 1978.

MACHEFERT-TASSIN, Y. Applications du moteur linéaire dans les transports. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 121-34. Paris, février 1971.

MAGNANI, E.; ZAPOTOWSKI, B. *Tracked Levitated Research Vehicle (TLRV) - Final Technical Report*. FRA/ORD 76/132. Federal Railroad Administration. Washington-USA, 1975. 141p.

MARK, H. Electromagnetic launch technology: The promise and the problems. *IEEE Trans. on Magnetics*, 25(1): 17-19. USA, jan. 1989.

MARTIN, J. The Development of an electromagnetic launcher for tactical weaponization. *IEEE Trans. on Magnetics*. MAG-25(1): 357-61. USA, jan. 1989.

MCLEAN, G.W. Review of recent progress in linear motors. *IEE Proceedings*. 135-B(6): 380-416. USA, nov. 1988.

MEINS, J.; MILLER, L. The high speed MAGLEV transportation system TRANSRAPID. *IEEE Transactions on Magnetics*. 24(2): 808-811, USA, march 1988.

MOREIRA, A. *Contribuição à modelagem de motores lineares de indução*. Rio de Janeiro/RJ. 1992. 106p. (Mestrado - COPPE - Universidade Federal do Rio de Janeiro).

MOSEBACH, H. ; HUHNS, T. ; PIERSON, E.S. ; HERRMAN, D. Finite length effects in linear induction machines with different iron contours. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-96(4): 1082-93. USA, jul/aug. 1977.

MURPHY, J.M.D.; TURNBULL, F.G. *Power electronic control of ac motors*. Pergamon Press. London-UK, 1988.

NABAE, K. ; OTSUKA, H. ; USHINO, R. ; KUROSAWA, R. An aproach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply. *IEEE-IAS*. 1A-16(3): 342-349. USA, may/june, 1980.

NAKAMURA, S. Development of high speed surface transport system (HSST). *IEEE Trans. on Magnetics*, MAG-15(6): 1428-36, USA, nov. 1979.

NAKAMURA, S.; TAKEUCHI, Y. ; TAKAHASHI, M. Experimental results of the single-sided linear induction motor. *IEEE Trans. on Magnetics*, MAG-15(5): 1434-1436. USA, 1979.

NAKASHIMA, H. Cryogenic system for on board superconductive magnet. *Quarterly Reports of Railway Technical Research Institute*. 20(1): 1-8. Japan, march, 1979.

NASAR, S.A. Eletromagnetic Fields and forces in a linear induction motor taking into account edge effects. *Proceedings of IEE*. 116.Pt-B(4): 605-9. London, 1969.

NASAR, S.A. ; BOLDEA, I. *Linear motion electric machines*. Willey-Interscience Publication. John Wiley & Sons Inc. New York-USA, 1976. 290p.

NASAR, S.A. ; BOLDEA, I. *Linear motion electromagnetic systems*. John Willey e Sons Inc. New York-USA, 1985. 482p.

NASAR, S A. ; BOLDEA, I. *Linear electric motors: Theory, design, and practical applications*. Prentice-Hall, Inc. New Jersey-USA, 1987. 275p.

NASAR, S.A. ; DEL CID JR, L. Propulsion and levitation forces in a single-sided linear induction motor for high-speed ground transportation. *Proc. of the IEEE*, 61(5): 638-643, USA, may 1973.

NENADOVIC, B. : RICHES, E.E. MAGLEV at Birmingham airport: from system concept to sucessfull operation. *GEC Review*. 1(1): 1-16. England, 1985.

NIX, G.F. ; LAITHWAITE, E.R. Linear induction motors for low-speed and standstill application. *Proceedings of IEE*. 113(2): 1044-56. London, june 1966.

NONAKA, S. ; FUJII, N. Simplified two-dimensional analysis of linear induction motors. *IEEE Transactions on Magnetics*. MAG-23(5): 2832-2834. USA, sept. 1987.

NONAKA, S.; HIGUCHI, T. Design of single-sided linear induction motors for urban transit. *IEEE Trans. on Vehicular Tecnology*. VT-37(3): 167-73. USA, aug. 1988.

NONDAHL, T.A.; LIPO, T.A. Transient analysis of a linear induction machines using the DQ pole-by-pole model. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-98(4): 1366-74. USA, july/aug. 1979.

NONDAHL, T.A.; NOVOTNY, D.W. Three-phase pole-by-pole model of a linear induction machine. *IEE Proceedings*. 127-B(2): 68-82. USA, march 1980

NONDAHL, T.A. ; RICHTER, E. Comparisons between designs for single-sided linear induction and homopolar synchronous electric motors. *Report n. FRA/ORD-80/54. DoT - Federal Railroad Administration. GEC-Corporate Research and Development*, 78p. New York-USA, sept. 1980.

OLIVEIRA JR, A.A. *Estudo de um conversor estático de frequência com inversor de fonte de corrente para o controle da velocidade de motores de indução*. São Carlos, abril 1984. (Mestrado em Engenharia Elétrica - USP/São Carlos).

O'MALLEY, C. Rapid rails. *Popular Science*. n. 117: 74-79. USA, June 1992.

OBERRETL, K.; ANCEL, J. Vérification de la théorie du moteur lineáire à l'aide d'une maquette. *Revue Générale de L'Electricité - RGE*. 85(3): 221-230. Paris, mars, 1976.

OKHREMENKO, N.M. Transverse fringe effect in flat linear induction pumps. *Magnitnaya Gidrodinamika*. 1(3): 87-95. URSS, 1965.

OOI, B.T. A Dynamic circuit theory of the repulsive magnetic levitation system. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, PAS-96(4):1094-00. USA, jul/aug. 1977.

PARKINSON, T.E. The world's longest fully-automated metro. *Railway Gazette International*. 142(2): 95-100. Sussex-UK, february 1986.

PARODI, H. et TÉCTREL, A. *La Traction e'lectrique et le chemin de fer. Tome I - Cinématique et dynamique de l'exploitation des chemins de fer. 516-528 (Freins electro-pneumatiques)*. Editeur Dunod. Paris, 1935.

PELENC, Y.; REMY, E. Les Aspects prospects du moteur linéaire. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 138-42. Paris, février 1971.

PENMAN, J.; CHALMERS, B.J.; KAMAR, A.M.A. ; TUNCAY, R.N. The performance of solid steel secondary linear machines. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-100(6): 2927-35. USA, june 1981.

PETERSON, D.P.; PRICE, J.H. ; WELDON, W.F. ; ZOWARKA, R.C. ; FULCHER, C.W.G. ; HAHNE, J.H. Design and operation of a high-energy railgun facility. *IEEE Trans. on Magnetics*. MAG-25(1): 438-42. USA, jan. 1989.

POLOUJADOFF, M. *The theory of linear induction machinery*. New York-USA. Clarendon Press. Oxford University Press, 1980. 273p.

POLOUJADOFF, M.; REYX, P. Méthode intermédiaire pour l'analyse d'un moteur à induction linéaire. *Revue Générale de L'Electricité - R.G.E.* 80(2): 99-04. Paris, février 1971.

POLOUJADOFF, M. ; MOREL, B. ; BOLOPION, A. Simultaneous consideration of finite length and finite width of linear induction motors. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, USA. PAS-99(3): 1172-79, may/june 1980.

RASHCHEPKIN, A.P. Electrical characteristics of linear induction MHD machines with allowance for fringe effects. *Magnitnaya Gidrodinamika*. 4(2): 110-118. Moscow - URSS. 1968.

REVISTA FERROVIÁRIA, periódico. Rio poderá ter trem de levitação. n. 8: 22-25, ano 55. Rio de Janeiro/RJ, agosto de 1994.

REVISTA Hitachi Review. 35(6): 337-342. Japan, dec. 1986.

REVISTA Transportation Tourism & Meteorology in Japan- TTMJ. Japan. 19954. 40p.

RICE, W.A. *US patent n. 2.997.013. USA*, august 1961.

RHODES, R.G. ; MULHALL, B.E. ; HOWELL, J.P. ; ABEL, E. The Wolfson MAGLEV projects. *IEEE Trans. on Magnetics*. 10: 398-401. USA, sept. 1974.

RHODES, R.G. ; MULHALL, B.E. The Wolfson magnetic levitation project. *Cryogenics*. 403-405. USA, july 1975.

RODGER, D.; EASTHAM, J.F. Dynamic behavior of linear induction machines in the heave mode. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*. VT-31(2): 100-6. USA, may 1982.

RODGER, D.; EASTHAM, J.F. Finit element solution of 3D eddy current in magnetically linear conductors of power frequencies. *IEEE Transaction on Magnetics*. MAG 18: 481-485. USA, 1982.

ROSS, J.A. Romag transportation system. *Proceedings of IEEE*. 61(5): 621-630. USA, 1973.

RULE, R.G. ; GILLILAND, R.G. Combined magnetic levitation and propulsion: the Mag-transit concept. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*. VT-29(1): 41-48. USA, feb. 1980.

RUSSELL, R.L. ; NORSWORTHY, K.H. Eddy currents and wall losses in screened-rotor induction motors. *The Institution of Electrical Engineers. paper n. 2525U*, 21p. USA, april 1958.

SADLER, G.V. ; DAVEY, A.W. Applications of linear induction motors in industry. *Proceedings of IEE*. 118(6): 765-776. London, june 1971.

SAGI, Y. ; KITANO, M. ; IWATA, A. *Advances in Cryogenic Engineering*. 23: 159-169. K.D. Timmerhans, Ed., 1978.

SAIJO, T. Thrust and levitation force of linear synchronous motors for propulsion and levitation use. *Electrical Engineering in Japan*. 96(4): 67-74. Tóquio, 1976.

SATO, Y. ; KISHIMOTO, S. ; MIURA, S.; TAKESHITA, K. Tolerance of guideway irregularity and its control on the Miyazaki Test Track. *Quarterly Reports of Railway technical Research Institute*. 21(1): 1-8. Japan. march, 1980.

SCHIEBER, D. Principles of operation of linear induction devices. *Proc. of the IEEE*. 61(5): 647-656. USA, may 1973.

SCHOEDER, J.M.; GULLY, J.H. ; DRIGA, M.D. Eletromagnetic launchers for space applications. *IEEE Transaction on Magnetics*. 25(1): 504-507. USA, jan. 1989.

SHANMUGASUNDARAM, A. ; RANGASAMY, M. Control of compensation in linear induction motors. *IEE Proceedings*. 135-B(1): 22-26. London, jan. 1988.

SHIMAMOTO, K. ; MATSUYAMA, C. ; TAKEZAWA, S. Superconducting electromagnetic propulsion ship. *Naval Architecture and Ocean Engineering*. 30: 187-195. Japan, dec. 1993.

SHINKARENKO, V..F. ; KANRAT, A.A. An experimental facility for investigation traction linear induction motors. *Elektrotehnika*. 55(7): 42-45. Moscow, 1984.

SHOKAIR, I.R. ; COWAN, M. ; KAYE, R.J. ; MARDER, B.M. Performance of an induction coil launcher. *IEEE Trans. on Magnetics*. 31(1): 510-515. USA, jan. 1995.

SIMONE, G.A. *Uma contribuição ao estudo dos conversores assíncronos lineares*. Uberlândia/MG, 1989. (Mestrado - Faculdade de Engenharia Elétrica da Univ. Federal de Uberlândia).

SIMONE, G.A. *Conversores assíncronos lineares de dupla face - teoria e projeto*. Campinas-SP, 1992. 289p. (Doutorado - Faculdade de Engenharia Elétrica /UNICAMP).

SIMONE, G.A. ; CREPPE, R.C.; ALCÂNTARA JR, N.P. ; SERNI, P.J.A. ; SOUZA, C.R. Motores de indução lineares. *Eletricidade Moderna*. p 60-69. Brasil, janeiro de 1995.

SIMONE, G.A. ; SERNI, P.J.A. ; CREPPE, R.C. Motores monofásicos lineares de indução em campo aberto de aplicações.. *Eletricidade Moderna* n. 263. p 28-35. Brasil, fevereiro de 1996.

SINHA, P.K. *Electromagnetic suspension: dynamics & Ccontrol*. Peter Peregrinus Ltd, 289p. London, UK, 1987.

SLEMON, G.R. ; TURTON, R.A. ; BURKE, P.E. A linear synchronous motor for high-speed ground transport. *IEEE Transaction on Magnetics*. 10(1): 435-438. USA, sept. 1974.

SOGABE, M. Otimizados, os motores lineares poderão dar muito mais velocidade à usinagem. *Máquinas e Metais - MM n. 362*, ano XXXI. pp:36-41. São Paulo, março 1996.

SOOKAWA, H. ; YASUKAWA, S. ; YUDA, S. Standing and runing tests of the trial induction motor M-300 . *Quarterly Reports of Railway Technical Research Institute*. 10(2): 94-100. Japan, 1969.

STICKLER, J.J. *Comparison of linear induction motor theories for LIRV (Linear Induction Research Vehicle) and TLRV (Tracked Levitated Research Vehicle) motors*. FRA/ORD-77/68. Final Report. U.S. Dep. Transportation (DoT) - Federal Railroad Administration, 130p. Washington DC-USA, jan. 1978.

STICKLER, J.J. Comparison of theories for high-speed linear induction motors. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*. VT-29(1): 65-71. USA, feb. 1980.

TANAKA, H. JR Group probes MAGLEV frontiers. *Railway Gazette International*. 146(7): 537-539. Sussex-UK, july 1990.

TECHNO JAPAN, periódico. Ultra-precision positioning linear motor technique. 24(1): 67-69. Japan, jan. 1991.

TECHNO JAPAN, periódico. Generation of world's highest magnetic field (21.8 T) by superconducting coils. 27(11): 46-47. Japan, nov. 1994.

TECHNOCRAT, periódico. Superconductive eletromagnetically propelled vessel. 18(9): 35. Japan, sept. 1985.

THORNTON, R.D. Design principles for magnetic levitation. *Proceedings of IEE*. 61(5): 586-98. London, may 1973.

THORNTON, R.D. Why the US needs a MAGLEV system. *Technology Review*. p.31-42. USA, april 1991.

TOLEDO, E.D.; MARTINS, W.W.; POLLONI, E.G.F.; MARTINS, R.W.C. *Tração elétrica*. Siemens SA e Livraria Nobel SA, vol.1: 370p. São Paulo, 1988.

TURNER, D.R.; LOYE, T.H. The transient performance of linear induction motors. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*. PAS-100(12): 4958-64. USA, dec. 1981.

UMEMORI, T. Construction and characteristic of dc linear motor. *Quarterly Reports of Railway Technical Research Institute*. 21(1): 22-28. Japan, 1980.

UHER, R.A. MAGLEV: an emerging transportation technology to meet an imminent transportation need. *Rail Engineering International*. 18(1): 5-8. USA. 1989.

VADHER, V.V. Theory and design of linear induction motors with steel reaction plates. *IEE Proceedings*. 129(5): 271-278. London, sept. 1982.

VOL'DEK, A.I. ; MIKIRTICHEV, A.A. ; SOLDATENKOVA, N.A. ; TOLVINSKAYA, E.V. Effect of longitudinal end effect on the operation of linear induction machines without compensating elements. *Magnitnaya Gidrodinamika*. 2: 82-88. Moscow, april/june 1973.

WAKUI, H. ; TOTTORI, S. ; MATSUMOTO, N. ; OKUDA, H. ; WATANABE, T. Structure of side-wall levitated MAGLEV guideway system and its dynamic property. *Quarterly Reports of Railway Technical Research Institute*. 32(4): 234-243. Japan, dec. 1991.

WALKER, J.S. ; TALMAGE, G. ; BROWN, S.H. ; SONDERGAARD, N.A. Accoustic end effects in MHD submerged vehicular propulsors. *Journal of Ship Research*. 36(1): 69-76. New Jersey-USA, march 1992.

WALLACE, A. K. The function of the reaction rail in the development of a LIM propulsion system for urban transit. *IEEE Trans. on Industry Applications*. IA-20(4): 942-47. USA, july/august 1984.

WALLACE, A. K.; PARKER, J.H. ; DAWSON, G.E. Slip control for LIM propelled transit vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*. MAG-16(5): 710-712. USA, sept. 1980.

WARD, E.J. et al. Development and manufacture fo a linear induction motor propulsion system for the tracked air cushion research vehicle. *Final Report n. FRA-RT 7275. DoT. AiResearch Manufacturing Co. Division of the Garrett Corporation, 121p. California - USA, april 1971*

WAY, S. Electromagnetic propulsion for cargo submarines. *Journal of Hydronautics*. 2(2): 49-57. USA, 1968.

WILLIAMS, F.C. ; EASTHAM, J.F. ; PIGGOTT, L.S. Analysis and design of pole-change motors using phase-mixing techniques. *Proceedings of IEE*. 111(1): 80-94. London, jan. 1964.

WILKINSON, K.J.R. End effects in series wound linear induction motors. *IEE Proceedings*. 129.Pt-B(1): 35-42 .London, jan. 1982.

YAMAMURA, S. *Theory of linear induction motors*. Second Edition, University of Tokyo Press. Tóquio-Japan, 1978. 235p.

YAMAMURA, S.; ISHIKAWA, Y. Compensation of end effect of linear induction motors. *Electrical Engineering in Japan*. 91(6): 10-20. Tóquio, 1971.

YAMAMURA, S.; ITO, H. Three-dimensional analysis of linear induction motors. *Electrical Engineering in Japan*. 96(2): 55-61. Tóquio, 1976.

YAMAMURA, S.; ITO, H.; ISHIKAWA, Y. Theory of the linear induction motor and compensated linear induction motor. *IEEE Winter Meeting*. 1: 1700-10. New York, jan. 30-feb. 4, 1972.

YAMAZOE, H. Analysis and experiments of single-sided linear induction motor. *Electrical Engineering in Japan*. 100(4): 9-18. Tóquio, 1980.

YORK, W.J. *An impact analysis of superconducting electric propulsion systems on naval ship design*. MS Thesis. Massachussets Institute Technology-USA, may 1979. 119p.

YOSHIDA, K. New transfer-matrix theory of linear induction machines, taking into longitudinal and transverse ferromagnetic end effects. *IEE Proceedings*. 120-B(5): 225-36. London, sept. 1981.

ZABAR, Z. ; LU, X.N. ; LEVI, E. ; BIRENBAUM, L. ; CREEDON, J. Experimental results and performance analysis of a 500 m/s linear induction launcher (LIL). *IEEE Trans. on Magnetics*. 31(1): 522- 527. USA, Jan. 1995.

ZAWAWI, A.E. *Etude du comportement dynamique et de l' asservissement d'un vehicule équipé de moteurs linéaires Synchrones Homopolaires*. Grenoble-France, dez. 1980. 102p. (Doutorado - L'Institut National Polytechnique de Grenoble).