621.3
D671p
TES/MEM

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

SISBI/UFU

1000212422

PROJETO, CONSTRUÇÃO E PROPOSTA DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

JOSÉ LUIS DOMINGOS

JULHO

2003

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO, CONSTRUÇÃO E PROPOSTA DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Tese apresentada por **José Luis Domingos** à Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica** aprovada em 18/07/2003 pela Banca Examinadora:

Prof. **Darizon Alves de Andrade**, PhD (UFU) – Orientador

Prof. **Ivan Eduardo Chabu**, Dr. (USP)

Prof. **Haroldo Rodrigues de Azevedo**, Dr. (UNIMINAS)

Prof. **Luciano Martins Neto**, Dr. (UFU)

Prof. **Ernane Antônio Alves Coelho**, Dr. (UFU)

PROJETO, CONSTRUÇÃO E PROPOSTA DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

JOSÉ LUIS DOMINGOS

Tese apresentada por José Luis Domingos à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Professor Darizon Alves de Andrade, Ph.D.
Orientador

Professor Alcimar Barbosa Soares, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família. Ao meu papai ***Salviano Luiz Domingos*** (in memoriam), à minha mamãe ***Maria Caixeta Domingos***, aos meus irmãos ***Maria Aparecida Caixeta***, ***Antônio Afonso Domingos***, ***Cláudio Luiz Domingos*** (in memoriam), ***Donizetti Luiz Domingos*** e ***Joaquim Luiz Domingos***. Finalmente, dedico especialmente este trabalho à minha esposa ***Terezinha Divina Mendes de Souza Domingos*** e aos meus filhos ***Caio Luis Souza Domingos*** e **Ana Tereza Souza Domingos**, os quais sempre me dedicaram muito carinho, compreensão, atenção, tempo, e foram totalmente resignados à minha opção de fazer esta tese.

AGRADECIMENTOS

Oportunamente agradeço:

- ao Professor *Darizon Alves de Andrade* pela oportunidade, confiança, paciência, disponibilidade, interesse, integridade, profissionalismo, amizade, orientação segura e respeito. Enfim, agradeço por poder conviver com uma pessoa exemplar na sua conduta como professor e como pessoa;
- aos servidores da Faculdade de Engenharia Elétrica, nas pessoas do Sr. *Rubens Aparecido Assunção* e Sra. *Joana Maria Proença*, sempre disponíveis a nos atender;
- ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Goiás (CEFET/GO) pela confiança em minha capacidade e pelo apoio financeiro a mim concedido;
- ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro recebido através da bolsa de estudos;
- à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais pelo apoio financeiro que tem possibilitado investimentos no Laboratório de Acionamentos Elétricos;
- aos colegas de trabalho *Marcos Antônio Arantes de Freitas*, *Hélder de Paula* e *Carlos Augusto Guimarães Medeiros*, pelo companheirismo e pelas constantes trocas de experiências, e ao *Carlos Augusto Bissochi Júnior* e *Fábio Vicenzi Romoaldo da Silva* pelas sugestões ao longo da realização da parte experimental deste trabalho;
- à minha família que apesar da distância sempre tem me apoiado;
- por fim, mas não menos importantes, à minha esposa *Terezinha Divina Mendes de Souza Domingos* e aos meus filhos *Caio Luis Souza Domingos* e *Ana Tereza Souza Domingos*. Obrigado pelo amor, compreensão, disponibilidade, desprendimento, presença constante e ajuda em aproveitar as oportunidades que nos surgem.

RESUMO

Domingos, J. L. Projeto, Construção e Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado, Uberlândia, Digra-UFU, 2003, 145p.

Esta tese aborda a modelagem, projeto, construção e o acionamento de um motor linear a relutância chaveado (MLRC). Um modelo matemático é descrito, contemplando possíveis deslocamentos mecânicos da parte móvel do motor nas direções dos eixos x e z. A representação da curva da indutância da fase é realizada utilizando a Série de Fourier, permitindo uma análise mais realística da dinâmica do motor. No projeto da máquina é abordado o conjunto de especificações a serem atendidas e a validação do projeto a partir das dimensões obtidas. O procedimento construtivo do protótipo do *MLRC* e o levantamento dos parâmetros estáticos do motor linear são expostos. A partir das características do protótipo construído, uma proposta de acionamento para o motor é realizada, onde são abordados todos os componentes do sistema, bem como a estratégia de controle que contempla a operação nos quatro quadrantes. Resultados de simulações computacionais são mostrados e analisados nesta etapa. A implementação do sistema de acionamento proposto é explicitada, com ênfase às características das correntes e tensões nas fases, durante a subida e descida da corrente de fase, na aceleração e na frenagem. Resultados experimentais são incluídos.

Palavras-chave: *motor linear a relutância chaveado, modelagem, projeto, acionamento.*

ABSTRACT

Domingos, J. L. Projeto, Construção e Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado, Uberlândia, Digra-UFU, 2003, 145p.

This work is related to modeling, design, construction and driving of a linear switched reluctance motor (LSRM). A mathematical model is derived allowing for the analysis of machine's motion in the x and z directions. The periodic profile of a stator phase inductance as function of rotor position is represented using Fourier series approach. A set of criteria for designing the motor is discussed and a prototype is designed and built, allowing for experimental verification. Measurements of inductance profile, static force profile and magnetization curves as function of position and current is carried out for the built prototype and the results are presented. A four-quadrant drive strategy for motor operation including speed control is proposed and digital simulation is carried out to verify its feasibility. Finally an electronic converter and the associated control strategy are implemented and the realization of experimental verification is realized. The experimental results are included in the work and show the suitability of the proposed control strategy.

Keywords: *linear switched reluctance motor, modeling, design, drive strategy.*

PROJETO, CONSTRUÇÃO E PROPOSTA DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Introdução 1

CAPÍTULO II

MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

2.1. Introdução 8

2.2. Modelagem Matemática 8

2.3. Decomposição da Indutância pela Série de Fourier 15

2.4. Conclusão 19

CAPÍTULO III

DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

3.1. Introdução 21

3.2. Projeto de Motores a Relutância Chaveados 22

3.2.1. Especificações do Motor Linear a Relutância Chaveado 23

3.2.2. Projeto do Motor Rotativo a Relutância Chaveado 24

3.2.3. Conversão das Medidas do Motor Rotativo para Motor Linear 33

3.3. Verificação do Projeto 38

3.3.1. Cálculo Analítico das Indutâncias 39

3.3.1.1. Indutância Máxima 39

3.3.1.2. Indutância Mínima 41

3.3.2. Cálculo Analítico das Forças 42

3.4. Projeto de Protótipo 46

3.4.1. Motor Linear a Relutância Chaveado 46

3.5. Conclusão 51

CAPÍTULO IV

CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO E LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS ESTÁTICOS

4.1. Introdução 52

4.2. Construção do Protótipo do Motor Linear 53

4.3. Curvas de Magnetização do Motor Linear a Relutância Chaveado 57

4.4. Resistências e Indutâncias do Protótipo do Motor Linear a Relutância Chaveado 61

4.5. Força de Propulsão no Motor Linear a Relutância Chaveado 65

4.6. Conclusão 68

CAPÍTULO V

ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

5.1. Introdução 70

5.2. Características de Operação do Motor 71

5.3. Estrutura do Sistema de Acionamento do Motor Linear a Relutância Chaveado 75

5.3.1. Conversor Eletrônico de Potência 76

5.3.2. Controle de Corrente 78

5.3.3. Controle de Velocidade 80

5.3.4. Estratégia de Controle 81

5.4. Simulação e Análise dos Resultados Obtidos 83

5.5. Conclusão 94

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DA PROPOSTA DE ACIONAMENTO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

6.1. Introdução 96

6.2. Medidores de Velocidade, de Corrente e de Posição Motor 96

6.3. Subtrator e Controlador PI 100

6.4. Implementação da Estratégia de Acionamento no Microcontrolador 101

6.5. Circuito de Isolação Amplificação dos Pulsos de Controle (Gate-driver) 103

6.6. Estágio de Potência 104

6.7. Resultados Experimentais Obtidos 104

6.8. Conclusão 109

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO

Conclusão 112

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Referências Bibliográficas 116

BIBLIOGRAFIA

Bibliografia 122

ANEXOS

ANEXO 1

CARREGAMENTOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO ESPECÍFICOS DA MÁQUINA A RELUTÂNCIA CHAVEADA

A1.1. Introdução 126

A1.2. Carregamentos Elétrico e Magnético Específicos 127

ANEXO 2

CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA UTILIZADOS PARA ACIONAMENTOS DE MOTORES A RELUTÂNCIA CHAVEADOS

A2.1. Introdução 135

A2.2. Tipos de Conversores Eletrônicos de Potência..... 135

A2.2.1. Conversor com Recuperação de Energia Capacitiva..... 136

A2.2.2. Conversor Bifilar com Recuperação de Energia Magnética..... 138

A2.2.3. Conversor com Circuitos Externos C.C-C.C. para Recuperação de Energia..139

A2.2.4. Conversor Dissipativo..... 141

A2.2.5. Conversores Auto-comutados..... 143

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Figura 2.1 – Circuito Básico de um Motor Linear a Relutância Chaveado 10

Figura 2.2 – Perfis das Indutâncias Ideal e Real de uma Fase de um Motor Linear a Relutância Chaveado 16

Figura 2.3 – Representação Aproximada da Curva da Indutância Utilizando *"j"* Segmentos de Linhas Retas 16

CAPÍTULO III

DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO DE MOTORES ROTATIVO E LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Figura 3.1 – Perfil Desejado de Velocidade do Motor Linear a Relutância Chaveado em Função do Tempo 23

Figura 3.2 – Motor Rotativo a Relutância Chaveado 6/4 24

Figura 3.3 – Produção de Conjugado num Motor a Relutância Chaveado 6/4 26

Figura 3.4 – Vistas Frontal e em Perspectiva do Motor Rotativo a Relutância Chaveado 6/4 28

Figura 3.5 – Vistas Lateral e em Perspectiva do Núcleo Magnético do Motor Linear a Relutância Chaveado 34

Figura 3.6 - Permeância no Entreferro com Pólos Alinhados..... 40

Figura 3.7 – Permeância no Entreferro com Pólos Desalinhados.....42

Figura 3.8 – Curva de Magnetização BH das Lâminas de Aço-silício de Grãos
Não-orientado.....47

Figura 3.9 – Linhas Equipotenciais de Potencias Magnéticos (A) –
(a) Base Arredondada; (b) Base Reta.....49

Figura 3.10 – Densidade Magnética (T) – Pólos Alinhados..... 50

Figura 3.11 – Linhas Equipotencias de Potenciais Magnéticos (A) – Pólos Desalinhados..... 50

Figura 3.12 – Densidade Magnética (T) – Pólos Desalinhados..... 51

CAPÍTULO IV

CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO E LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS ESTÁTICOS

Figura 4.1 – Detalhes do Motor Linear a Relutância Chaveado
Durante o Processo Construtivo..... 54

Figura 4.2 – Estrutura Final do Motor Linear a Relutância Chaveado..... 55

Figura 4.3 – Detalhe da Lâmina Ranhurada para Detecção de Posição
Relativa entre os Pólos do Estator e da Parte Fixa..... 55

Figura 4.4 – Detalhe do Motor Linear – Excêntrico, Lâmina Ranhurada, Sensor Óptico..... 56

Figura 4.5 – Detalhe dos Enrolamentos Montados na Parte Móvel..... 56

Figura 4.6 – Motor Linear a Relutância Chaveado.....57

Figura 4.7 – Curvas de Magnetização em Função da Corrente e da Posição..... 58

Figura 4.8 – Curvas de Magnetização do Motor Linear a Relutância Chaveado –
Experimental..... 60

Figura 4.9 – Indutâncias em Função da Posição e da Corrente..... 64

Figura 4.10 – Curvas das Indutâncias das Fases em Função da Posição..... 64

Figura 4.11 – Indutância e Derivada da Indutância em Função da Posição..... 65

Figura 4.12 – Medidas das Forças de Propulsão f_x com a Célula de Carga..... 66

Figura 4.13 – Forças de Propulsão f_x em Função da Posição..... 67

CAPÍTULO V

ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Figura 5.1 – Características de Força-Velocidade do Motor Linear a Relutância Chaveado..... 72

Figura 5.2 – Características de Produção de Força no Motor Linear a Relutância Chaveado..... 74

Figura 5.3 – Sistema de Acionamento do Motor Linear a Relutância Chaveado..... 76

Figura 5.4 – Conversor Clássico..... 77

Figura 5.5 – Corrente, Indutância e Tensão em Função da Posição..... 79

Figura 5.6 – Perfil da Indutância Ideal em Função da Posição..... 82

Figura 5.7 – Simulação Computacional de um Sistema de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado..... 84

Figura 5.8 – Controladores de Velocidade e de Corrente..... 85

Figura 5.9 – Velocidade em Função Posição e do Tempo..... 86

Figura 5.10 – Correntes nos Enrolamentos em Função Tempo..... 86

Figura 5.11 – Indutância, Corrente e Tensão em uma Fase em Função do Tempo..... 88

Figura 5.12 – Velocidade em Função do Tempo e da Posição no Sentido Positivo de

Deslocamento..... 88

Figura 5.13 – Forças de Propulsão em Função do Tempo no Sentido Positivo de Deslocamento..... 89

Figura 5.14 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição no Sentido Positivo de Deslocamento..... 90

Figura 5.15 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição na Frenagem do Motor no Sentido Positivo de Deslocamento..... 90

Figura 5.16 – Velocidade em Função do Tempo e da Posição no Sentido Negativo de Deslocamento..... 91

Figura 5.17 – Forças de Propulsão em Função do Tempo no Sentido Negativo de Deslocamento..... 92

Figura 5.18 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição no Sentido Negativo de Deslocamento..... 93

Figura 5.19– Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição na Frenagem do Motor no Sentido Negativo de Deslocamento..... 93

Figura 5.20 – Operação do Motor Linear a Relutância Chaveado nos Quatro Quadrantes..... 94

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DA PROPOSTA DE ACIONAMENTO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Figura 6.1 – Figura 6.1 - Circuito do Conversor *f*/V utilizando o CI LM2907..... 97

Figura 6.2 – Detalhe da Montagem do Encoder no MLRC..... 98

Figura 6.3 – Sinais nas Saídas do Encoder (Ref 1)e do Conversor de

Frequência *f*/V (Ref 2)..... 98

Figura 6.4 – Detalhe dos Sensores Ópticos e das Fases do MLRC..... 99

Figura 6.5 – Pulsos Gerados pelos Sensores Ópticos..... 100

Figura 6.6 – Circuitos Subtrator e Controlador PI..... 101

Figura 6.7 – Pinagem do Microcontrolador PIC16F873..... 102

Figura 6.8 – Pulsos na Saída do Circuito de Ataque de Gatilho..... 104

Figura 6.9 – Correntes nas Fases do MLRC..... 105

Figura 6.10 – Corrente e Tensão na Fase..... 106

Figura 6.11 – Corrente e Tensão no Enrolamento – Aceleração..... 107

Figura 6.12 – Detalhes na Subida e na Descida da Corrente – Aceleração..... 107

Figura 6.13 – Corrente e Tensão no Enrolamento – Frenagem..... 108

Figura 6.14 – Detalhes na Subida e na Descida da Corrente – Frenagem..... 108

Figura 6.15 – Velocidade do MLRC..... 109

Figura 6.16 – Fotografias da Implementação do Sistema de Acionamento doMotor Linear a Relutância Chaveado..... 110

ANEXOS

ANEXO 1

CARREGAMENTOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO ESPECÍFICOS DA MÁQUINA A RELUTÂNCIA CHAVEADA

Figura A1.1 – Força Tangencial devido a Interação do Fluxo Magnético *B* e da Corrente Superficial *A*..... 127

Figura A1.2 – Vista Frontal das Dimensões de uma Ranhura, um Pólo e um

Enrolamento do Rotor..... 128

ANEXO 2

CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA UTILIZADOS PARA ACIONAMENTOS DE MOTORES A RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Figura A2.1 – Conversor Sood..... 137

Figura A2.2 – Conversor Bifilar..... 138

Figura A2.3 – Conversor Buck-boost..... 140

Figura A2.4- Conversor Dissipativo..... 142

Figura A2.5 – Conversor Série Ressonante..... 143

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO II

DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO DE MOTORES ROTATIVO E LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADOS

Tabela 3.1 – Especificações de Projeto do Motor Linear a Relutância Chaveado..... 47

Tabela 3.2 – Resultados de Projeto do Motor Linear a Relutância Chaveado.....48

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DA PROPOSTA DE ACIONAMENTO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

Tabela 6.1. Relação entre Sensores Ópticos e as Fases..... 100

ANEXO 1

CARREGAMENTOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO ESPECÍFICOS DA MÁQUINA A RELUTÂNCIA CHAVEADA

Tabela A1.1 – Valores Típicos de *TRV*..... 133

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A – densidade superficial de corrente do rotor

a_c – área do condutor do enrolamento

A_e – carregamento elétrico específico

A_g – área do entreferro

a_g – aceleração gravitacional da terra

ALRC – atuador linear a relutância chaveado

a_m – aceleração máxima do motor

A_r – área da face do pólo do rotor

A_s – área da face do pólo do estator

AT – corrente total por volta ou ampere-espira

A_y – área do caminho magnético que interliga os pólos do estator

b – largura da bobina

B – densidade magnética

B_f – densidade magnética no pólo da parte fixa do núcleo magnético

B_m – carregamento magnético específico

B_s – densidade magnética no pólo do estator

c – relação entre a área do enrolamento e o passo polar

$cos\varphi$ – fator de potência

C – conjugado

C_f – altura do caminho magnético entre os pólos da parte fixa

C_r – altura do caminho magnético entre os pólos do rotor (*"yoke"* do rotor)

C_s – altura do caminho magnético entre os pólos do estator (*"yoke"* do estator)

d – deslocamento

D – amortecimento/atrito associado ao deslocamento no eixo x

d_c – diâmetro do condutor

D_j – j'ésimo diodo de *"roda livre"*

D_r – diâmetro do furo do estator

D_s – diâmetro externo do estator

D_z – amortecimento/atrito associado ao deslocamento no eixo z

e – força eletromotriz

f – frequência

F_a – força de aceleração instantânea

FA - força por unidade de área da parte ativa do MLRC

F_f – fator de enchimento da ranhura

f_l – força externa aplicada no estator do motor linear

f_m – força média

F_{oc} – fator de ocupação dos enrolamentos

f_{ref} – força de referência

f_x – força de propulsão

f_y – força lateral

f_z – força normal

g – entreferro

g_a – aceleração gravitacional

h – altura da bobina

H – campo magnético

h_f – altura do pólo da parte fixa

H_{fy} – campo magnético no caminho magnético que interliga os pólos da parte fixa do núcleo

H_g – campo magnético no entreferro

h_r – altura do pólo do rotor

H_r – campo magnético no pólo da parte fixa do núcleo,

h_s – altura do pólo do estator

H_s – campo magnético no pólo do estator

H_{sy} – campo magnético no caminho magnético que interliga os pólos do estator

i – corrente no enrolamento da fase

i_j – corrente no enrolamento da j'ésima fase

i_{max} – corrente máxima no enrolamento da fase

i_{min} – corrente mínima no enrolamento da fase

int – número inteiro

J – densidade de corrente

k – relação entre a profundidade do núcleo L e o diâmetro do furo do estator D_r

K – constante proporcional ao produto dos carregamentos elétricos e magnéticos específicos

k_1 – fator de enrolamento

L – indutância do enrolamento da fase

l_j – indutância associada ao j'ésimo segmento

$L_{\max}$ – indutância máxima

$L_{\min}$ – indutância mínima

L_n – coeficiente associado à ordem harmônica da série de Fourir

L_{nu} – profundidade do núcleo magnético

L_o – constante da série de Fourier

L_t – comprimento total da parte fixa

m – número de fases do motor

M – massa do estator mais a carga

MIL – máquina de indução linear

MLRC – motor linear a relutância chaveado

MRC – motor a relutância chaveado

MRRC – motor rotativo a relutância chaveado

n – ordem harmônica

N – número de voltas do enrolamento da fase

N_h – número de camadas horizontais do condutor do enrolamento da fase

n_r – velocidade angular

N_r – número de pólos do rotor ou da parte fixa do motor

N_s – número de pólos do estator

N_v – número de camadas verticais do condutor do enrolamento da fase

p – número de par de pólos

P – potência

p_{foff} – posição final do período de condução da fase durante a frenagem

p_{fon} – posição inicial do período de condução da fase durante a frenagem

P_g – permeância no entreferro para a posição de alinhamento relativo dos pólos

P_{gu} – permeância no entreferro para a posição de não alinhamento dos pólos da parte móvel e da parte fixa

p_{off} – posição final do período de condução da fase durante a aceleração

p_{on} – posição inicial do período de condução da fase durante a aceleração

p_x – potência mecânica longitudinal

R – resistência do enrolamento de fase

s – deslocamento resultante

S – número de *"strokes"* ou de ciclos de conversão de energia por volta do rotor

S_j – j'ésima chave do conversor de potência

t – tempo

T – período da indutância

t_a – tempo de aceleração

t_d – tempo de desaceleração

TRV – conjugado por unidade de volume

v – tensão aplicada na fase

v_g – velocidade na direção do eixo z

v_m – velocidade linear máxima

V_r – volume do rotor

v_x – velocidade na direção do eixo x

v_{xerro} – erro de velocidade

v_{xref} – velocidade de referência

x – posição ou indicação de direção de eixo

y – posição ou indicação de direção de eixo

z – posição ou indicação de direção de eixo

w – altura dos calços empregados para travar o enrolamento da fase

W – laço de energia no diagrama de conversão de energia

W_{cmp} – energia do campo magnético

W'_{cmp} – co-energia

W_{ele} – energia elétrica

w_{fp} – largura do pólo da parte fixa

W_{mec} – energia mecânica

w_{sp} – largura do pólo da parte móvel

w_{ss} – largura da ranhura da parte móvel

w_{sf} – largura da ranhura da parte fixa

α – posição

β_r – ângulo do pólo do rotor

β_s – ângulo do pólo do estator

δ – ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente do circuito RL

ε – ângulo de conversão de energia

ϕ – fluxo magnético no entreferro

ϕ_{ph} – fluxo concatenado médio por fase

λ – fluxo concatenado da fase

μ_o – permeabilidade magnética do material

η – rendimento

ρ – resistividade do material

ρ_a – sobreposição absoluta

ρ_e – sobreposição efetiva

τ_a – região de conjugado absoluto da fase

τ_e – região de conjugado efetivo da fase

θ – posição do rotor

ω – velocidade angular

PROJETO, CONSTRUÇÃO E PROPOSTA DE ACIONAMENTO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas lineares têm sido objeto de estudos para aplicações em potencial, que vão desde as máquinas ferramentas até o transporte de massa. O fato da eliminação dos sistemas de conversão mecânica do movimento rotativo para o translacional, bem como as próprias características construtivas deste tipo de máquina têm sido atrativas para os estudos em desenvolvimento. Dentro deste universo, as máquinas lineares a relutância vêm se mostrando atrativas, e especialmente as máquinas lineares a relutância chaveada (MLRC) têm despertado interesse de estudo após os anos de 1970 devido a um avanço considerável da eletrônica de potência.

O conceito de máquinas elétricas lineares surgiu em meados do século XIX, sendo a primeira patente requerida em 1841 (Wheatstone) [1]. De acordo com esta referência, a mais popular das invenções, mas sem sucesso na prática, foi o motor linear a relutância chaveado (MLRC) que surgiu em 1895, e ainda não patenteado [2]. Até pôr volta do ano de 1945 foram solicitadas várias patentes que utilizavam as máquinas de indução lineares (MIL's). Porém, a que veio marcar um grande desenvolvimento das MIL's foi a construção de um motor linear utilizado para acelerar aeronaves a partir de um porta-aviões [1,3-5]. Esta máquina foi construída pela Westinghouse Company of America em 1945 durante a Segunda Guerra Mundial. O período de 1955-1965 foi marcado pelo notável desenvolvimento de projetos

teóricos e de protótipos com importantes contribuições de Laithwaite [1] e outros pesquisadores na Inglaterra, especialmente em relação ao MIL. Os anos de 1970 até 1980 assistiram um extraordinário esforço para desenvolver escadas rolantes, com suspensão magnética e tracionadas com motores lineares de indução ou síncronos, bem como o desenvolvimento de sistemas de transporte de massa, especialmente na Alemanha, Japão, Estados Unidos, Canadá, Inglaterra e Romênia [3-5].

Os conversores eletromecânicos lineares, segundo a literatura, podem ser categorizadas em dois grandes grupos. Um destes grupos é o dos atuadores lineares a relutância chaveados (ALRC's) que se caracterizam por realizar movimentos curtos associados a grandes forças. Oportunamente cabe salientar que os ALRC's diferem dos posicionadores lineares pelas características de movimentos continuados que aqueles exercem. O outro grupo é o dos MLRC's destinados a aplicações como transporte de massa e outros movimentos lineares de maiores comprimentos [4, 6, 7, 9, 10]. Não obstante, há ainda duas configurações distintas às quais estas máquinas devem se encaixar, denominadas de fluxo transversal e fluxo longitudinal em relação ao deslocamento da parte móvel da máquina, exploradas detalhadamente em [9, 11].

A máquina elétrica linear a relutância chaveada é um conversor eletromecânico que manifesta a produção de força por meio da tendência de sua parte móvel se deslocar para a posição na qual a indutância do enrolamento energizado é máxima, ou de outra forma, a posição em que a relutância do circuito magnético é mínima. Esta definição se aplica também ao motor síncrono a relutância e ao motor a relutância chaveado (MRC) rotativos para a obtenção de conjugado. O MLRC possui pólos salientes nas partes que constituem o seu núcleo magnético e a corrente da fase é ligada e desligada em posições precisas, variando com a velocidade e/ou com a força desejados, sendo que o chaveamento das correntes vem sugerir

o nome do motor. Fica implícito que esta característica implica na necessidade de uma forma de identificação da posição da parte móvel da máquina. Como pode ser notado, este tipo de motor requer uma fonte de suprimento capaz de fornecer a alimentação sincronizada com a posição relativa entre a parte móvel e a parte fixa do núcleo magnético.

Após o ano de 1980, pode ser verificado na literatura um aumento no número de publicações que abordam as máquinas elétricas lineares controladas de baixa potência, utilizadas em aplicações que exigiam pequenos e/ou grandes deslocamentos. Isto é resultado da utilização de ímãs permanentes com grande capacidade de energia, a forte ação dos solenóides e aos avanços no controle digital e nos dispositivos semicondutores de potência [5-10]. Este último certamente representa um marco divisor no desenvolvimento dos sistemas que empregam os MRC's, pois estas máquinas, diferentemente das máquinas C.A. de indução e síncronas, necessitam de um conversor que forneça convenientemente alimentação C.C. aos enrolamentos do motor.

Assim nestas últimas duas décadas várias pesquisas têm sido realizadas abordando as máquinas rotativas a relutância chaveadas, onde são enfocados aspectos relativos ao projeto [7-10, 12, 15-22], à modelagem e ao levantamento de parâmetros [11, 15, 16, 23-25], aos conversores eletrônicos de potência [26-31], e às estratégias de controle [14, 31-37]. Contrariamente, há um número pequeno de trabalhos que enfocam o MLRC [7-8, 17, 31], sendo que especificamente associado às estratégias de controle não foi encontrado até o momento nenhum trabalho a respeito.

Uma observação no contexto nacional sugere que trabalhos tem sido realizados abordando o motor rotativo. As pesquisas estão associadas ao projeto e ao acionamento com enfoque nos conversores e nas estratégias de controle [12-14]. Particularmente associado ao MLRC não foram detectados trabalhos publicados que venham explicitar o desenvolvimento

de estudos acerca desta máquina. Logo, o presente trabalho vem iniciar o estudo de uma "máquina localmente nova" caracterizada por ser equivalente a um motor rotativo a relutância chaveado (MRRC) 6/4 típico, ou seja, que apresenta 6 pólos salientes no estator e 4 pólos salientes no rotor. Particularmente no motor linear, o estator será a parte móvel responsável por realizar o deslocamento, sendo este composto de um núcleo com material magnético ranhurado com 6 pólos salientes, os quais são envolvidos por bobinas concentradas. A parte equivalente ao rotor no MLRC é a parte fixa longa do núcleo magnético, se constituindo numa peça que também define o percurso de deslocamento da máquina. O fluxo no circuito magnético da máquina é constituído de modo longitudinal ao deslocamento do estator do motor. O projeto deste motor segue procedimentos descritos em [7-8, 16, 35]. Em [7] pode ser constatada uma máquina projetada com a parte fixa longa contendo os enrolamentos e a parte móvel sendo curta (equivalente ao rotor do MRRC), e também com fluxo longitudinal.

O desenvolvimento e a aplicação dos MRC's nos setores produtivos sem sombra de dúvidas está associado a aplicações especiais onde o custo do desenvolvimento da linha de produção possam ser absorvidos em um grande projeto. Este aspecto coloca os motores de indução e *"drivers"* C.A. em grande vantagem no mercado, haja vista o grande investimento em equipamentos e infra-estrutura já realizados. Contudo, a ampla variedade de aplicações se mostra como uma característica interessante que exprime a flexibilidade dos MRC's e tende a fortalecer a idéia de que o seu baixo progresso comercial ainda é devido a falta de investimento e não a qualquer limitação técnica inerente [15]. Desse modo, algumas considerações, vinculadas às características da máquina, devem ser feitas com o intuito de balizar estudos sobre o MLRC:

- do ponto de vista de movimento, a grande vantagem do motor linear frente ao motor rotativo é que a conversão mecânica de movimento rotativo para translacional é

eliminada. Isto acarreta redução de volume do sistema, melhoria de rendimento do processo e redução de manutenção, e estas características são interessantes aos setores produtivos que demandam movimentos de translação;

- a construção do MLRC é extremamente simples, resultando num dispositivo muito robusto, praticamente livre de manutenção. Cabe oportunamente salientar que para construir a parte fixa do núcleo magnético exige-se tão somente o processo de corte e empacotamento das lâminas de material ferromagnético. Note que, na construção do rotor de um motor de indução, além desses procedimentos, é necessário inserir os condutores no rotor, o que é uma operação a mais no processo de fabricação;
- comparativamente a outras máquinas lineares, a utilização de enrolamentos concentrados nos MLRC's facilita e reduz substancialmente os custos de construção e manutenção, bem como possibilita a continuidade de operação do motor em caso de falta de uma fase (para máquinas com mais de duas fases);
- a presença de enrolamentos em apenas uma das partes do núcleo magnético reduz de modo significante fontes de calor, o que torna a refrigeração da máquina mais fácil. Não se deve, entretanto, a este fato afirmar que isto implique em melhor rendimento, pois esta questão é mais complexa, envidando mais estudos na emissão de conclusões mais efetivas [15];
- a produção de força no motor é independente da direção de circulação da corrente. Logo para determinadas aplicações, conversores com um número reduzido de chaves e outros componentes podem ser empregados, se mostrando como vantagem em relação a conversores que demandam corrente bidirecional para sua operação.

Dentro deste contexto, este trabalho tem por objetivo realizar um estudo do MLRC desde a concepção até o acionamento, enfocando aspectos:

- da modelagem matemática – apresentar um modelo matemático que leve em consideração a realização de movimentos nas direções dos eixos x e z, e que possibilite uma avaliação mais realística da dinâmica do sistema de acionamento;
- de projeto – explicitar a metodologia de projeto que permita obter as dimensões físicas que caracterizam o MLRC;
- da construção e obtenção dos parâmetros estáticos – descrever procedimentos relacionados à construção e determinação das curvas de magnetização, de indutância e força associadas ao protótipo construído;
- do acionamento – propor e implementar uma estratégia de acionamento que possibilite a operação do motor nos quatro quadrantes e o controle de velocidade, caracterizando cada componente do sistema de acionamente.

Com base nos objetivos descritos anteriormente a tese apresenta a seguinte estrutura:

- o **Capítulo I** dá ao leitor uma visão atual acerca do tema abordado no trabalho, procurando contextualizar, justificar e explicitar os objetivos do assunto e apresentar a estrutura do trabalho desenvolvido;
- o **Capítulo II** descreve a modelagem matemática do MLRC, a qual é realizada com base nos parâmetros da máquina, sendo utilizada a expansão da Série de Fourier para descrever os perfis das indutâncias das fases;
- o **Capítulo III** proporciona uma descrição sucinta acerca das várias propostas existentes na literatura sobre o projeto dos motores rotativo e linear a relutância chaveados. Na sequência é explicitada a metodologia de projeto empregada neste trabalho, a qual é constituída pelas etapas de especificação do motor, projeto do motor rotativo, conversão das medidas do motor rotativo para motor linear e verificação do projeto;

- o **Capítulo IV** apresenta no seu início de forma sucinta o procedimento construtivo do protótipo do motor linear construído, abordando os aspectos magnéticos, mecânicos e elétricos. Na sequência descreve-se o levantamento dos parâmetros do motor. As medidas das resistências dos enrolamentos, das indutâncias e das forças em função da posição para diversos níveis de corrente são realizadas, bem como a determinação das curvas de magnetização da máquina com os dados coletados;
- o **Capítulo V** contém a proposta da estratégia de acionamento do MLRC, explicitando a estrutura do sistema de acionamento com controle de velocidade e a operação nos quatro quadrantes. As simulações assim como os seus resultados são apresentados e avaliados;
- o **Capítulo VI** traz os resultados experimentais da proposta de acionamento do MLRC implementada, dando enfoque aos circuitos de controle e de potência construídos, descrevendo de forma suscinta os medidores de posição, de corrente e de velocidade;
- o **Capítulo VII** expõe a conclusão do trabalho onde é apreciado o que houve de mais importante na pesquisa a partir da conjuntura proposta para o mesmo e, por fim, são realizadas sugestões para a realização de trabalhos futuros, utilizando o motor construído e/ou a partir de informações contidas nesta tese;
- as **Referências Bibliográficas** disponibilizam a relação, na sequência em que são mencionados no decorrer do texto, dos artigos básicos que balizam o trabalho. Adicionalmente uma **Bibliografia** acerca do assunto é sugerida e;
- finalmente os **Anexos** enfocam dois assuntos que vêm auxiliar durante as etapas de projeto e acionamento do motor, tratando-se dos carregamentos elétrico e magnético específicos da máquina elétrica e dos conversores eletrônicos de potência utilizados em acionamentos de MRC's, respectivamente.

CAPÍTULO II

MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

2.1. Introdução

Este Capítulo é dedicado a apresentação do modelo matemático do MLRC. Oportunamente cabe informar que são poucos os trabalhos que abordam a modelagem deste motor, e especificamente associada à máquina abordada neste trabalho, não há explicitada nenhuma referência acerca, embora espera-se que as relações entre os modelos deste motor e do motor rotativo sejam apenas com relação às grandeza angulares e lineares do movimento desenvolvido.

Devido as características dos entreferros maiores nas máquinas elétricas lineares, um modelo matemático que não considera a saturação magnética provocada pela corrente no enrolamento pode descrever a dinâmica desta máquina. Assim as equações diferenciais que constituem o modelo matemático, associadas ao deslocamento mecânico da parte móvel do motor nas direções dos eixos x e z, serão apresentadas. Oportunamente será realizada a representação da curva da indutância da fase utilizando a decomposição pela Série de Fourier. O emprego de dados obtidos experimentalmente possibilita a utilização desta técnica, a qual permitirá a análise analítica da dinâmica da máquina com o perfil real da curva da indutância.

2.2. Modelagem Matemática

A maior parte dos trabalhos que tratam da modelagem matemática dos MRRC's assumem um modelo linear para o motor, ou seja, a indutância da fase não varia com a corrente. Também em muitos são desprezadas as resistências dos enrolamentos da parte

móvel, a indutância mútua associada ao acoplamento entre as fases, os efeitos dos circuitos *"snubbers"* e de filtros nos circuitos de alimentação dos conversores. Contudo, a omissão de alguns ou de todos estes fatores na análise do sistema de acionamento resulta na variação do grau de precisão dos resultados oferecidos pelo modelo [25].

O circuito apresentado na Figura 2.1 simplesmente representa a maior parte de um sistema de acionamento de um MLRC. Na prática são necessários alguns elementos adicionais, tais como, circuitos *"snubbers"* sobre as chaves para reduzir o *"stress"* do chaveamento, especialmente no desligamento da chave, e um filtro de entrada sobre a fonte de alimentação.

Considerando uma fase do motor, a equação da tensão do circuito da Figura 2.1 pode ser escrita como sendo

$$v = R.i + \frac{d\lambda}{dt}, \tag{2.1}$$

onde v é a tensão aplicada, i é a corrente da fase, R é a resistência da fase e λ é o fluxo concatenado da fase. Em termos de indutâncias, o fluxo concatenado λ pode ser escrito como

$$\lambda = L.i, \tag{2.2}$$

sendo L a indutância da fase. Esta grandeza é função apenas da posição relativa entre os pólos. Portanto, a derivada do fluxo é

$$\frac{d\lambda}{dt} = L.\frac{di}{dt} + i.\frac{dL(x,z)}{dt} \tag{2.3}$$

e

$$\frac{dL(x,z)}{dt} = \frac{\partial L}{\partial x}.\frac{dx}{dt} + \frac{\partial L}{\partial z}.\frac{dz}{dt}. \tag{2.4}$$

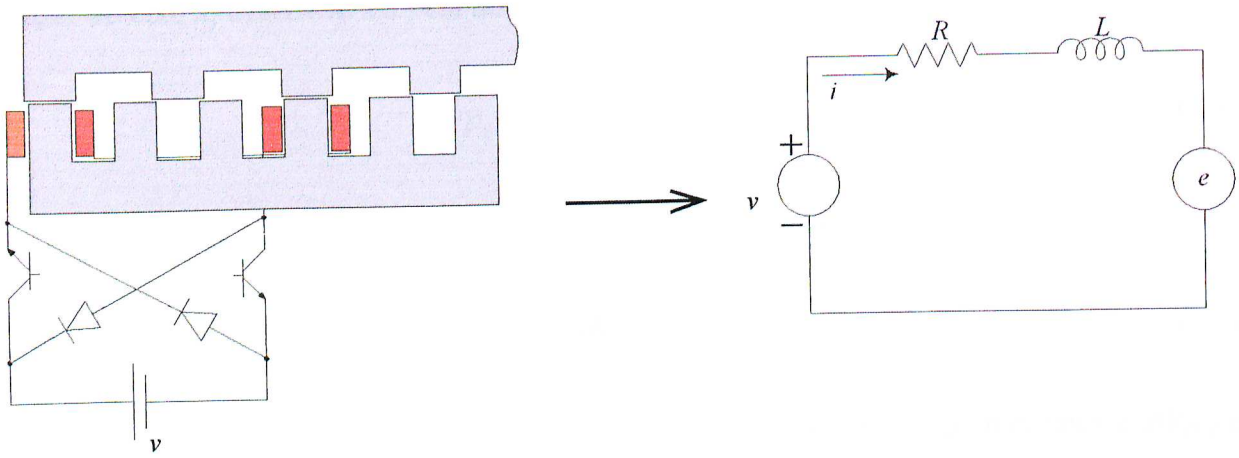


Figura 2.1 – Circuito Básico de um Motor Linear a Relutância Chaveado

Daí a equação 2.1 resulta em

$$v = R.i + L.\frac{di}{dt} + \left(\frac{\partial L}{\partial x}.\frac{dx}{dt} + \frac{\partial L}{\partial z}.\frac{dz}{dt}\right).i \,. \tag{2.5}$$

Os três termos à direita na equação 2.5 são a queda de tensão resistiva, a tensão de indutância própria e a tensão de velocidade ou *f.e.m*, que é responsável pela transferência de energia entre a fonte elétrica externa e o meio de conversão de energia. Em baixas velocidades, a amplitude da componente resistiva é comparável às demais componentes e não pode ser desprezada. Em velocidades altas, as tensões de indutância própria e de velocidade são predominantes, sendo ambas funções da indutância da fase e agem contrariamente à variação de corrente no enrolamento.

Utilizando a equação do balanço de energia do sistema pode-se obter as forças de propulsão f_x e normal f_z associadas ao sistema. Logo, multiplicando a equação 2.5 pela corrente i resulta em

$$v.i = R.i^2 + L.i.\frac{di}{dt} + i^2.\frac{\partial L}{\partial g}.\frac{dg}{dt} + i^2.\frac{\partial L}{\partial x}.\frac{dx}{dt}. \tag{2.6}$$

O último termo da equação 2.6 corresponde a potência mecânica longitudinal, na

direção do eixo x, desenvolvida pela fase, sendo igual a

$$p_x = i^2 . \frac{\partial L}{\partial x} . \frac{dx}{\partial t} = i^2 . \frac{\partial L}{\partial t} . \tag{2.7}$$

A equação do balanço de energia do sistema mostra que

$$dW_{ele} = dW_{mec} + dW_{cmp} , \tag{2.8}$$

onde dW_{ele} é a variação da energia elétrica, dW_{mec} é a variação da energia mecânica e dW_{cmp} é a variação da energia do campo magnético.

Segundo a definição de co-energia magnética [32], a co-energia para um sistema de excitação única, quando a parte móvel do núcleo magnético é fixada, dx = 0, é obtida por meio de

$$W'_{cmp} = \int_0^i \lambda . di = \int_0^i L.i.di . \tag{2.9}$$

Para um circuito magnético linear, a indutância L não é função da corrente i, e portanto, pode-se resolver a integração de 2.9, obtendo-se

$$W'_{cmp} = \int_0^i L.i.di = \frac{1}{2} . L.i^2 . \tag{2.10}$$

Assim, a partir do diferencial da co-energia W'_{cmp} pode-se obter a componente da força mecânica na direção do eixo x através de

$$f_x = \frac{\partial W'_{cmp}(i,x)}{\partial x} = \frac{1}{2} . i^2 . \frac{\partial L}{\partial x} . \tag{2.11}$$

De forma análoga, a força normal ou de atração entre as partes fixa e móvel, f_z,é também encontrada e descrita por

$$f_z = \frac{1}{2} . i^2 . \frac{\partial L}{\partial z} . \tag{2.12}$$

Em um dispositivo de excitação única, as forças agem para aumentar a indutância, atraindo os componentes de modo a reduzir a relutância do caminho magnético que se concatena com o enrolamento. A partir das equações das forças de propulsão e normal, f_x e f_z, respectivamente, torna-se evidente que é necessário conhecer o valor da indutância, pois a mesma depende da posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor linear.

Fisicamente as forças dependem das dimensões x e g e do campo magnético. O campo magnético pode ser especificado em termos do fluxo concatenado λ ou da corrente i. Matematicamente, entretanto, faz uma grande diferença saber qual função de energia é usada e em termos de que variáveis ela é expressa. A seleção da função energia ou co-energia como base para análise é uma questão de conveniência. A escolha depende da descrição inicial do sistema e das variáveis desejadas no resultado [32].

Sob o aspecto mecânico, a dinâmica do MLRC é representada pelo amortecimento ou atrito D e pela massa total M da parte móvel, incluindo aqui a carga a ser transportada. Assim as forças vinculadas a estas grandezas são a força que associa o amortecimento ou atrito com a velocidade e a força que associa a massa M à aceleração. Logo a equação diferencial que descreve a dinâmica mecânica do movimento linear na direção do eixo x é

$$M . \frac{d^2 x}{dt^2} = f_x - f_l - D . \frac{dx}{dt}, \tag{2.13}$$

onde f_l é uma força externa aplicada na parte móvel do motor linear e o último termo da equação representa a força associada ao atrito.

De forma similar a equação que governa a dinâmica de deslocamento na direção do

eixo z da parte móvel do motor é

$$M.\frac{d^2z}{dt^2} = f_n - M.g_a - D_z.\frac{dz}{dt}, \tag{2.14}$$

onde g_a é a aceleração gravitacional e D_z é o amortecimento/atrito associado ao deslocamento no eixo z.

A partir das equações diferenciais que regem as dinâmicas elétrica e mecânica, descritas anteriormente, pode-se apresentar matricialmente o modelo matemático linear para o MLRC de m fases na forma de equação de estado por meio de

$$\begin{bmatrix} di_a/dt \\ di_b/dt \\ di_c/dt \\ \vdots \\ di_m/dt \\ dv_x/dt \\ dv_z/dt \\ dx/dt \\ dz/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B^* & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C^* & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & D^* & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E^* & F^* & G^* & \cdots & H^* & -D/M & 0 & 0 & 0 \\ I^* & J^* & L^* & \cdots & M^* & 0 & D_z/M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \vdots \\ i_m \\ v_x \\ v_z \\ x \\ z \end{bmatrix} + \cdots$$

$$\cdots + \begin{bmatrix} 1/L_a & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_b & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_c & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1/L_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & -1/M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ \vdots \\ v_m \\ F_l \\ g_a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{2.15}$$

onde

$$A^* = -\frac{1}{L_a}.\left(R_a + \frac{\partial L_a}{\partial x}.v_x + \frac{\partial L_a}{\partial z}.v_z \right), \tag{2.16}$$

$$B^* = -\frac{1}{L_b}.\left(R_b + \frac{\partial L_b}{\partial x}.v_x + \frac{\partial L_b}{\partial z}.v_z\right), \tag{2.17}$$

$$C^* = -\frac{1}{L_c}.\left(R_c + \frac{\partial L_c}{\partial x}.v_x + \frac{\partial L_c}{\partial z}.v_z\right), \tag{2.18}$$

$$D^* = -\frac{1}{L_m}.\left(R_m + \frac{\partial L_m}{\partial x}.v_x + \frac{\partial L_m}{\partial z}.v_z\right), \tag{2.19}$$

$$E^* = \frac{1}{2}.\frac{i_a}{M}.\frac{\partial L_a}{\partial x}.v_x, \tag{2.20}$$

$$F^* = \frac{1}{2}.\frac{i_b}{M}.\frac{\partial L_b}{\partial x}.v_x, \tag{2.21}$$

$$G^* = \frac{1}{2}.\frac{i_c}{M}.\frac{\partial L_c}{\partial x}.v_x, \tag{2.22}$$

$$H^* = \frac{1}{2}.\frac{i_m}{M}.\frac{\partial L_m}{\partial x}.v_x, \tag{2.23}$$

$$I^* = -\frac{1}{2}.\frac{i_a}{M}.\frac{\partial L_a}{\partial z}.v_z, \tag{2.24}$$

$$J^* = -\frac{1}{2}.\frac{i_b}{M}.\frac{\partial L_b}{\partial z}.v_z, \tag{2.25}$$

$$L^* = -\frac{1}{2}.\frac{i_c}{M}.\frac{\partial L_c}{\partial z}.v_z, \tag{2.26}$$

$$M^* = -\frac{1}{2}.\frac{i_m}{M}.\frac{\partial L_m}{\partial z}.v_z. \tag{2.27}$$

Nas equações acima v_x é a velocidade do motor na direção do eixo x, v_z é a velocidade do motor na direção do eixo z. As duas últimas linhas na matriz da equação 2.18 foram inseridas com o intuito de disponibilizar as variáveis x e z, permitindo o cálculo analítico das

indutâncias e suas derivadas. Assim é necessário a inclusão de zeros nas duas últimas colunas desta mesma matriz. Isto fica perceptível no diagrama de blocos da Figura 5.7.

Considerando um motor linear constituído de 3 fas es *m* e que esta máquina irá realizar movimentos apenas na direção do eixo *x*, a dinâmica do MLRC é regida pelo sistema matricial de equações diferenciais da equação 2.15 num formato mais simplificado.

2.3. Decomposição da Indutância pela Série de Fourier

Na modelagem matemática apresentada anteriormente pode ser constatada a dependência da indutância e de sua derivada em relação a posição, visando a análise da dinâmica do sistema de acionamento do MLRC. Em geral a representação matemática da indutância tem se mostrado como uma tarefa difícil, visto que a operação do MRC é bastante afetada pelas não-linearidades apresentadas pelo circuito magnético da máquina. Contudo, o cálculo destes parâmetros tem sido normalmente realizados utilizando tabelas, algoritmos com interpolação *"on-line"* e técnicas de estimação que utilizam dados experimentais ou oriundos da análise dos elementos finitos.

A expansão em Série de Fourier também tem-se mostrado eficiente na representação analítica das indutâncias quando avaliadas estaticamente, permitindo buscar informações que auxiliem a análise da máquina e a formulação da estratégia de controle a ser adotada [33]. Assim será apresentado suscintamente a caracterização das indutâncias dos MRC's utilizando a Série de Fourier, visando a aplicação desta estratégia na simulação dinâmica do motor linear.

Os formatos ideal e real da indutância de fase podem ser observados na Figura 2.2. O arredondamento assumido pela indutância real é justificado pela presença de saturação local durante o início da sobreposição dos pólos e durante o total alinhamento. Embora apenas um

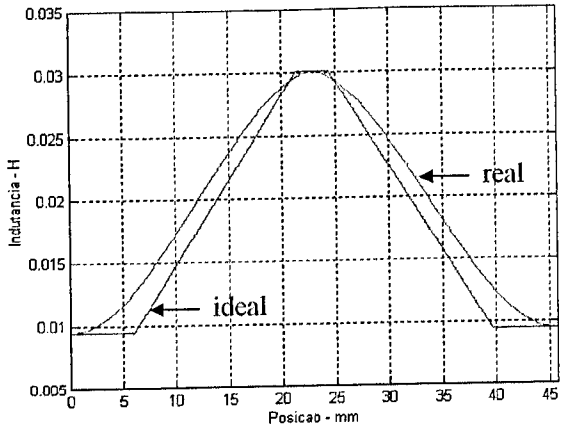


Figura 2.2 – Perfis das Indutâncias Ideal e Real de uma Fase de um Motor Linear a Relutância Chaveado

período seja apresentado na Figura 2.2, a indutância do enrolamento é uma função periódica da posição da parte móvel do núcleo para uma dada corrente. O emprego do perfil da indutância obtido pela Série de Fourier permite uma análise mais realística da operação dinâmica do motor. Observando as curvas da Figura 2.2 pode-se notar que há uma diferença nas derivadas destas curvas o que influencia na força resultante produzida pela máquina.

Em [33] a estratégia adotada é a de representar o perfil da indutância da fase em relação a posição através da aproximação desta curva por meio de segmentos de linhas retas, conforme apresentado na Figura 2.3. Na figura foi adotada esta representação para a indutância por conveniência matemática, o que ficará explícito a seguir.

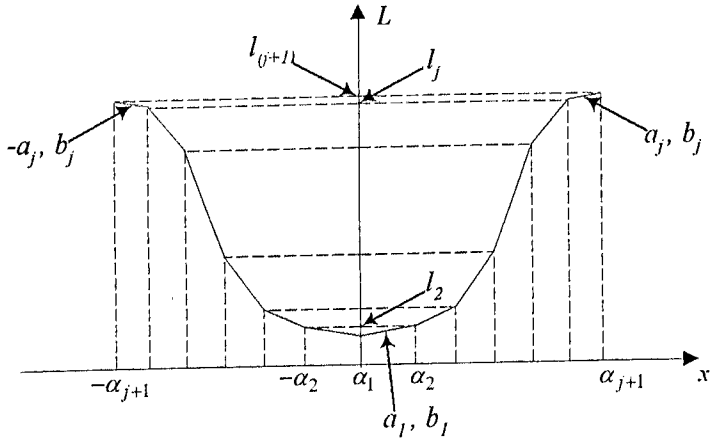


Figura 2.3 – Representação Aproximada da Curva da Indutância Utilizando *"j"* Segmentos de Linhas Retas

As equações que representam a indutância como função da posição a partir da Figura 2.3 podem ser escritas como

$$\begin{cases} L(x) = -a_j.x + b_j & \text{para o } j\text{'ésimo segmento e } x<0, \\ L(x) = a_j.x + b_j & \text{para o } j\text{'ésimo segmento e } x>0, \end{cases} \tag{2.28}$$

onde

$$\begin{cases} a_j = \dfrac{l_{(j+1)} - l_j}{\alpha_{(j+1)} - \alpha_j}, \\ b_j = l_j - a_j.\alpha_j, \end{cases} \tag{2.29}$$

sendo l_j a indutância para o j'ésimo segmento, e α a posição associada a esta indutância.

Devido a simetria na forma de onda, a Série de Fourier contém apenas termos de co-seno e isto vem simplificar a equação final que fornece os valores da indutância analiticamente. Logo, para uma máquina com N_r pólos na parte fixa do núcleo magnético a indutância de fase é descrita por

$$L(x) = L_o + \sum_{n=1}^{\infty} L_n.\cos(n.N_r.x). \tag{2.30}$$

onde L_o é um termo constante, L_n é um coeficiente associado à ordem harmônica, n é a ordem harmônica, x é a posição e N_r é um valor associado ao número de pólos da parte fixa. Este último está relacionado ao período da indutância T por meio de

$$N_r = \frac{2.\pi}{T}. \tag{2.31}$$

O termo constante L_o é calculado por meio de

$$L_o = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} L(x)d(x) = \frac{1}{T}\sum_{j=1}^{m}\left(\int_{-\alpha_{(j+1)}}^{-\alpha_j} (-a_j.x + b_j)d(x) + \int_{\alpha_j}^{\alpha_{(j+1)}} (a_j.x + b_j)d(x) \right), \tag{2.32}$$

onde m é o número de segmentos de linhas retas. Através de algumas manipulações matemáticas a equação 2.32 resulta em

$$L_o = \frac{1}{T}\sum_{j=1}^{m}\left[l_{(j+1)} + l_j\right].\left[\alpha_{(j+1)} - \alpha_j\right]. \tag{2.33}$$

O coeficiente L_n da equação 2.30 é deduzido como

$$\begin{aligned} L_n &= \frac{2}{T}\int_{-2/T}^{2/T} f(x)\cos(n.N_r..x)dx \\ &= \frac{2}{T}\sum_{j=1}^{m}\left[\int_{-\alpha_{(j+1)}}^{-\alpha_j}\left(-a_j.x + b_j\right)\cos(n.N_r..x)dx + \int_{\alpha_j}^{\alpha_{(j+1)}}\left(a_j.x + b_j\right)\cos(n.N_r..x)dx\right]. \end{aligned} \tag{2.34}$$

Desenvolvendo os termos que constituem o coeficiente L_n na equação anterior e fazendo algumas simplificações matemáticas a equação 2.34 transforma-se em

$$L_n = \sum_{j=1}^{m}\left[l_{(j+1)}.A_{(j,n)} - l_j.B_{(j,n)}\right], \tag{2.35}$$

onde

$$A_{(j,n)} = \frac{2}{n.\pi}\left\{\mathrm{sen}\left[n.N_r..\alpha_{(j+1)}\right] + \frac{\cos\left[n.N_r..\alpha_{(j+1)}\right] - \cos\left(n.Nr.\alpha_j\right)}{n.N_r.\left[\alpha_{(j+1)} - \alpha_j\right]}\right\} \tag{2.36}$$

e

$$\mathrm{B_{(j,n)}} = \frac{2}{\mathrm{n.\pi}}\left\{\mathrm{sen}\left[\mathrm{n.N_r.\alpha_j}\right] + \frac{\cos\left[\mathrm{n.N_r.\alpha_{(j+1)}}\right] - \cos\left(\mathrm{n.Nr.\alpha_j}\right)}{\mathrm{n.N_r.\left[\alpha_{(j+1)} - \alpha_j\right]}}\right\}. \tag{2.37}$$

Por fim, a indutância $L(x)$ do enrolamento pode ser obtida realizando as substituições das equação 2.33 até a 2.37 na equação 2.30, resultando na expressão

$$L(x)=\frac{1}{T}\sum_{j=1}^{m}\left[\left(l_{(j+1)}+l_j\right).\left(\alpha_{(j+1)}-\alpha_j\right)\right]+ \\ +\sum_{n=1}^{\infty}\left\{\sum_{j=1}^{m}\left[l_{(j+1)}.A_{(j,n)}-l_j.B_{(j,n)}\right]\right\}\cos\left(n.N_r.x\right). \tag{2.38}$$

Na análise da máquina uma informação muito importante, pois está diretamente associada a força desenvolvida, é a derivada da indutância com relação a posição. Assim a partir da expressão apresentada na equação 2.38 esta informação está disponível e pode ser calculada por meio de

$$\frac{dL(x)}{dx}=-n.N_r.\sum_{j=1}^{m}\left[l_{(j+1)}.A_{(j,n)}-l_j.B_{(j,n)}\right].\mathrm{sen}\left(n.Nr.x\right). \tag{2.39}$$

Por meio de uma rápida observação na forma final da expressão da indutância nota-se que são necessários apenas os dados que definem o semi-ciclo de crescimento da indutância para o cálculo da indutância e de sua derivada em função da posição em qualquer posição x, os quais podem ser obtidos experimentalmente ou através do emprego da análise dos elementos finitos.

2.4. Conclusão

Este Capítulo foi dedicado a apresentação do modelo matemático do MLRC. Um modelo linear foi desenvolvido onde são desprezados os efeitos da saturação magnética, da indutância mútua entre as fases, bem como dos circuitos *"snubbers"* e do filtro de entrada do conversor. O modelo contempla a dinâmica do motor linear nos eixos x e z.

Por fim é descrita a forma de representar a indutância e sua derivada em relação à posição utilizando a Série de Fourier. Pôde-se constatar que é necessário apenas o conhecimento das características do semi-ciclo de crescimento da indutância da fase em

função das posições relativas entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor linear, o que pode ser obtido experimentalmente em laboratório ou pela análise dos elementos finitos.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA
BIBLIOTECA

CAPÍTULO III

DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

3.1. Introdução

Há vários fatores envolvidos no projeto de máquinas elétricas, fazendo com que não seja possível trabalhar com um procedimento rígido. Porém, todo projeto deve ter um compromisso com um número razoável de condições, por vezes conflitantes, o que torna imprescindível ao longo do tempo a experiência do projetista na definição destas condições que são prioritárias durante o processo de desenvolvimento do projeto da máquina. Assim o projeto de qualquer máquina elétrica consiste basicamente de um conjunto de especificações a serem atendidas, as quais definirão as características físicas, e da validação do projeto da máquina a partir das dimensões obtidas.

A maior parte dos trabalhos que enfocam o projeto de máquinas elétricas se relacionam ao projeto do motor de indução devido a sua ampla utilização no mercado. O procedimento de projeto padrão para estas máquinas é usualmente baseado na equação da potência de saída que associa as especificações definidas para a máquina desejada por meio da equação

$$P = \left(\frac{\sqrt{2}.\pi^2}{120} \right).k_1.n_r.B_m.A_e.\left(D_r^2.L_{nu}\right).\eta.\cos\varphi\,, \tag{3.1}$$

onde P é a potência nominal da máquina, k_1 está relacionado a fatores de enrolamento, n_r é a velocidade angular da máquina, D_r é o diâmetro do furo do estator, L_{nu} é a profundidade

efetiva do núcleo, η é o rendimento, $cos\varphi$ é o fator de potência, A_e é o carregamento elétrico específico e B_m é o carregamento magnético específico [34]. No Anexo 1 é explicitado o que representa para as máquinas elétricas os carregamentos elétrico e magnético específicos.

Quando se trata do projeto do MRRC alguns procedimentos de projetos têm sido propostos na literatura, dentre os quais menciona-se o que está em [7, 12, 14-22]. A maior parte destas referências apresentam procedimentos que são bastante parecidos na sua metodologia, sendo que as propostas de [7, 15, 20] resultam em valores muito próximos um do outro para as dimensões que vêm caracterizar as máquinas. Em se tratando dos MLRC's até o momento não se tem visto um procedimento de projeto padrão. Assim sendo, haja vista que alguns procedimentos de projeto têm sido colocados em prática para os MRRC's, o projeto do motor linear é baseado no conhecimento adquirido no projeto do motor rotativo equivalente. Na prática isto se dá através da conversão das especificações do motor linear para o motor rotativo. Logo, uma vez obtidas as características físicas da máquina rotativa, através de um dos procedimentos mencionados acima, é possível chegar às dimensões físicas do motor linear através de uma *"linearização"* da máquina rotativa.

Neste sentido, no que segue, será utilizado parte do procedimento de projeto proposto por [7] com o intuito de desenvolver o projeto de um MLRC, obtendo-se desta maneira, as dimensões físicas que definem a máquina linear.

3.2. Projeto de Motores a Relutância Chaveados

Como já mencionado inicialmente, a realização do projeto do motor linear tem origem na definição das especificações nominais desejadas. Estas grandezas são então referenciadas ao motor rotativo, de modo que por meio de um procedimento de projeto da máquina rotativa se chega na máquina rotativa equivalente à máquina linear objetivada ou que se pretende

obter. A partir daí é executado um processo inverso para conversão das dimensões da máquina rotativa para a máquina linear. Portanto, a seguir, serão apresentados os procedimentos para obtenção das características físicas do MLRC.

3.2.1. Especificações do Motor Linear a Relutância Chaveado

O motor linear a ser projetado deve apresentar algumas características que estão associadas a aplicação a que se destina a máquina, sendo estas as especificações:

- o comprimento total da máquina L_t (normalmente a parte fixa da máquina);
- a velocidade linear máxima v_m a ser desenvolvida pela parte móvel do motor;
- o tempo de aceleração t_a necessário para se atingir a velocidade máxima e;
- a massa máxima da parte móvel, a qual deve ser restringido à massa M (à esta massa deve ser somada a carga a ser transportada).

Na Figura 3.1 é esboçada a curva de velocidade ideal do *motor linear*. Caso o tempo de desaceleração t_d seja igual ao tempo de aceleração t_a, a aceleração máxima a_m é e a desaceleração máxima é $a_d = -a_m$. A força de aceleração instantânea F_a necessária é

$$F_a = M.a_m, \tag{3.3}$$

$$a_m = \frac{v_m}{t_a}, \tag{3.2}$$

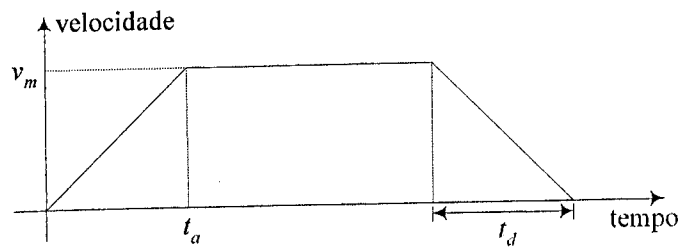


Figura 3.1 – Perfil Desejado deVelocidade do Motor Linear a Relutância Chaveado em Função do Tempo

e a força de desaceleração instantânea é $F_d = -F_a$. Assumindo uma força de atrito instantânea igual a zero, a potência máxima do MLRC é

$$P = F_a.v_m = M.a_m.v_m . \tag{3.4}$$

Assim as especificações necessárias para realizar o projeto do motor linear estão definidas.

3.2.2. Projeto do Motor Rotativo a Relutância Chaveado

No projeto do MRRC também faz-se necessário a seleção inicial de algumas configurações que complementam as especificações realizadas para o motor linear. Dentre estas especificações tem-se o número de fases m, o número de pólos do estator e do rotor, N_s e N_r, respectivamente, a densidade magnética B, a densidade de corrente J, a corrente nominal i e os ângulos dos pólos do estator e do rotor, β_s e β_r, respectivamente.

A seleção do número de pólos do estator e do rotor depende da aplicação do motor. Contudo, para possibilitar a produção de conjugado contínuo e unidirecional, com a capacidade de partida a partir de qualquer posição do rotor, o motor é geralmente definido com mais de duas fases. Veja na Figura 3.2 um motor com três fases m, tendo o número de pólos no estator $N_s = 6$ e o número de pólos no rotor $N_r = 4$. Este motor, como esboçado, apresenta a característica de poder partir no momento em que for alimentada a fase A ou C,

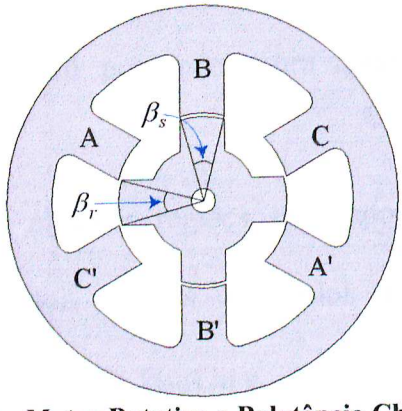


Figura 3.2 – Motor Rotativo a Relutância Chaveado 6/4

dependendo do sentido de rotação desejado. Neste caso, o número de ciclos de conversão de energia por volta do rotor S (*"strokes"*), definido por

$$S = m.N_r, \tag{3.5}$$

é igual a $S = 12$. Assim o ângulo de conversão de energia definido por

$$\varepsilon = \frac{2.\pi}{S}, \tag{3.6}$$

é $\varepsilon = 360/12 = 30^{\circ}$. Considerando o circuito magnético linear, o conjugado do motor rotativo é definido por

$$C = \frac{1}{2}.i^2.\frac{dL}{d\theta}, \tag{3.7}$$

onde i é a corrente na fase, e $dL/d\theta$ é a taxa da variação da indutância L da fase de acordo com a posição θ do rotor. Logo, a partir da equação 3.7, idealmente os pulsos de corrente e os conjugados por fase associados aos perfis das indutâncias das fases são esboçados na Figura 3.3. O conjugado resultante é constante e compreende os 360° de rotação do rotor. Na prática, no entanto, a forma de onda do conjugado será diferente da ideal, pois em altas velocidades o tempo necessário para o chaveamento das fases é pequeno e as indutâncias assumem um formato mais arredondado. Nos motores com apenas uma fase ou duas fases há a presença de *"ripple"* no conjugado e estes são projetados para aplicações que exijam um controle limitado.

De acordo com [15-16] algumas regiões são importantes na geometria do MRC, estando as mesmas associadas aos ângulos dos pólos do estator β_s e do rotor β_r, identificados na Figura 3.2, ao número de fases m e ao número de pólos do rotor N_r. Dentre as quais está a região de conjugado absoluto da fase τ_a que é definida como o ângulo através do

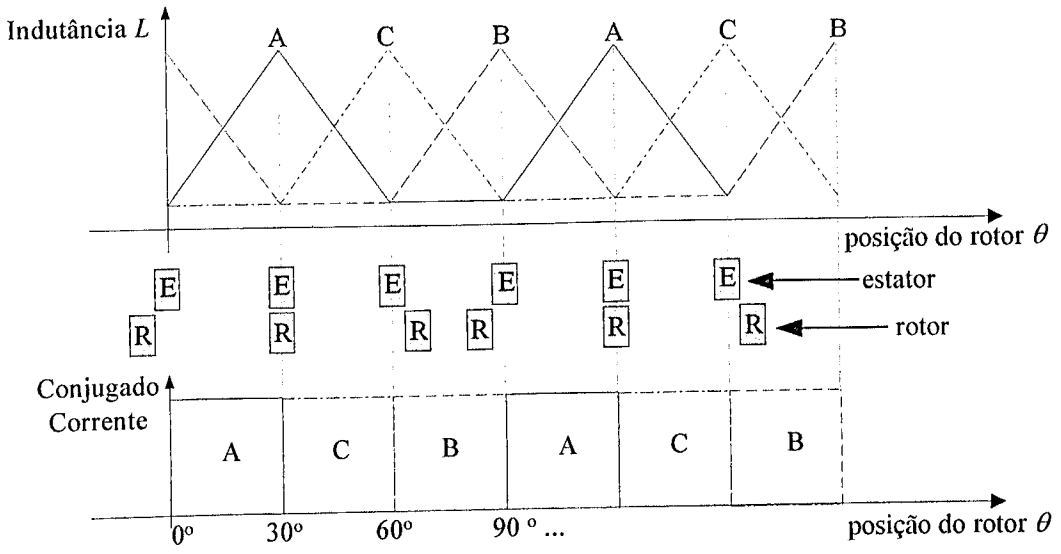


Figura 3.3 – Produção de Conjugado num Motor a Relutância Chaveado 6/4

qual uma fase pode produzir conjugado diferente de zero em uma direção. Em motores com m = 3 ou 4 fases ou mais e com N_r pólos do rotor, a região de conjugado absoluto é

$$\tau_{a(max)} = \frac{\pi}{N_r}. \tag{3.8}$$

A região de conjugado efetivo τ_e é o ângulo que uma fase pode produzir conjugado útil em relação ao conjugado nominal. A região de conjugado efetivo é comparável ao menor arco do pólo de dois pólos sobrepostos. Assim, na Figura 3.2, considerando que a fase A é energizada o rotor irá girar no sentido horário, sendo a região de conjugado efetivo τ_e igual ao arco associado ao ângulo do pólo do estator β_s. Esta característica também é representada considerando a fase A na Figura 3.3, onde podem ser vistos os pólos do estator e do rotor no início do alinhamento, ou na posição definida como 0° na figura, bem como as posições relativas entres os pólos ao longo do movimento do rotor. Estas posições relativas vêm caracterizar as indutâncias das fases como também esboçado na figura.

A relação entre a região de conjugado absoluto τ_a e o ângulo de conversão de energia ε é definida como sobreposição absoluta ρ_a e é igual a

$$\rho_a = m/2. \tag{3.9}$$

Um valor de pelo menos 1 é necessário para que motores com $m >= 3$ possam ser capazes de produzir conjugado em todas as posições do rotor com apenas uma fase conduzindo ao mesmo tempo. Na prática um valor de 1 não é suficiente, pois uma fase não é capaz de fornecer conjugado nominal por toda a região de conjugado absoluto em ambos os sentidos de rotação [15].

A relação entre a região de conjugado efetivo τ_e e o ângulo de conversão de energia ε é definida como sobreposição efetiva ρ_e e é igual a

$$\rho_e = \frac{\tau_e}{\varepsilon}. \tag{3.10}$$

Para motores com $m >= 3$ e com $\beta_s < \beta_r$ a sobreposição efetiva ρ_e é aproximadamente igual a β_s/ε. Por exemplo, na Figura 3.2 a relação de sobreposição efetiva é $30^o/30^o = 1$. Observe que $\rho_e < \rho_a$. Para se obter um bom conjugado de partida a partir de qualquer posição do rotor é necessário o valor da sobreposição efetiva ρ_e de pelo menos 1, com apenas uma fase conduzindo, e é também uma condição necessária, porém não suficiente, para evitar "*ripple*" no conjugado [15]. Nesta referência pode ser consultada uma tabela que apresenta alguns exemplos de combinações dos números de pólos do estator e do rotor para motores com até sete fases *m*, e em [23] também é dado a entender quais são as melhores opções dentre as combinações possíveis.

Como já mencionado, há diversos enfoques na literatura sobre os procedimentos para se projetar motores. Logo, há autores que, por exemplo, calculam a largura do pólo e outros a área da face do pólo. Contudo, estas medidas se relacionam através de simples manipulações matemáticas. Portanto, o interesse aqui é de se obter as medidas que estão associadas diretamente ao procedimento de projeto do motor linear proposto em [7], identificadas na Figura 3.4, e que são:

- o diâmetro interno do furo do estator – D_r;
- o diâmetro externo do estator – D_s;
- a profundidade do núcleo – L_{nu};
- a área da face do pólo do estator – A_s;
- a área da face do pólo do rotor – A_r;
- a área do caminho magnético entre os pólos do estator – A_{ys};
- a altura do caminho magnético entre os pólos do estator (*"yoke"* do estator) – C_s;
- a altura do caminho magnético entre os pólos do rotor (*"yoke"* do rotor) – C_r;
- a altura do pólo do estator – h_s;
- a altura do pólo do rotor – h_r.

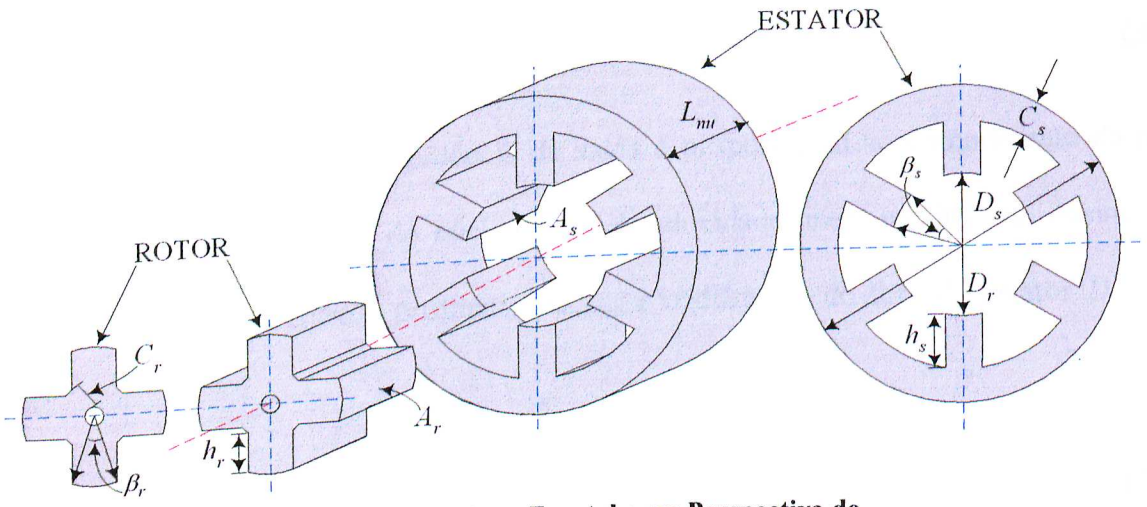


Figura 3.4 – Vistas Frontal e em Perspectiva do Motor Rotativo a Relutância Chaveado 6/4

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

A velocidade do motor rotativo n_r, em rpm, está vinculada à velocidade linear v_m por meio da expressão

$$n_r = \frac{v_m.60}{(D_r/2).2.\pi}. \tag{3.11}$$

Haja vista que a força de propulsão F_a do motor linear relaciona-se às dimensões do diâmetro do furo do estator D_r e à profundidade do núcleo do motor rotativo equivalente L_{nu} através de

$$F_a = 2.K.D_r.L_{nu}, \tag{3.12}$$

onde K é proporcional ao produto dos carregamentos elétricos e magnéticos específicos e relaciona-se à força por unidade de área da parte ativa FA (entenda a parte ativa como sendo a parte do núcleo magnético que contém os enrolamentos – corresponde ao estator no motor rotativo) como exposto no Anexo 1 [16, 35]. Logo a força descrita pela equação 3.12 pode ser representada por

$$F_a = FA.(\pi.D_r.L_{nu}) \tag{3.13}$$

e a potência de saída P resulta em

$$P = FA.(\pi.D_r.L_{nu}).v_m, \tag{3.14}$$

mais uma vez constatando que a potência de saída é proporcional ao comprimento da parte ativa do motor, à profundidade do núcleo L_{nu} e à velocidade linear máxima v_m. Assim, uma vez definida a relação k entre a profundidade L_{nu} e o diâmetro do furo do estator D_r como sendo

$$k = \frac{L_{nu}}{D_r}, \tag{3.15}$$

bem como adotando um valor conveniente para a força por unidade de área da parte ativa a partir do Anexo 1, o diâmetro do furo do estator D_r pode ser obtido através de

$$D_r = \sqrt{\frac{P}{\pi.k.v_m.FA}}\,. \tag{3.16}$$

A relação k entre a profundidade do núcleo L_{nu} e o diâmetro do furo do estator D_r não deve ser arbitrária, sendo definida em função da natureza da aplicação e da limitação de espaço para a máquina. Para aplicações que não sejam como servomotores o valor de k pode variar na faixa de $0.25 < k < 0.70$, e para aplicações como servomotores pode estar entre os valores $1 < k < 3$ [20]. Assim, o diâmetro do furo do estator D_r é a primeira medida a ser obtida. Portanto, nota-se que é possível obter esta medida por meio da equação 3.16 de uma forma simplificada quando comparado à equação 3.1.

O entreferro do motor linear neste processo de projeto é grande devido as características construtivas, operacionais e de controle, contrariamente ao das máquinas rotativas normais [7]. Portanto, na posição de alinhamento dos pólos do estator e do rotor, tipicamente, as características da curvas de magnetização BH refletem um comportamento linear do núcleo magnético e a relutância do circuito magnético equivalente é pequena quando comparada à relutância do entreferro quando os pólos não estão alinhados. O fluxo magnético ϕ no entreferro da máquina pode ser calculado como

$$\phi = B_g.A_g \tag{3.17}$$

onde A_g é a área do entreferro. Esta área da máquina, durante o alinhamento dos pólos, é aproximadamente igual a

$$A_g = \left(\frac{D_r - g}{2}\right).\left(\frac{\beta_r + \beta_s}{2}\right).L_{nu}, \tag{3.18}$$

onde g é o comprimento do entreferro. A intensidade do campo magnético no entreferro H_g pode ser calculada como

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_o}. \tag{3.19}$$

Assumindo a existência de um entreferro grande, os amperes-espiras $N.i$ necessários para produzir a intensidade de campo magnético no entreferro H_g são obtidos por meio de

$$N.i = H_g.2.g, \tag{3.20}$$

onde N é o número de voltas do enrolamento da fase e i é a corrente de pico da fase. Com a definição de um valor aceitável para a corrente de pico da máquina, o número de voltas por fase N pode ser calculado como sendo

$$N = \frac{H_g.2.g}{i}. \tag{3.21}$$

Com a definição de J como sendo a densidade de corrente máxima que pode circular pelo enrolamento, associada diretamente à forma de refrigeração/esfriamento do motor, e m o número de fases da máquina, a área do condutor do enrolamento a_c é então obtida através de

$$a_c = \frac{i}{J.\sqrt{m}}. \tag{3.22}$$

A densidade de fluxo magnético B_s no pólo do estator pode ser estimada como

$$B_s = \frac{\phi}{A_s}, \tag{3.23}$$

onde A_s é a área do pólo do estator e é calculada por meio de

$$A_s = \frac{D.\ L_{nu}\ .\ \beta_s}{2}. \tag{3.24}$$

Desprezando a dispersão de fluxo magnético, a área do caminho magnético que interliga os pólos do estator (*"yoke"* do estator) A_y deve ser tal que não ocorra mais saturação neste que no pólo do estator, sendo esta área definida como

$$A_y = C_s.L_{nu}, \tag{3.25}$$

onde C_s é a espessura ou altura deste caminho magnético e é obtida através de

$$C_s = \frac{1}{2}.\frac{D_r}{2}.\beta_s. \tag{3.26}$$

A área do caminho magnético que interliga os pólos do estator A_y pode ser facilmente identificada através de um processo imaginário. Suponha que uma pessoa se colocasse percorrendo o mesmo caminho do fluxo dentro do núcleo magnético. A área do caminho entre os pólos do estator é definido como sendo o produto da altura deste caminho C_s pela profundidade L_{nu} da máquina (largura neste caso), como representado pela equação 3.25.

A altura do pólo do estator h_s está associada ao diâmetro do furo do estator D_r, à largura do caminho magnético que interliga os pólos do estator C_s e ao diâmetro externo do estator D_s, podendo ser calculada como

$$h_s = \frac{D_s}{2} - \frac{D_r}{2} - C_s. \tag{3.27}$$

Segundo [16] a maneira mais fácil de estimar o diâmetro D_s é a partir da relação D_r/D_s. Esta relação pode variar dentro da ampla faixa de 0.4 a 0.7, com a maioria dos projetos assumindo valores entre 0.5-0.55.

Com referência às dimensões que definem o rotor, pode-se inicialmente constatar que a área do pólo do rotor A_r é obtida através de

$$A_r = \left(\frac{D_r}{2} - g\right) \cdot L_m \cdot \beta_r . \tag{3.28}$$

Caso o caminho magnético que interliga os pólos do rotor (*"yoke"* do rotor) C_r tenha uma altura igual a largura do pólo do rotor, a altura deste caminho é

$$C_r = \frac{A_r}{L_m} . \tag{3.29}$$

Com a definição anterior resta somente obter a altura do pólo do rotor h_r que pode então ser calculada por meio de

$$h_r = \frac{D_r}{2} - g - C_r . \tag{3.30}$$

Este último procedimento conclui o projeto do MRRC de forma que as medidas necessárias para se obter as dimensões do motor linear já estão disponíveis.

3.2.3. Conversão das Medidas do Motor Rotativo para Motor Linear

Uma vez obtidas as medidas que caracterizam fisicamente o MRRC agora será realizada a conversão destas para as medidas que irão caracterizar o motor linear equivalente.

Como é sabido, o núcleo magnético do MLRC é constituído de uma parte móvel e uma parte fixa. Aqui, a parte fixa e longa será a parte passiva do núcleo magnético que corresponde ao rotor na máquina rotativa, contudo, com um número de ranhuras e pólos bem maior. A parte móvel e curta será equivalente ao estator da máquina rotativa, tendo no motor linear o mesmo número de pólos e uma ranhura a menos que no motor rotativo. As medidas do núcleo magnético do motor linear, identificadas na Figura 3.5, são:

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
BIBLIOTECA

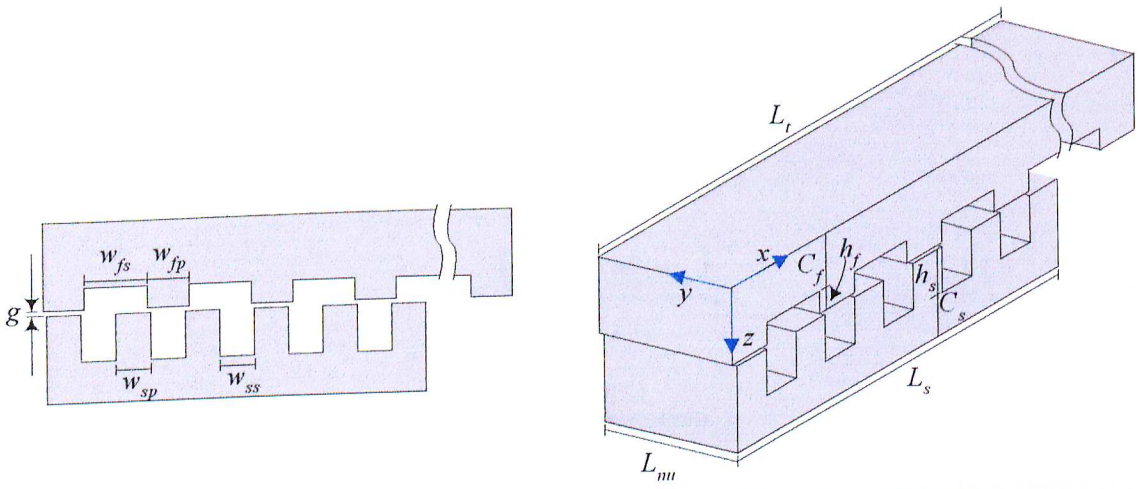


Figura 3.5 – Vistas Lateral e em Perspectiva do Núcleo Magnético do Motor Linear a Relutância Chaveado

- a profundidade do núcleo – L_{nu};
- o comprimento total da parte fixa – L_t;
- a largura do pólo da parte móvel– w_{sp};
- a largura da ranhura da parte móvel – w_{ss};
- a altura do pólo da parte móvel – h_s;
- a altura do caminho magnético entre os pólos da parte móvel – C_s;
- a largura do pólo da parte fixa – w_{fp};
- a largura da ranhura da parte fixa – w_{sf};
- a altura do pólo da parte fixa – h_f;
- a altura do caminho magnético entre os pólos da parte fixa – C_f;
- o entreferro – g.

A profundidade L_{nu} no motor rotativo é a mesma no motor linear e está associada ao diâmetro do furo do estator por meio da equação 3.15. Assim a largura do pólo da parte móvel w_{sp} é obtida a partir da área do pólo do estator A_s e da profundidade L_{nu} do motor rotativo como

$$w_{sp} = \frac{A_s}{L} = \left(\frac{D_r}{2}\right).\beta_s . \tag{3.31}$$

A largura da ranhura da parte móvel w_{ss} é

$$w_{ss} = \frac{\left(\pi.D_r - N_s.w_{sp}\right)}{N_s}, \tag{3.32}$$

onde N_s é o número de pólos do estator do motor rotativo.

A largura do pólo da parte fixa w_{fp} do núcleo magnético é convertida a partir da área do pólo do rotor, desprezando o entreferro, através de

$$w_{fp} = \left(\frac{D_r}{2}\right).\beta_r . \tag{3.33}$$

A largura da ranhura da parte fixa w_{fs} é calculada por meio de

$$w_{fs} = \frac{\left(\pi.D_r - N_r.w_{fp}\right)}{N_r}. \tag{3.34}$$

A altura do caminho magnético que interliga os pólos da parte móvel C_s deve ser no mínimo igual a largura do pólo da parte móvel w_{sp} e é assumido que a área do pólo do estator A_s é igual a área do caminho que interliga os pólos da parte móvel, o que resulta no seguinte valor para C_s

$$C_s = \frac{A_s}{L_{ml}}. \tag{3.35}$$

Cabe observar aqui que a altura/largura que interliga os pólos da parte móvel é aproximadamente de duas vezes a sua equivalente no estator do motor rotativo, haja vista que neste último o fluxo magnético se divide por dois caminhos paralelos que interligam os pólos do estator, o que não ocorre no motor linear.

De modo semelhante é obtida a altura do caminho magnético que interliga os pólos da parte fixa do núcleo magnético C_f, ou seja, por meio da relação entre a área do pólo do rotor A_r e a profundidade do núcleo L_{nu}, que é representado através de

$$C_f = \frac{A_r}{L_{nu}}. \tag{3.36}$$

Com as dimensões obtidas anteriormente pode-se chegar ao número de pólos e ranhuras tanto da parte móvel quanto da parte fixa do núcleo do motor linear. Neste caso em particular, o número de pólos da parte móvel permanece o mesmo que o definido para o motor rotativo, porém com uma ranhura a menos, o que faz as extremidades da parte móvel no motor linear serem os próprios pólos como pode ser visto na Figura 3.5. Assim o comprimento total da parte móvel L_s para o motor linear com 6 pólos é, então, calculado através de

$$L_s = 6.w_{sp} + 5.w_{ss} = N_s.(w_{sp} + w_{ss}) - w_{ss}. \tag{3.37}$$

Já o número de pólos e ranhuras da parte fixa do núcleo está associado diretamente ao comprimento total L_t que se pretende para a parte fixa do motor, ou seja, está vinculado diretamente a aplicação da máquina, lembrando que a composição deste comprimento pode ser obtida por meio de

$$L_t = (\text{int} - 1).w_{fs} + \text{int}.w_{fp}, \tag{3.38}$$

onde int é um número inteiro maior que o número de pólos do rotor N_r.

As alturas dos pólos do núcleo magnético do motor linear são as mesmas obtidas para a máquina rotativa. Logo, a área da ranhura da parte móvel disponível para abrigar os enrolamentos de fases já está disponível e pode ser determinado o fator de ocupação dos

enrolamentos F_{oc} de modo a verificar se a área da ranhura é suficiente para alojar os enrolamentos. O fator de ocupação F_{oc} é definido pela relação entre a área do enrolamento da parte móvel e a área da janela da parte móvel, ou seja,

$$F_{oc} = \frac{Área\ do\ enrolamento\ da\ parte\ movel}{Área\ da\ janela\ da\ parte\ movel}. \tag{3.39}$$

A área do enrolamento da parte móvel está associada diretamente ao diâmetro do condutor d_c, e este é obtido por meio de

$$d_c = \sqrt{\frac{4.a_c}{\pi}}. \tag{3.40}$$

A maior parte da área das ranhuras na parte móvel é ocupada pelos enrolamentos. Assumindo que uma parte da altura do pólo da parte móvel é ocupada por calços empregados para travar o enrolamento, dada por w, o número de camadas verticais do condutor do enrolamento N_v é

$$N_v = F_f . \frac{(h_s - w)}{d_c} \tag{3.41}$$

onde F_f é o fator de enchimento da ranhura. Se o número é uma fração este é arredondado para menos [7]. O número de camadas horizontais do condutor do enrolamento N_h é obtido por meio de

$$N_h = \frac{N}{2.N_v}. \tag{3.42}$$

Estas duas últimas grandezas vão definir o formato que os enrolamentos deverão assumir para ocupar a área da ranhura de maneira otimizada.

Dando continuidade, a área do enrolamento é então definida como sendo

$$Área\ do\ enrolamento = \frac{2.a_c.N_h.N_r}{F_f} = \frac{a_c.N}{F_f}. \tag{3.43}$$

Finalmente o fator de ocupação F_{oc} pode ser calculado através de

$$F_{oc} = \frac{Área\ do\ enrolamento\ da\ parte\ movel}{Área\ da\ janela\ da\ parte\ movel} = \frac{\left(\frac{2.a_c.N_h.N_v}{F_f}\right)}{w_{ss}.(h_s - w)} = \frac{a_c.N}{F_f.w_{ss}.(h_s - w)}. \tag{3.44}$$

Normalmente o fator de ocupação é $0.2 \le F_{oc} \le 0.5$. Obviamente, se o fator de ocupação é maior que 0.5, significa que as bobinas nos pólos adjacentes estão encostando uma às outras, o que torna impossível a colocação dos enrolamentos. Neste momento deve-se ter o cuidado de verificar o valor assumido pelo fator de ocupação F_{oc}, pois caso a área do enrolamento da parte móvel não comporte os enrolamentos uma das possibilidades é atuar na relação D_r/D_s, aumentando o valor da altura do pólo da parte móvel h_s, conseqüentemente a área da janela da parte móvel. Outra opção seria diminuir o valor do ângulo do estator β_s, contudo, esta opção é mais significativa, pois estaria afetando a região de conjugado efetivo τ_e.

3.3. Verificação do Projeto

Com a conclusão do procedimento de projeto do MLRC é necessário averiguar as características que irão definir os parâmetros elétrico e magnético da máquina. A verificação do projeto inclui os cálculos analíticos das indutâncias da fase, tanto no alinhamento quanto no não alinhamento máximo dos pólos da parte móvel e da parte fixa, e das forças de propulsão, lateral e de atração/normal entre as partes que constituem o núcleo magnético, bem como realizar uma comparação destes com os resultados obtidos com a *Análise dos Elementos*

*Finitos**.

3.3.1. Cálculo Analítico das Indutâncias

O cálculo analítico das indutâncias neste momento é justificável, pois a força de propulsão do MLRC está associada diretamente à taxa de variação da indutância em função da posição da parte móvel e ao quadrado da corrente na fase. Assim com a obtenção das indutâncias mínima L_{min} e máxima L_{max} é possível averiguar a força de propulsão desenvolvida pelo motor.

As indutâncias são calculadas empregando o conceito de permeâncias no entreferro, que por sua vez utilizam os padrões de caminhos de fluxos magnéticos indicados nas Figuras 3.6 e 3.7. As linhas de campo são assumidas como sendo segmentos de linhas retas e arcos circulares. Estas linhas representam satisfatoriamente as observadas nas situações de total alinhamento e não alinhamento máximo dos pólos.

3.3.1.1. Indutância Máxima

A indutância máxima L_{max} da fase ocorre quando os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor estão alinhados ou sobrepostos. Logo nesta condição relativa entre os pólos, a densidade de fluxo magnético do pólo da parte móvel B_s é assumida igual à densidade de fluxo magnético do entreferro B_g, e a densidade de fluxo magnético no caminho magnético entre os pólos da parte móvel é calculada utilizando o valor obtido para área do caminho magnético que interliga os pólos da parte móvel definida pela equação 3.35. Dessa forma a

* A Análise dos Elementos Finitos é uma técnica numérica baseada nas equações de Maxwell empregada para cálculo de campos magnéticos e que auxilia na avaliação da geometria do dispositivo projetado.

densidade de fluxo magnético no pólo da parte fixa do núcleo magnético B_f é calculada por meio de

$$B_f = \frac{A_s.B_s}{A_r}. \tag{3.45}$$

A permeância do entreferro, para a posição de alinhamento relativo dos pólos, é calculada utilizando o procedimento esboçado em [6] e [36] e sintetizado em [7], através de

$$P_g = \mu_o.L.\left\{\frac{w_{sp}+w_{fp}}{2.g}+2.\left[\frac{1}{\pi}.ln\left(1+\frac{h_s}{4.g}\right)+0.26\right]\right\}. \tag{3.46}$$

Esta formulação contempla o cálculo da permeância no entreferro, sendo consideradas linhas de fluxo magnético concentradas nas regiões indicadas na Figura 3.6.

A corrente total por volta ou ampere-espira AT $(N.i)$, para a corrente de referência, é dada por

$$\begin{aligned} AT = 2.\frac{B_s.A_s}{P_g}+2.H_s.\left(h_s+\frac{C_s}{2}\right)+3.H_{sy}.\left(w_{sp}+w_{ss}\right)+ \\ 2.H_r.\left(h_r+\frac{C_f}{2}\right)+2.H_{fy}.\left(w_{fp}+w_{fs}\right) \end{aligned} \tag{3.47}$$

onde H_s, H_{sy}, H_r, e H_{fy} são as intensidades de campos magnéticos no pólo da parte móvel, no caminho magnético que interliga os pólos da parte móvel, no pólo da parte fixa do núcleo, e no caminho magnético que interliga os pólos da parte fixa do núcleo, respectivamente. Estes

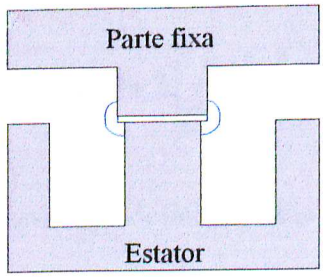


Figura 3.6 – Permeância no Entreferro com Pólos Alinhados.

valores são obtidos a partir da curva de magnetização BH do material magnético empregado para construção do núcleo magnético da máquina. Logo a indutância, na posição de alinhamento dos pólos, para a corrente de referência, é calculada como

$$L_{\max} = \frac{N.\phi}{i} = \frac{AT.B_s.A_s}{i^2}. \tag{3.48}$$

Haja vista que na etapa de projeto $A_s = A_y$ e $A_r = A_{ry}$, as densidades de fluxos $B_s = B_y$ e $B_r = B_{ry}$, os valores de B_r e B_{ry} são calculados com

$$B_r = B_{fy} = \frac{B_s.A_s}{A_r} = \frac{B_s.w_{sp}}{w_{fp}}. \tag{3.49}$$

3.3.1.2. Indutância Mínima

A indutância da fase assume o valor mínimo $L_{\min}$ quando os pólos da parte móvel e da parte fixa do núcleo magnético estão no desalinhamento máximo um em relação ao outro. Como já citado, a força de propulsão do MLRC é diretamente proporcional a taxa de variação da indutância em relação ao deslocamento. Logo, esta grandeza tem uma importância muito grande na determinação das características de força do motor. O valor da indutância mínima é calculada de acordo com o definido em [6] e [36] e também sintetizado em [7]. Assim, a permeância no entreferro para a posição de não alinhamento máximo dos pólos da parte móvel e da parte fixa é calculada como

$$P_{gu} = \mu_o.L.\left[2\times 1.3229 + 2.\left(\frac{h_s}{w_{ss}} - \frac{2}{\pi}\right) + \frac{w_{sp}}{2.(g+h_r)}\right]. \tag{3.50}$$

Esta permeância é calculada a partir da definição dos caminhos definidos para o fluxo magnético no entreferro como apresentado na Figura 3.7.

A indutância mínima L_{min} é diretamente obtida por meio de

$$L_{\min} = 2.\left(\frac{N}{2}\right)^2 .P_{gu} . \tag{3.51}$$

Pode ser observado a partir das equações 3.50 e 3.51 que as dimensões do pólo e da ranhura influenciam no valor da indutância mínima. Por sua vez, estas dimensões são definidas pelo número de pólos e pelo valor do ângulo do estator β_s.

3.3.2. Cálculo Analítico das Forças

A aplicação de pulsos de correntes nos enrolamentos das fases do motor numa determinada sequência e em posições predeterminadas dá origem a forças entre as partes que constituem o núcleo magnético. Caso a estrutura que contém o motor linear permita haverá o deslocamento da parte móvel da máquina como resultado da atuação destas forças. Assim, cabe aqui realizar o cálculo analítico das forças que atuam no motor linear com o intuito de averiguar se a força responsável pela propulsão é suficiente para atender as especificações de projeto do MLRC, bem como detectar as forças lateral e normal que devem ser consideradas na construção da estrutura que sustenta a máquina.

Com referência à Figura 3.5, as forças nas direções *x*, *y* e *z*, isto é, a força de propulsão f_x, a força lateral f_y e a força normal f_z, podem ser calculadas utilizando os princípios da conservação de energia. A equação do balanço de energia sobre o dispositivo apresentado na

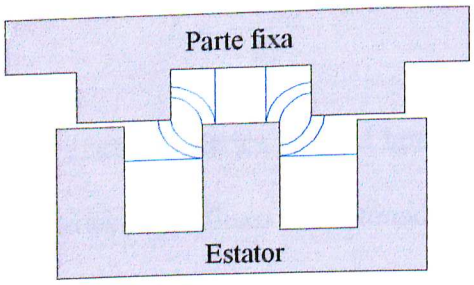


Figura 3.7 – Permeância no Entreferro com Pólos Desalinhados

Figura 3.5 conduz, de forma ideal, a

$$dW_{ele} = dW_{mec} + dW_{cmp}, \tag{3.52}$$

onde dW_{ele} é a variação incremental da energia elétrica fornecida pela fonte de alimentação, dW_{mec} é a variação incremental da energia mecânica e dW_{cmp} é a variação incremental da energia armazenada na forma de uma campo magnético.

As forças estão associadas a energia mecânica que é necessária para que ocorra o deslocamento da parte móvel na estrutura. Assim se o dispositivo possui uma força média f_m atuando e produzindo um deslocamento Δd, a energia associada a este deslocamento é ΔW_{mec}, que é igual a variação da energia mecânica do sistema, definida como

$$\Delta W_{mec} = f_m . \Delta d . \tag{3.53}$$

A força média f_m na equação 3.53 é resultante da composição das força de propulsão f_x, força lateral f_y e força normal f_z, nos eixos x, y e z, respectivamente. Assim estas forças podem ser obtidas em função da variação da energia mecânica do sistema por meio de

$$f_x = \frac{dW_{mec}}{dx}, \tag{3.54}$$

$$f_y = \frac{dW_{mec}}{dy}, \tag{3.55}$$

$$f_z = \frac{dW_{mec}}{dz}. \tag{3.56}$$

A variação incremental da energia elétrica dW_{ele} é igual ao produto da corrente elétrica que circula no enrolamento pela variação do fluxo concatenado

$$dW_{ele} = i.d\lambda, \tag{3.57}$$

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

onde $\lambda = N.\phi$.

A partir da relação apresentada na equação 3.57 a variação incremental da energia elétrica dW_{ele} resulta em

$$dW_{ele} = \frac{\phi.z}{\mu_o.x.y}.d\phi\,. \tag{3.58}$$

Admitindo que o circuito magnético opere com permeabilidade magnética constante, invariável com a corrente que circula pelos enrolamentos, pode-se afirmar que a indutância é magneticamente linear, e pode-se demonstrar que a energia armazenada na forma de um campo magnético W_{cmp} é

$$W_{cmp} = \frac{1}{2}.\frac{\mu_o.N^2.i^2.x.y}{z}. \tag{3.59}$$

Como

$$N.i = \frac{\phi.z}{\mu_o.x.y}, \tag{3.60}$$

pode-se representar a energia armazenada W_{cmp} por meio de

$$W_{cmp} = \frac{1}{2}.\frac{\phi^2.z}{\mu_o.x.y}. \tag{3.61}$$

A variação incremental da energia magnética armazenada dW_{cmp}, associada ao deslocamento dx, e que é responsável pela força de propulsão f_x, é expressa por

$$dW_{cmp} = -\frac{\phi^2.z}{2.\mu_o.x^2.y}.dx + \frac{\phi.z}{\mu_o.x.y}.d\phi\,. \tag{3.62}$$

Assim a partir da equações 3.52, 3.58 e 3.62 tem-se que a variação da energia mecânica na direção do eixo x é obtida através de

$$dW_{mec} = \frac{\phi^2.z}{2.\mu o.x^2.y}.dx, \tag{3.63}$$

resultando na força de propulsão f_x igual a

$$f_x = \frac{1}{2}.\frac{\phi^2.z}{\mu_o.x^2.y} = \frac{1}{2}.\frac{B_g^2.y.z}{\mu_o} = \frac{1}{2}.\frac{B_g^2.L.g}{\mu_o}. \tag{3.64}$$

De forma semelhante, as forças lateral f_y e normal f_z associadas aos eixos y e z, respectivamente, podem ser obtidas através de

$$f_y = \frac{1}{2}.\frac{\phi^2.z}{\mu_o.x.y^2} = \frac{1}{2}.\frac{B_g^2.x.z}{\mu_o} = \frac{1}{2}.\frac{B_g^2.w_{sp}.g}{\mu_o}, \tag{3.65}$$

$$f_z = -\frac{1}{2}.\frac{\phi^2}{\mu_o.x.y} = -\frac{1}{2}.\frac{B_g^2.x.y}{\mu_o} = -\frac{1}{2}.\frac{B_g^2.w_{sp}.L}{\mu_o}. \tag{3.66}$$

Caso seja considerado a parte ativa do dispositivo como sendo a parte inferior e estando a parte passiva fixada na parte superior da estrutura que suporta o núcleo, a força normal atuará no sentido de diminuir o entreferro, aproximando as duas faces dos pólos. Nesta configuração deverá ser considerada a força peso f_P da parte móvel, a qual é

$$f_P = M.a_g, \tag{3.67}$$

sendo M a massa total da parte móvel, considerando a carga a ser transportada, e a_g a aceleração gravitacional da terra. Feita esta consideração, a força normal f_z é igual a

$$f_z = -\frac{1}{2}\frac{B_g^2.w_{sp}.L_m}{\mu_o} + M.a_g. \tag{3.68}$$

3.4. Projeto de Protótipo

Quando da realização do projeto de um MRC é conveniente que se tenha definida a aplicação do mesmo, de modo que se possa idealizar todo o sistema, ou seja, a máquina, o conversor e o controle. Logo é conveniente se pensar não somente nas especificações em si da máquina, mas também nas especificações do conversor que influenciarão diretamente nos enrolamentos do motor, o que pode tornar viável ou não o projeto da máquina especificada. Assim no que segue serão apresentadas as especificações para um MLRC que será projetado de acordo com o procedimento descrito nas seções anteriores e que tem por objetivo, como primeiro protótipo, servir para estudos em laboratório que envolvam o acionamento deste tipo de máquina – conversores, controladores e o projeto em si.

Portanto, no que segue poderão ser verificadas as especificações para esta máquina, bem como os resultados de projeto obtidos.

3.4.1. Motor Linear a Relutância Chaveado

As especificações para a construção do protótipo de um MLRC foram definidas considerando que o protótipo deverá ser ensaiado em laboratório, dentro de um espaço físico pequeno, porém devendo-se observar as características de partida, regime permanente, mudança de referência de velocidade e frenagem, o que são características típicas de uma planta industrial. Com este intuito foram determinadas as características do MLRC conforme consta na Tabela 3.1.

O material previsto para construção do núcleo se constitui de lâminas de aço silício com grãos não orientados com espessura de 0.5mm e altura de 80mm, disponível em bobinas longas. A curva de magnetização *BH* do material magnético, levantada experimentalmente, é esboçada na Figura 3.8. Note que a densidade magnética definida para o entreferro se

Tabela 3.1

Especificações de Projeto do Motor Linear a Relutância Chaveado

01	Velocidade linear – v_m – m/s	0,75
02	Aceleração/desaceleração – a_a/a_d – m/s^2	2,00
03	Massa total da parte móvel (com carga) – M – Kg	20,00
04	Força por unidade de área da parte ativa – kN/m^2	3,75
05	Densidade magnética no entreferro – B_g – T	1,20
06	Densidade de corrente – J – A/mm^2	6,00
07	Corrente de fase – i – A	8,50
08	Número de fases – m	3,00
09	Pólos no estator – N_s	6,00
10	Pólos no rotor – N_t	4,00
11	Entreferro – g – mm	1,00

encontra no *"joelho"* da curva de magnetização *BH* do material.

As medidas que caracterizam o MLRC projetado são as listadas na Tabela 3.2.

Na verificação do projeto do motor linear são realizados os cálculos analíticos das indutâncias máxima L_{max} (pólos alinhados) e mínima L_{min} (pólos desalinhados) e pode ser constatado que as características de força de propulsão f_x atendem às especificações de

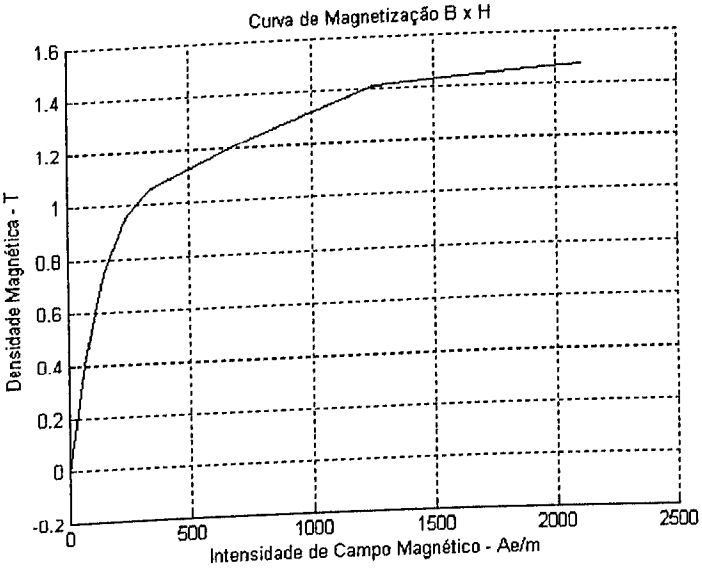


Figura 3.8 – Curva de Magnetização *BH* das Lâminas de Aço-silício de Grãos Não-orientado

Tabela 3.2

Resultados de Projeto do Motor Linear a Relutância Chaveado

01	Largura do pólo da parte móvel – w_{sp} – mm	15,25
02	Largura do pólo da parte fixa – w_{fp} – mm	18,30
03	Largura da ranhura da parte móvel – w_{ss} – mm	15,25
04	Largura da ranhura da parte fixa – w_{fs} – mm	27,45
05	Altura do pólo da parte móvel – h_s – mm	21,16
06	Altura do pólo da parte fixa – h_f – mm	9,82
07	Altura do caminho que interliga os pólos da parte móvel – C_s – mm	21,16
08	Altura do caminho que interliga os pólos da parte fixa – C_f – mm	18,30
09	Profundidade do núcleo magnético – L_{nu} – mm	58,27
10	Área do condutor dos enrolamentos – a_c – mm^2	0,82
11	Número de voltas dos enrolamentos por fase – N	224
12	Indutância máxima – L_{max} – mH	30,40
13	Indutância mínima – L_{min} – mH	9,00
14	Força de propulsão – f_x – N	52,71
15	Força lateral – f_y – N	13,8
16	Força normal – f_z – N	-608,12

projeto do motor. O valor negativo da força normal f_z apresentado se deve à força que age no sentido de diminuir o entreferro da máquina. A *Análise dos Elementos Finitos* é empregada para avaliar a geometria obtida para o motor projetado, sendo utilizado o aplicativo FEMLAB 2.2**, o qual pode ser empregado em conjunto com o aplicativo Matlab 6.0***. As informações obtidas são as linhas equipotenciais de potencial magnético e a densidade magnética. Estas informações são úteis, pois a inspeção visual permite uma análise qualitativa do fenômeno tratado, fornecendo subsídios para alterar ou melhorar a estrutura como um todo [37]. Note nas figuras a seguir que a região onde as linhas equipotenciais se aproximam uma às outras

**FEMLAB é marca registrada da COMSOL AB.

corresponde a uma região onde há uma maior densidade magnética. Contrariamente, onde as linhas se afastam entre si, a densidade magnética é menor.

Com o alinhamento dos pólos, como apresentado na Figura 3.9, nota-se que mais linhas de potencial magnético atravessam o entreferro formado pelos pólos salientes. Esta característica sugere que menos dispersão ocorre nesta situação quando comparada à Figura 3.11. Observe nas bases dos pólos das partes móveis apresentados na Figura 3.9 o efeito do arredondamento da base do pólo. Nota-se que as linhas estão mais próximas umas às outras nas bases dos pólos da parte móvel não arredondados, caracterizando uma maior densidade magnética nesta região. A densidade magnética B no motor com os pólos alinhados é esboçada na Figura 3.10. Nesta situação a relutância do circuito magnético é mínima e o fluxo máximo. Pode ser constatado que as densidades magnéticas nos pólos da parte móvel e no entreferro estão próximas do valor definido no projeto do motor. Agora fica evidente o efeito do arredondamento nas bases dos pólos das partes móveis. Na Figura 3.10 é visto também que este pequeno detalhe na base faz reduzir a densidade magnética localmente, ficando bastante sensível pela Figura 3.10(d) a saturação local apresentada na base no pólo.

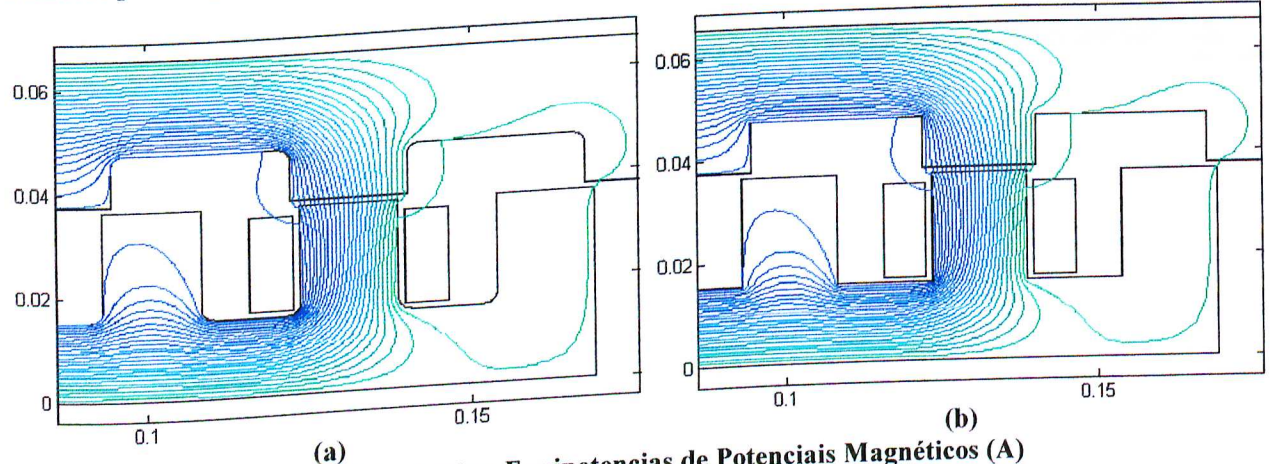


Figura 3.9 - Linhas Equipotencias de Potenciais Magnéticos (A)
(a) Base Arredondada; (b) Base Reta

***MATLAB é marca registrada da THE MATHWORKS, INC.

Quando os pólos do motor estão desalinhados ou no início do alinhamento a densidade magnética no circuito magnético é bastante pequena, havendo maior concentração de fluxo magnético na base do pólo do a parte móvel energizado e no entreferro como visualmente destacado nas Figuras 3.11 e 3.12. Esta situação é esperada, pois como os pólos estão desalinhados a relutância do circuito magnético é alta, resultando num fluxo magnético menor.

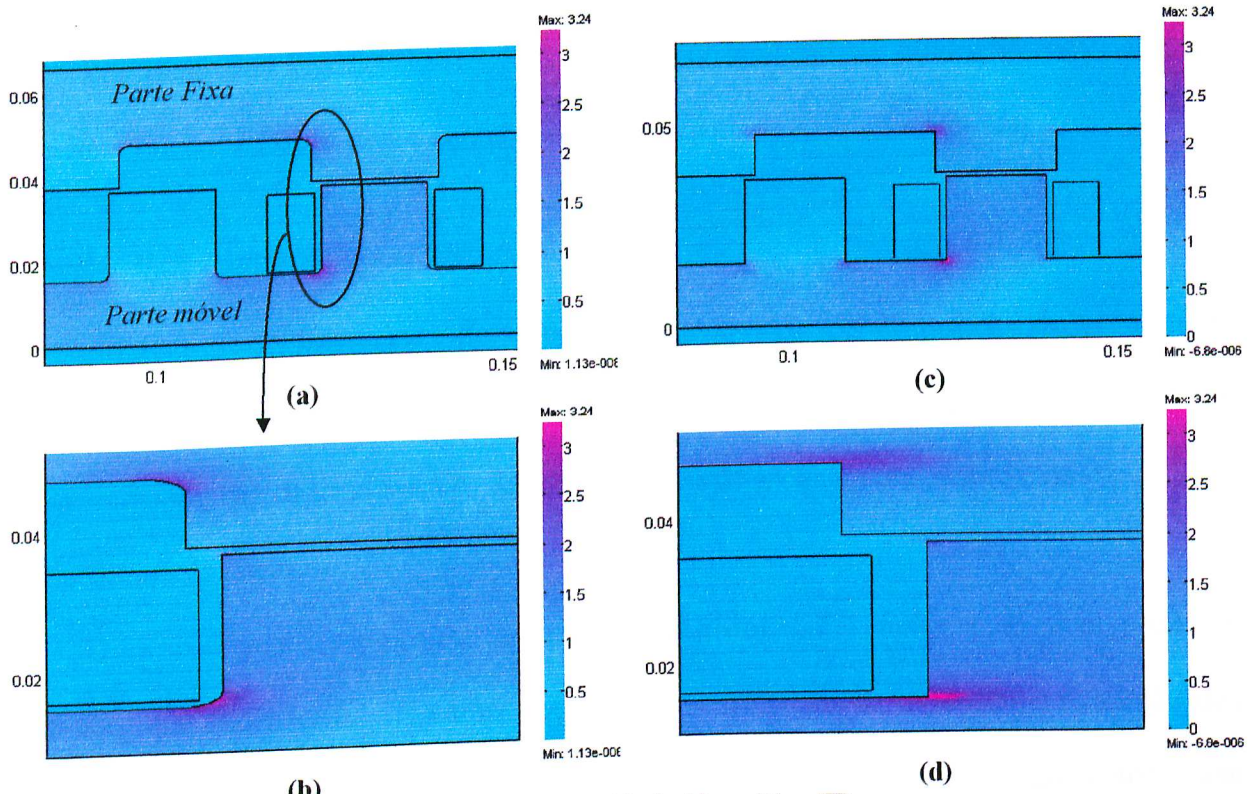


Figura 3.10 – Densidade Magnética (T)
Pólos Alinhados

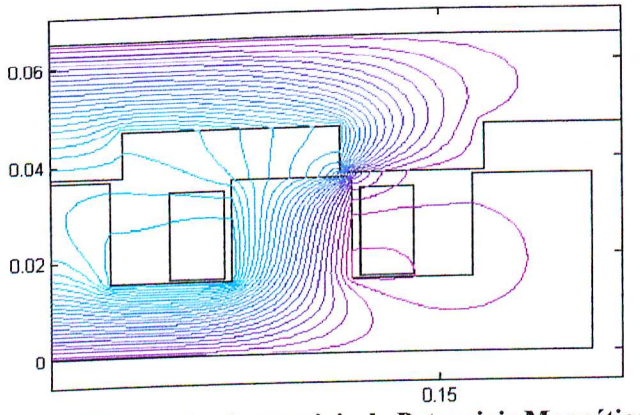


Figura 3.11 - Linhas Equipotenciais de Potenciais Magnéticos (A)
Pólos Desalinhados

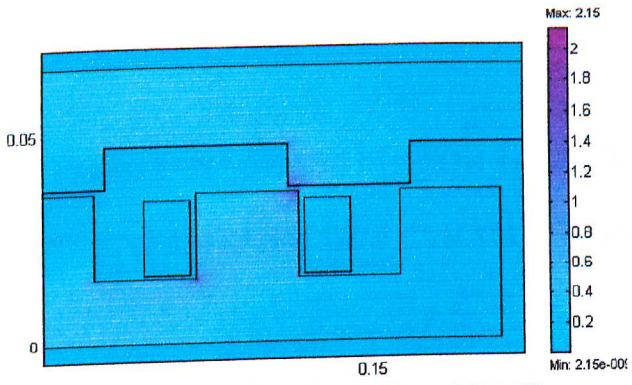


Figura 3.12 – Densidade Magnética (T)
Pólos Desalinhados

Por meio das Figuras 3.9-12 fica clara a contribuição da utilização da *Análise dos Elementos Finitos* na otimização da geometria no projeto de máquinas elétricas.

3.5. Conclusão

Ao final deste Capítulo pôde-se verificar a metodologia de projeto empregada para projetar um protótipo de um MLRC. É projetado um motor linear que apresenta 3 fases, equivalente a um motor rotativo 6/4, destacando que não há ainda um procedimento padrão de projeto do motor linear.

O procedimento de projeto se mostra relativamente simples e ao final pode ser constatado que são necessárias várias considerações ao longo da execução e avaliação dos resultados obtidos do projeto para que se finalize com as dimensões físicas do motor. Cabe oportunamente chamar a atenção para a questão da relação entre a área da ranhura e a área do enrolamento, sendo que a definição da relação entre os diâmetros interno e externo do estator do motor rotativo equivalente vão influir diretamente na altura do pólo da parte móvel e conseqüentemente na área destinada aos enrolamentos. Outra questão a ser salientada é com relação a um aumento no número de fases do motor que pode exercer influência no aumento no valor da indutância mínima, refletindo, portanto, na força de saída. Por fim, a *Análise dos Elementos Finitos* propiciou a avaliação da geometria da máquina.

CAPÍTULO IV

CONSTRUÇÃO DE PROTÓTIPO DE UM MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO E LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS ESTÁTICOS

4.1. Introdução

Neste Capítulo será descrito o procedimento construtivo do protótipo do MLRC a partir das características físicas definidas durante a etapa de projeto. Descreve-se também o levantamento dos parâmetros estáticos do motor linear, que são as curvas de magnetização, as curvas das indutâncias das fases e as forças de propulsão associadas as fases.

Sobre os procedimentos construtivos, no que segue, serão descritos os passos e cuidados tomados durante a construção do MLRC. São abordados aspectos relacionados a construção da estrutura que suporta o núcleo, o núcleo magnético em si e os enrolamentos, assim como da lâmina ranhurada. Este dispositivo é útil durante o acionamento desta máquina na detecção da parte móvel do motor.

Para a obtenção das curvas de magnetização e de indutâncias são realizadas aquisições de dados de tensões e correntes, para diversas posições relativas entre a parte móvel e a parte fixa do núcleo, sendo que para cada posição, diferentes valores de correntes circulando pelo enrolamento, que devidamente processadas fornecem as características de magnetização do motor. As forças envolvidas no sistema, devido as características construtivas do motor, são a força de propulsão f_x e a força normal f_z. A força de propulsão f_x será medida por meio de uma célula de carga, para diversas posições relativas entre os pólos e para diferentes valores de corrente.

4.2. Construção do Protótipo do Motor Linear

As seguintes etapas foram seguidas durante a construção do motor linear:

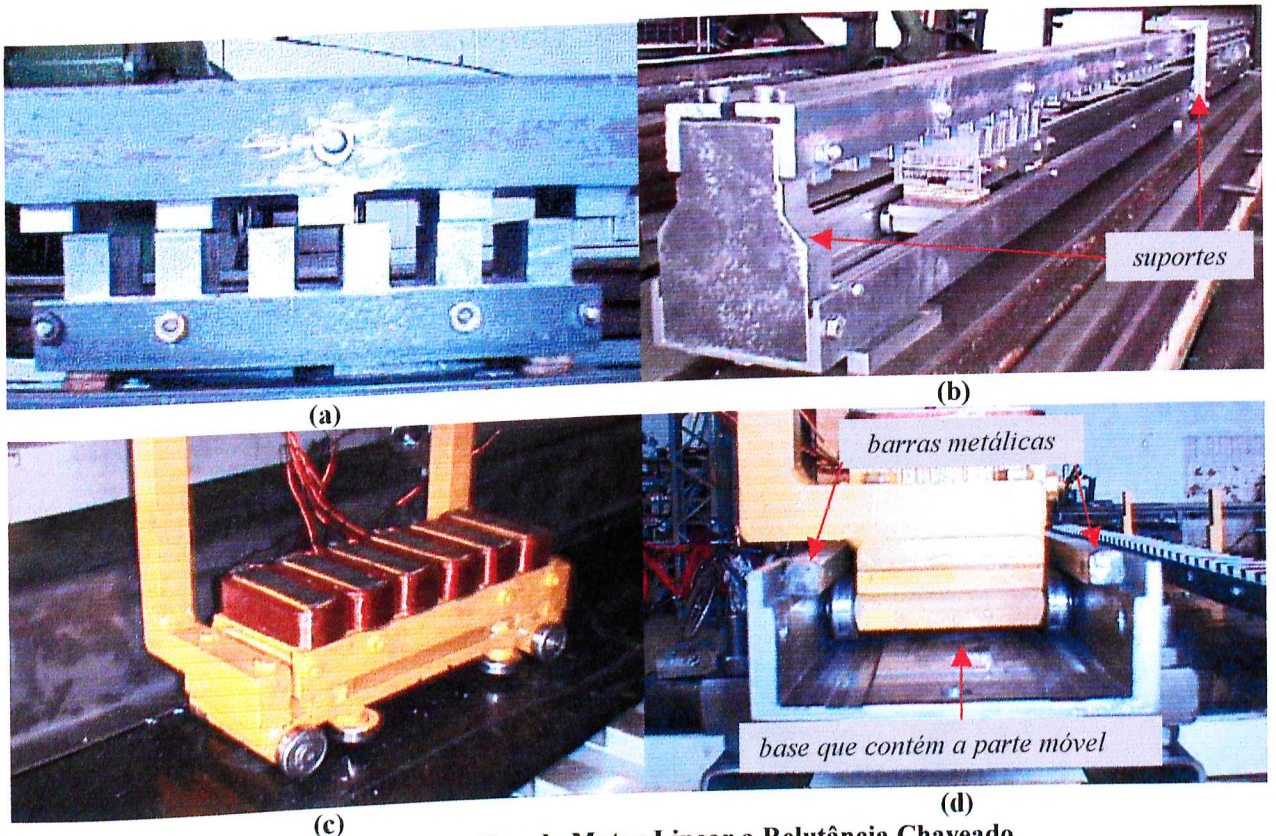
- definição da estrutura que suporta o núcleo;
- construção do núcleo magnético;
- construção da estrutura que comporta o núcleo magnético e;
- construção dos enrolamentos.

A parte ativa do núcleo do motor linear é a parte inferior, ficando a parte passiva fixada na parte superior da estrutura que suporta o núcleo. Optou-se por esta configuração porque a ação força normal entre os pólos da parte móvel e da parte fixa será em parte contrabalançada pelo peso da estrutura da parte móvel e da carga transportada, exigindo um pouco menos da estrutura que sustenta o motor, e esta é a configuração adotada para efeito de estudos de levitação magnética.

Com relação a construção do circuito magnético, a parte móvel e a parte fixa são construídos com lâminas/chapas de aço silício de grão não orientado (GNO) com espessura de 0.5mm e altura de 80mm. A parte móvel forma externamente um pacote com dimensões de 16,78x4x5,83cm (comprimento x altura x profundidade) e a parte fixa do núcleo apresenta as dimensões 253,73x4x5,83cm. Com estas dimensões a parte móvel apresenta 6 pólos e 5 ranhuras e a parte fixa longa tem 56 pólos e 54 ranhuras. As medidas dos pólos, e conseqüentemente das ranhuras, são aquelas apresentadas na Tabela 3.2.

Devido a limitações técnicas durante o processo de corte das lâminas, embora não sendo a opção mais conveniente, definiu-se pela construção do motor linear com as bases dos pólos retas (não arredondas). Contudo, o corte das lâminas apresentou um alto grau de precisão e bom acabamento, refletindo na uniformidade das superfícies dos pólos e das ranhuras.

Na Figura 4.1(a) podem ser vistos os pólos da parte móvel e da parte fixa durante o processo construtivo do motor. A parte móvel contém dois conjuntos de rolamentos que permitem e também limitam o seu deslocamento (Figura 4.1(c)). Para que o núcleo fique na disposição apresentada na Figura 4.1(a) é necessário uma estrutura metálica que suporte a parte fixa, bem como ofereça condições para o deslocamento da parte móvel. Assim sendo, foi construída a estrutura em ferro para sustentação do núcleo, constituída pelos suportes de sustentação da parte fixa do núcleo e pela base que contém a parte móvel como apresentado na foto da Figura 4.1(b,d). Os suportes para fixação da parte fixa foram construídos possibilitando o ajuste do tamanho do entrerro g e a retirada da parte móvel para fora da estrutura através de suas extremidades como na Figura 4.1(b). Barras metálicas, limitadoras do deslocamento da parte móvel no eixo z, são necessárias devido a grande intensidade da força normal f_z entre as partes que constituem o núcleo. Veja no detalhe da Figura 4.1(d) a



(a) (b) (c) (d)

Figura 4.1 – Detalhes do Motor Linear a Relutância Chaveado Durante o Processo Construtivo

base "U" que comporta a parte móvel.

A garantia do tamanho do entreferro foi alcançada através da montagem de dois excêntricos nas extremidades da base da parte móvel. Em cada excêntrico foram colocados rolamentos que deslizam apoiados na cantoneira que faz a amarração do núcleo da parte fixa. Como o conjunto excêntrico e os rolamentos estão fixados na base da parte móvel e os rolamentos estão apoiados na parte fixa, o tamanho do entreferro g fica garantido. Portanto, a estrutura final do motor linear resultou no conjunto apresentado na Figura 4.2. Observe detalhe do excêntrico na Figura 4.3.

Durante a construção do MLRC montou-se na estrutura do motor uma lâmina ranhurada que tem a função de indicar o momento de se chavear ou não determinada fase. A presença de ranhuras na lâmina, com o tamanho da largura do pólo da parte móvel e dentes com o tamanho de duas vezes a largura do pólo da parte móvel, permitem gerar a informação da posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa, possibilitando desta forma o



Figura 4.2 – Estrutura Final do Motor Linear a Relutância Chaveado

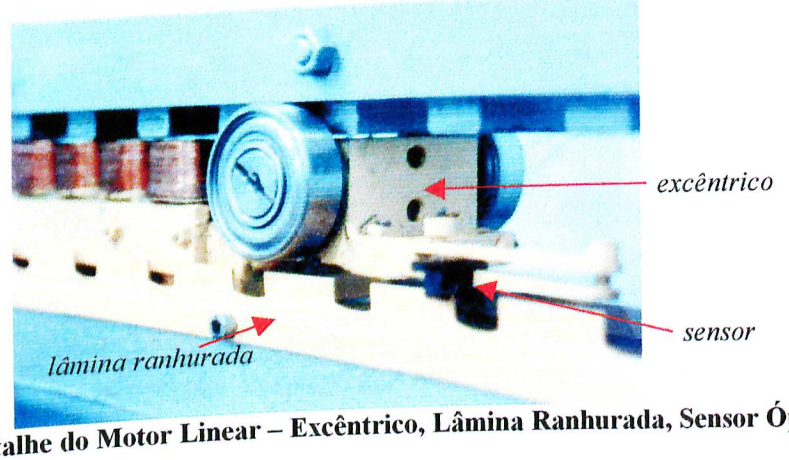


Figura 4.3 – Detalhe do Motor Linear – Excêntrico, Lâmina Ranhurada, Sensor Óptico

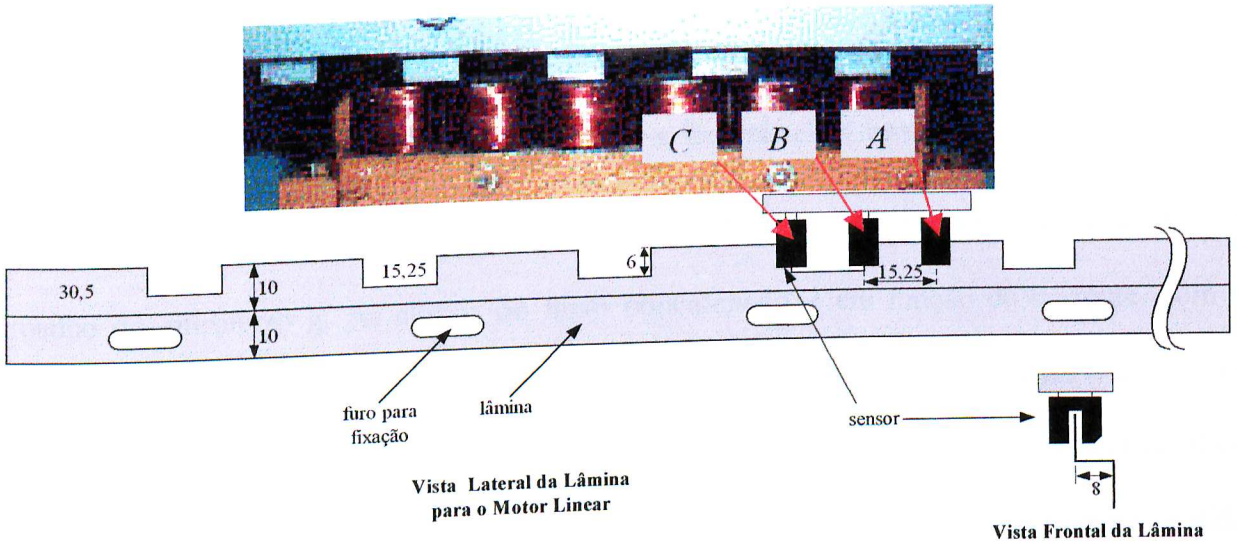


Figura 4.4 – Detalhe da Lâminha Ranhurada para Detecção de Posição Relativa entre os Pólos da Parte Móvel e da Parte Fixa

correto chaveamento dos enrolamentos. Veja na Figura 4.4 a função da lâmina ranhurada. Na condição apresentada pela figura é fornecida a informação pelos sensores ópticos de que a fase A está com os pólos da parte móvel e da parte fixa alinhados. No entanto, tanto a fase B ou C podem ser alimentadas, dependendo do sentido de deslocamento desejado.

Os enrolamentos foram construídos atendendo as especificações do número de voltas, de camadas verticais e horizontais, N, N_v e N_h, respectivamente. A construção seguiu um procedimento artesanal. Os enrolamentos foram simplesmente encaixados nos pólos, uma vez que estes foram construídos sob medida, garantindo a isolação elétrica do núcleo. Veja na Figura 4.5 a fotografia da parte móvel montada com os enrolamentos. Observe entre os



Figura 4.5 – Detalhe dos Enrolamentos Montados na Parte Móvel

enrolamentos as lâminas de madeira e sob os mesmos os isolantes plásticos (em branco).

4.3. Curvas de Magnetização do Motor Linear a Relutância Chaveado

Um aspecto a ser considerado durante a etapa de projeto do motor a relutância é o tamanho do entreferro g. As curvas do fluxo concatenado λ em função da corrente, com a posição relativa entre os pólos do motor como parâmetro, são observadas com o intuito de avaliar as diferentes possibilidades no projeto de um MRC e, também, para verificar ao final desta seção, a partir da curva de magnetização do protótipo do motor linear obtida experimentalmente, onde o mesmo se enquadra na análise.

Com relação ao motor linear da Figura 4.6, considere que não há nenhuma interação entre as fases do motor e que o enrolamento da parte móvel está ligado em série como indicado na figura (AA', BB' e CC'). Agora, observe na Figura 4.7 as curvas de magnetização para as posições de alinhamento e não alinhamento máximo dos pólos da parte móvel e da parte fixa do núcleo do motor. Os laços esboçados na figura indicam dois tamanhos diferentes de entreferros g, sendo tipicamente verificadas na literatura. O laço 1 é característico de um entreferro g maior, apresentando pouca ou quase nenhuma saturação magnética, e o laço 2 mostra a situação na qual o motor é submetido a uma elevada saturação, condição em que o entreferro g é pequeno. Para estas situações a máquina é construída a partir do mesmo material, para operar à mesma velocidade, à mesma corrente de fase e à mesma força contra-eletromotriz, exceto o tamanho do entreferro g. A partir destas considerações, a saturação magnética é devida ao menor entreferro definido, associada às dimensões que definem o

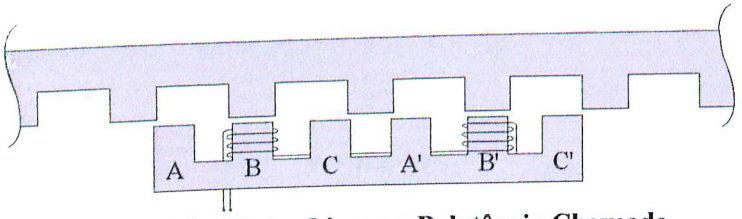


Figura 4.6 – Motor Linear a Relutância Chaveado

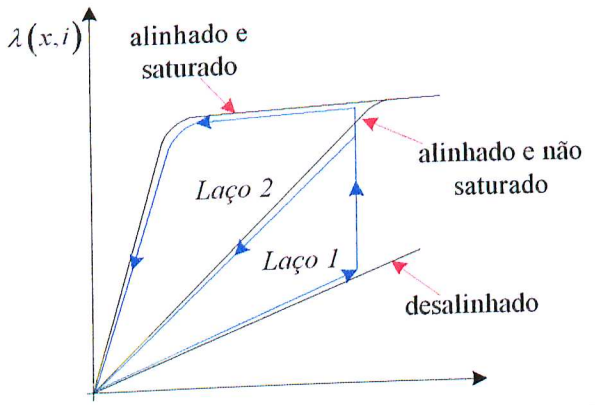


Figura 4.7 – Curvas de Magnetização em Função da Corrente e da Posição

circuito magnético. Portanto, nesta análise, a capacidade de conversão de energia do MRC está associada à trajetória definida pelos laços apresentados na Figura 4.7, ficando evidente que a maior capacidade de conversão de energia ocorreria se não houvesse a saturação do circuito magnético. Fica claro também que, para maximizar a capacidade de fornecimento de potência da máquina, o motor deve ser projetado com um pequeno entreferro g, associado a dimensões que não propiciem a saturação da máquina quando os pólos da parte móvel e do rotor se alinham, com a corrente nomimal sendo aplicada no enrolamento. Como já mencionado durante a etapa de projeto do MLRC, as máquinas elétricas lineares apresentam um entreferro g grande. Logo, espera-se que a curva de magnetização do protótipo do motor linear construído apresente as curvas de magnetização, associadas a cada posição relativa entre os pólos e a corrente que circula pelos enrolamentos, dentro da região do laço 1 da Figura 4.7.

A curva de magnetização do MLRC pode ser obtida a partir da teoria da conversão eletromecânica de energia. Como já apresentado no Capítulo II a equação de tensão para uma fase deste motor é

$$v = R.i + e\,. \tag{4.1}$$

A força contra eletromotriz e é alcançada pela Lei de Faraday, sendo igual a derivada do fluxo concatenado λ em relação ao tempo, ou

$$e = \frac{\partial \lambda}{\partial t}. \tag{4.2}$$

À velocidade constante, a equação 4.2 pode ser escrita como

$$e = \frac{\partial \lambda}{\partial t} = v_m . \frac{\partial \lambda}{\partial x}, \tag{4.3}$$

onde v_m é a velocidade de propulsão em metros por segundo. O fluxo concatenado λ pode ser representado por um conjunto de curvas do fluxo λ em função da corrente i com a posição x como parâmetro, ou um conjunto de curvas de fluxo λ em função da posição x com a corrente i como parâmetro (Figura 4.7).

A partir das equações 4.1 e 4.2 tem-se que

$$\frac{\partial \lambda}{\partial t} = v - R.i, \tag{4.4}$$

e o fluxo concatenado λ pode ser obtido por meio da integração da equação 4.4. Assim pode-se obter experimentalmente a curva de magnetização do motor a partir dos valores de tensão e corrente medidas para diversas posições relativas entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor linear.

Na implementação experimental foi utilizada uma fonte de alimentação C.A. da HP* para fornecer sinais de tensão e corrente confiáveis, sendo empregados sensores de efeito *"Hall"* para adequar os sinais a valores convenientes para a placa de aquisição** de dados

* HP 6834A, $300V_{rms}$, 4500VA 3ϕ, A.C. Power Source/Analyzer by Hewlett Packard.
** CIO-DAS16/330, by Computer Boards, Inc.

empregada. Portanto, com os dados obtidos chegou-se à curva de magnetização esboçada na Figura 4.8, onde pode ser visto o fluxo concatenado λ como função da corrente i, em diferentes posições x da parte móvel (do alinhamento ao não alinhamento máximo do pólos). Segundo [32] a linha de entreferro indicada na figura, tangente ao trecho inferior da curva, reflete aproximadamente, o grau de saturação presente.

Oportunamente cabe salientar que as curvas de magnetização podem ser calculadas analiticamente ou obtidas a partir de dados medidos ou ainda por meio de cálculos que utilizem a Análise dos Elementos Finitos. Especificamente dados medidos, armazenados em uma matriz ou vetores, não resultam em curvas suaves. Isto implica na necessidade de utilizar um processo de ajuste de curvas para que as curvas possam apresentar um formato mais comportado, pois erros espúrios podem ser amplificados, manisfestando-se visivelmente através de seções irregulares na curva [15]. Assim as curvas que são apresentadas na Figura 4.8 são o resultado da utilização de uma função polinomial de 4ª ordem disponível no Matlab.

A partir da curva de magnetização o valor máximo de densidade de fluxo magnético pode ser obtido. Isto serve para verificar se o motor irá operar com a densidade de fluxo B, definida durante a etapa de projeto do motor, quando circula corrente nominal i pelos

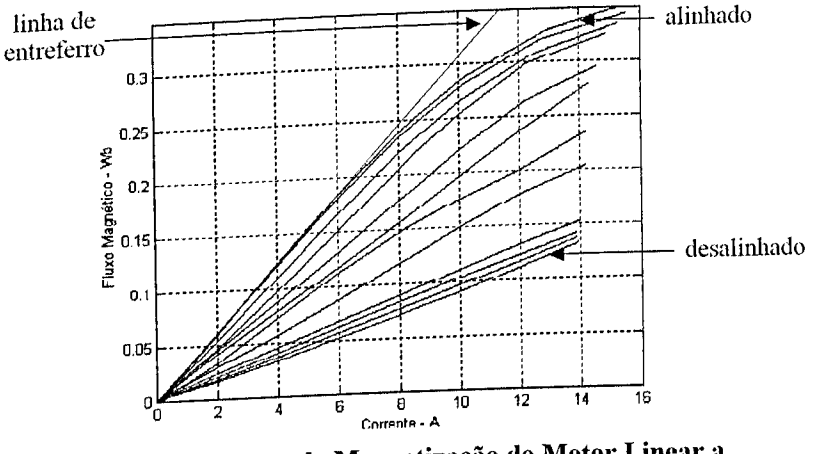


Figura 4.8 – Curvas de Magnetização do Motor Linear a Relutância Chaveado - Experimental

enrolamentos. Por meio da relação entre o fluxo concatenado λ e as dimensões do pólo da parte móvel e o número de voltas do enrolamento pode-se facilmente chegar ao valor da densidade de fluxo no pólo da parte móvel, próxima da densidade magnética no entreferro B_g através da relação

$$B_g = \frac{\lambda}{N.w_{sp}.L_{ml}}. \tag{4.5}$$

Portanto, a partir da Figura 4.8, constata-se que o fluxo concatenado λ é de aproximadamente 0.25Wb quando a corrente nominal de 8,5 amperes é aplicada no enrolamento. Com os demais dados disponíveis na Tabela 2.2 o valor da densidade magnética B é de 1,29 T.

Ainda com relação as curvas de magnetização do motor linear da Figura 4.8, pode-se verificar que as características de curvatura apresentadas são semelhantes àquelas que estariam dentro do laço 1 da Figura 4.7, ou seja, o maior entreferro g inerente do motor linear faz esta máquina operar com um circuito magnético linear.

4.4. Resistências e Indutâncias do Protótipo do Motor Linear a Relutância Chaveado

As curvas de magnetização na posição de alinhamento e não alinhamento máximo dos pólos determinam a energia máxima que pode ser convertida pelo MRC. Logo as indutâncias mínima $L_{\min}$ e máxima $L_{\max}$ podem ser obtidas através da curva de magnetização como realizado em [14]. Outro processo é utilizar o circuito elétrico equivalente de uma fase e injetar corrente alternada no enrolamento. No que segue será descrito este procedimento, pois os dados de tensão e corrente são os mesmos utilizados anteriormente para levantar as curvas de magnetização.

O circuito elétrico de uma fase do MLRC é composto pela resistência R e pela indutância L do enrolamento. A resistência definida pelas dimensões físicas do enrolamento,

ou seja, o número de voltas N, a área do condutor a_c e a resistividade do material ρ, pode ser obtida diretamente por meio de medições simples. Contudo, a indutância do enrolamento é definida em função da posição relativa entre os pólos, e também é função da corrente que circula pelo enrolamento. Como é sabido, o circuito magnético do MLRC é função das dimensões do caminho magnético. Logo a posição relativa entre os pólos implica numa maior ou menor relutância, ou numa menor ou maior indutância, pois está associado diretamente a área do entreferro. Assim na posição de desalinhamento máximo dos pólos ocorre a situação de menor indutância. Já na posição de total alinhamento dos pólos ocorre o caso de maior indutância da fase. Portanto, a indutância da fase assume um valor mínimo $L_{\min}$ e um valor máximo $L_{\max}$ que estão associados diretamente às posições relativas entre os pólos da parte móvel e da parte fixa e às correntes que circulam pelo enrolamento.

O valor da resistência da fase é medido diretamente a partir dos terminais do enrolamento, utilizando um ohmímetro, ou indiretamente através da aplicação de uma tensão C.C. que faz circular a corrente nominal. Deve-se tomar o cuidado aqui de realizar a devida correção de temperatura para a qual o motor deverá operar em regime permanente. Os valores obtidos para as resistências dos enrolamentos foram de um (1) ohm.

A curva da indutância em função da posição pode ser levantada aplicando a teoria de circuitos elétricos. Logo obtém-se a indutância através de

$$L = \frac{v_{\max}.\sin(\delta)}{2.\pi.f.i_{\max}}. \tag{4.6}$$

onde v_{max} e i_{max} são os valores máximos da tensão e da corrente, respectivemente, f é a frequência da fonte de tensão alternada aplicada na fase, e δ é o ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente do circuito. Portanto, para obtenção da curva da indutância é necessário somente realizar as medidas de tensão e corrente aplicadas no enrolamento para diversas

posições relativas e fazer o processamento dos dados de forma a obter o ângulo da diferença de fase δ e, na sequência, fazer uso da relação representada pela equação 4.6. Cabe destacar que estas posições relativas são as várias posições que a parte móvel pode assumir durante um ciclo de variação da indutância.

Para um circuito magnético no qual existe uma relação linear entre a densidade magnética B e o campo magnético H, devido a permeabilidade constante do material ou à predominância do entreferro g, pode-se definir a relação entre o fluxo concatenado λ e a corrente i por meio da indutância L

$$L = \frac{\lambda}{i}. \tag{4.7}$$

Contudo, quando o circuito magnético apresenta não-linearidades é visto que a indutância L varia com a corrente i, e a taxa de variação depende tanto da posição quanto da corrente. Assim para até certos níveis de correntes a indutância do enrolamento permanece constante, indicando a região linear de operação do motor. Conforme a corrente aumenta a indutância começa a diminuir devido a saturação do circuito magnético, sendo este efeito menos pronunciado à medida que os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor ficam desalinhados [33].

Observe na Figura 4.9 as curvas de indutâncias obtidas. Para correntes de até 9 amperes não ocorre manifestação da saturação do circuito magnético do motor linear. Esta característica já está explicitada nas curvas de magnetização do motor apresentados na Figura 4.8. Durante a etapa de projeto do motor linear a corrente nominal i especificada para o motor foi de 8,5 amperes. Assim nota-se que os valores obtidos para a indutância máxima L_{max} = 30,2mH e para a indutância mínima L_{min} = 9,1mH são bastante próximos daquelas calculadas analiticamente através das equações 3.48 e 3.51, respectivamente, e apresentadas na Tabela

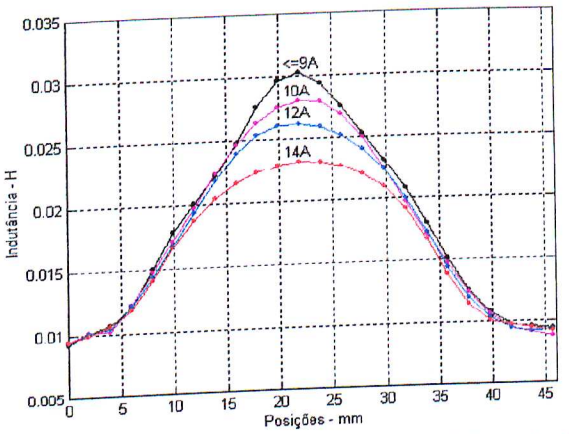


Figura 4.9 – Indutâncias em Função da Posição e da Corrente

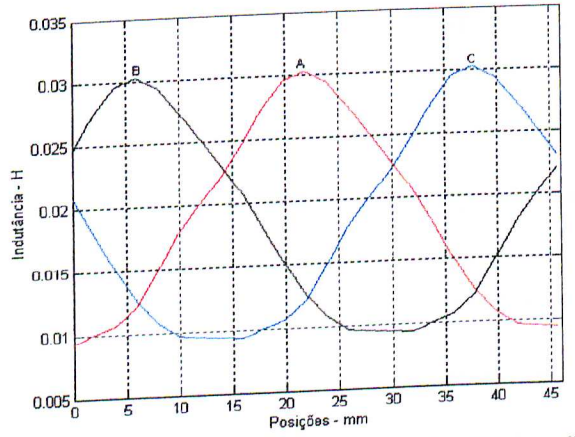


Figura 4.10 – Curvas das Indutâncias das Fases em Função da Posição

3.2. As curvas das indutâncias das fases do motor, levantadas experimentalmente e apresentadas na Figura 4.10, foram alcançadas com os mesmos dados empregados para a obtenção das curvas de magnetização.

A partir de dados experimentais pode-se obter a representação das curvas das indutâncias utilizando a Série de Fourier como já descrito. Contudo, os dados devem passar por um processo de *"suavização"* para evitar que erros espúrios sejam inseridos, especialmente na forma de onda da força que é diretamente proporcional a derivada da indutância da fase. Como já mencionado, são necessárias apenas as indutâncias l_j's e suas respectivas posições α_j's, associadas ao semiciclo de crescimento da indutância, para que se possa obter os perfis das indutâncias das fases através da representação pela Série de Fourier.

As curvas apresentadas nesta Figura 4.11 são resultados da aplicação das equações 2.41 e 2.42. O gráfico que apresentam as derivadas das indutâncias sugere a definição das posições para o fechamento e abertura das chaves do conversor eletrônico de potência, de modo que haja o aproveitamento da região de máxima produção de força no motor linear, tanto para a aceleração quanto para a frenagem da máquina. Ou seja, a partir desta figura pode ser visto que o motor apresentará *"ripple"* na força resultante, pois a envoltória das formas de ondas não é lisa, apresentando oscilações características do motor construído, contrariamente do que ocorre quando é realizada a análise da máquina com perfis das indutâncias e correntes ideais, como explicitado na Figura 3.3.

4.5. Força de Propulsão no Motor Linear a Relutância Chaveado

As forças envolvidas no sistema, devido as características construtivas do motor, são a força de propulsão f_x e a força normal f_z. O cálculo analítico destas forças foi realizado no Capítulo III, e estas tiveram o objetivo de validar o projeto realizado para o motor linear. Agora, a força de propulsão f_x será medida para diversas posições relativas entre os pólos e para alguns valores de corrente, objetivando verificar se a força desenvolvida pelo protótipo construído atende as especificações de projeto.

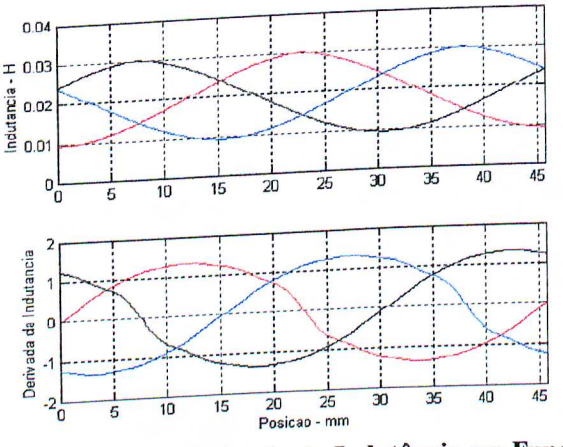


Figura 4.11 – Indutância e Derivada da Indutância em Função da Posição

A estrutura que contém o protótipo do MLRC foi construída de forma que a parte móvel possa realizar movimentos na direção do eixo x, permitindo também o ajuste do tamanho do entreferro g que está na direção do eixo z. Forças laterais, no eixo y, não devem existir, pois os pólos estão sempre alinhados nesta direção e a estrutura construída para abrigar o motor não permite movimentos nesta direção.

As medidas das forças de propulsão são realizadas utilizando uma célula de carga. Logo, as medidas que o conjunto de medição fornece são de forças estáticas proporcionais às forças de compressão ou distensão exercidas. Na Figura 4.12 pode ser visto o instrumento que fornece a leitura percentual do valor de fundo de escala da célula de carga utilizada. A célula de carga é fixada de forma rígida na estrutura que contém o motor e a parte móvel realiza forças de compressão sobre a célula, como pode ser visto nas fotografias da Figura 4.12. Observe o detalhe da posição relativa entre os pólos, conforme indicado na figura. Quando faz-se circular a corrente nominal pelos enrolamentos resulta numa força de aproximadamente 11,5% da capacidade nominal de medida da célula de carga, que neste caso é de 50Kgf. Isto significa que uma força de propulsão f_x de 56,39N é desenvolvida pelo motor neste instante.

Portanto, foram realizadas medidas de forças de propulsão f_x do protótipo do MLRC

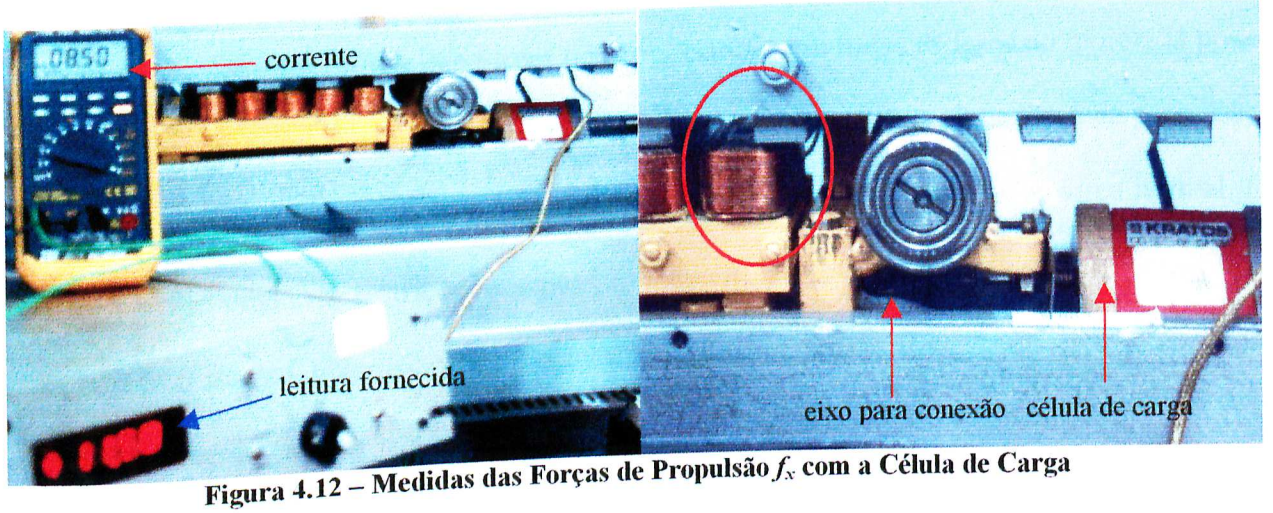
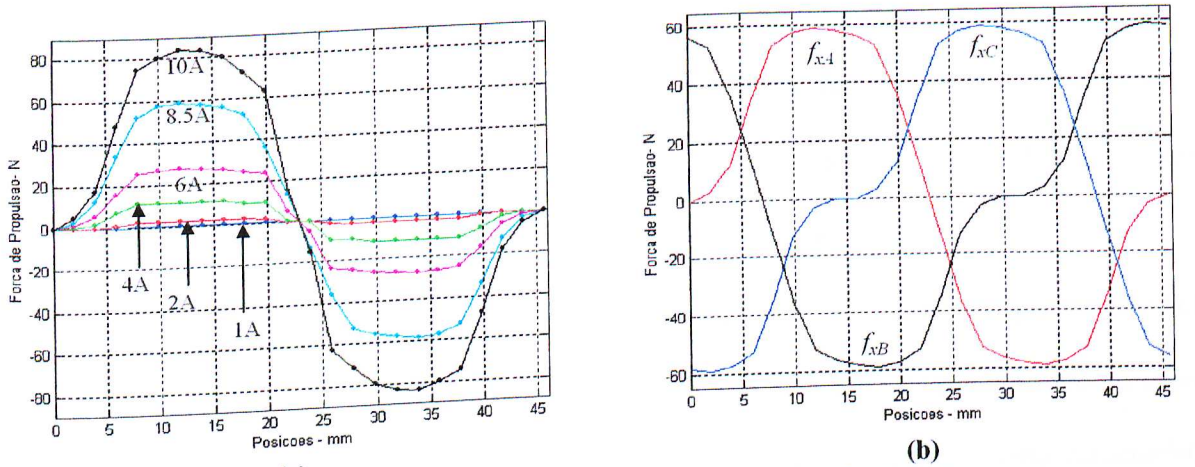


Figura 4.12 – Medidas das Forças de Propulsão f_x com a Célula de Carga



(a) (b)

Figura 4.13 - Forças de Propulsão f_x em Função da Posição

para diversos níveis de corrente, sendo os pólos posicionados relativamente desde a posição de desalinhamento máximo, passando pela posição de total alinhamento e, novamente sendo conduzido até a posição de não alinhamento máximo, constituindo assim um ciclo completo para a força de propulsão f_x. Veja na Figura 4.13 os resultados obtidos. Na Figura 4.13(a) há um conjunto de curvas de forças, para diversos níveis de corrente (1-10A). Note que para o valor de corrente nominal o valor máximo é bastante próximo daquele obtido analiticamente, se apresentando um pouco acima deste (Tabela 3.2). Também um pequeno aumento na corrente acima do valor nominal resulta numa grande força, pois a força é proporcional ao quadrado da corrente. Observe também a produção de forças negativas. Esta característica possibilita a operação do motor linear nos quatro quadrantes. Por fim, verifique na Figura 4.13(b) um período das curvas das forças de propulsão f_x para todas as fases do motor. Já pode ser constatado que este motor especificamente pode apresentar *"ripple"* na força de propulsão f_x resultante, o que é esperado de uma máquina a relutância com 3 fases m. A força normal f_z não foi medida devido a restrições técnicas e, também, ao fato de que a estrutura construída para conter o núcleo magnético não permite o deslocamento na direção do eixo z, como já explicitado anteriormente.

4.6. Conclusão

Neste Capítulo propôs-se descrever detalhadamente os procedimentos construtivos do motor linear a relutância chaveado, bem como realizar o levantamento dos parâmetros estáticos do motor – resistência, indutâncias e força de propulsão.

Com referência a construção da estrutura mecânica que viria comportar o núcleo magnético do motor linear, constatou-se que esta estrutura é mais complexa devido a grande força normal f_x desenvolvida pelo motor. Oportunamente cabe salientar que esta característica foi o que mais dificultou o desenvolvimento final da estrutura, sendo necessário durante o processo construtivo montar uma forma opcional, através da instalação de excêntricos com rolamentos, que viria garantir o tamanho do entreferro g e não permitir a existência de movimentos na direção do eixo z, bem como construir uma base metálica mais robusta que viria comportar toda a estrutura.

Fazendo menção ao aspecto magnético, o núcleo foi construído de acordo com as disponibilidades tecnológica e financeira para corte das lâminas de aço-silício, sendo empregada uma máquina ferramenta que proporcionou excelente resultado final no corte do material. Contudo, os pólos foram construídos com as bases retas. Em se tratando de um protótipo, procurou-se aproveitar da melhor forma possível o material disponível, o que permitiu a construção de uma máquina com amplos caminhos que interligam os pólos da parte móvel, obedecendo, entretanto, as dimensões projetados para os pólos e ranhuras.

A construção dos enrolamentos seguiu um procedimento artesanal, de acordo com as especificações definidas no projeto do motor. Quando da montagem das bobinas na parte móvel tomou-se o cuidado de isolá-las elétrica e fisicamente, e também de realizar o intertravamento entre os enrolamentos, garantindo assim rigidez ao conjunto. Estas

características vem propiciar a redução de ruídos acústicos, embora o motor linear inerentemente seja ruidoso devido ao contato dos rolamentos à base metálica.

Com relação aos aspectos construtivos, por fim foi construído uma lâmina que contém ranhuras com a mesma medida da largura dos pólos da parte móvel. Os dentes neste dispositivos têm duas vezes a medida da ranhura. Esta peça foi construída para fornecer a posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do MLRC.

Os resultados experimentais obtidos para as curvas de magnetização, curvas de indutâncias e para as forças de propulsão do MLRC foram apresentados. As medidas realizadas se mostraram bastante próximas dos valores analíticos apresentados durante a etapa de projeto do motor linear e sugerem que o protótipo construído atende as especificações definidas para o motor. Observa-se que o motor linear inerentemente é uma máquina que opera com o circuito magnético linear, isto devido ao maior entreferro g que está vinculado a questões construtivas e operacionais das máquinas. Ficou evidenciado que o motor linear é uma máquina com grande capacidade de força. Por fim pôde-se verificar a eficiência da aplicação da Série de Fourier para a representação dos perfis das indutâncias das fases.

CAPÍTULO V

ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

5.1. Introdução

As características de acionamento do MRC, distintamente das máquinas C.C. e C.A. (síncrona ou de indução), são bastante particulares. Não se espera que apenas com a conexão dos terminais à fonte de alimentação C.C. ou C.A. o mesmo venha realizar movimento rotativo ou de translação. Conforme será visto neste capítulo, as fases devem ser energizadas com correntes tipicamente unipolares, devendo as mesmas estarem precisamente associadas à posição da parte móvel, no caso do motor linear objeto de estudo neste trabalho, de forma que força útil seja produzida. Esta característica faz os sistemas de acionamentos dos MRC's serem relativamente complexos, embora talvez estas sejam no aspecto construtivo as máquinas elétricas mais simples existentes.

Os sistemas de acionamentos utilizando MRC's são competitivos apenas porque esta complexidade relativa pode ser contornada a baixos custos com dispositivos semicondutores de potência e com o auxílio da eletrônica digital. Basicamente os sistemas de acionamentos destas máquinas consistem de sensores de posição e de correntes, controladores e um conversor eletrônico de potência.

Especificamente, como já mencionado inicialmente, os MLRC's, com diferentes tipos de configurações, têm sido explorados [5-11, 18, 24, 31, 33], mas não têm havido ampla divulgação do sistema de acionamento e controle destes motores [31]. Contudo, há disponível um grande número de trabalhos que abordam as diversas topologias de conversores

eletrônicos de potência para MRRC's, com várias estratégias de controle associadas [14, 16, 26-31, 38-43]. Assim neste Capítulo é dada ênfase ao sistema de acionamento proposto para o protótipo construído do motor linear, onde são abordados o conversor eletrônico de potência, os controladores de corrente e de velocidade, bem como a estratégia de controle proposta para que o motor linear opere nos quatro quadrantes. Resultados de simulações computacionais são apresentados e analisados, baseadas no modelo matemático apresentado no Capítulo II e nos parâmetros medidos no Capítulo IV.

5.2. Características de Operação do Motor

A estratégia de acionamento do MLRC deve contemplar a operação nos quatro quadrantes. Isto se deve ao fato de que as aplicações tipicamente requerem a partida e a parada controladas, bem como a inversão do sentido de deslocamento do motor. Assim considere que o motor está operando na velocidade de regime permanente v_x e deseja-se inverter o sentido de deslocamento. Há duas formas de se atingir este objetivo:

- retirando a alimentação dos enrolamentos e permitindo que a velocidade reduza gradualmente até zero, e na sequência acelerando a máquina no sentido contrário;
- ou o motor pode ser levado a operar realizando a frenagem por meio da produção de forças negativas que auxiliarão na parada do motor. Isto auxilia no decrescimento rápido da velocidade para zero. Na sequência, acelera-se o motor no sentido oposto ao anterior.

A primeira opção, especificamente para o protótipo construído, é inviável devido ao comprimento da parte fixa do motor, associado a um baixo coeficiente de atrito viscoso D. A segunda opção estabelece uma frenagem controlada para a máquina.

A mudança do modo de operação do motor para realizar a frenagem é executada através da alteração da estratégia de chaveamento do conversor eletrônico de potência. A equação 2.14 que define a força de propulsão f_x como

$$f_x = \frac{1}{2} . i^2 . \frac{\partial L}{\partial x} \tag{5.1}$$

mostra que a produção de forças negativas está diretamente associada ao chaveamento da fase no momento de decrescimento da indutância e ao sentido de deslocamento na direção do eixo x. Desse modo, à frenagem está associada a regeneração que implica na produção de forças negativas na máquina. Portanto, para a efetivação da frenagem é necessário um rebatimento das características de força-velocidade do primeiro ao quarto quadrante, conforme apresentado na Figura 5.1. Como pode ser esperado o desenvolvimento de força negativa deverá fazer a velocidade do motor reduzir ao valor definido.

Os primeiro e terceiro quadrantes esboçam as características de operação da máquina como motor em ambas as direções de deslocamento do motor, enquanto o quarto e segundo quadrantes indicam a frenagem do motor quando a máquina opera nos primeiro e quarto quadrantes, respectivamente. Assim um sistema de acionamento que prevê a operação com o deslocamento em ambos os sentidos e a produção de forças em ambas as direções é um

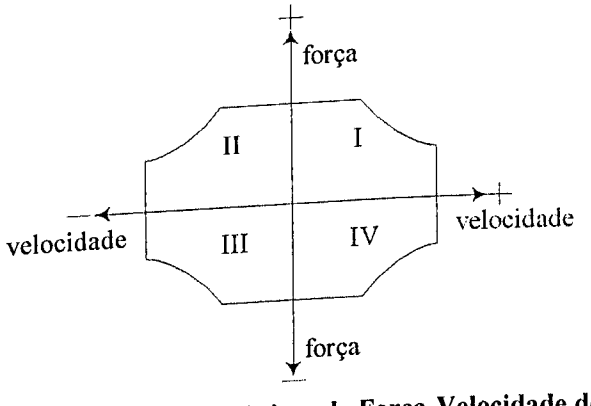


Figura 5.1 – Características de Força-Velocidade do Motor Linear a Relutância Chaveado

sistema de acionamento de velocidade variável que opera nos quatro quadrantes.

À operação da máquina nos segundo e quarto quadrantes está vinculada a regeneração de energia, o que leva a idéia de utilização da máquina a relutância chaveada na geração de energia. A operação nesta condição está associada à aplicação de correntes nos enrolamentos durante o decrescimento da indutância da fase, o que ocorre imediatamente após o alinhamento dos pólos. Normalmente o enrolamento é energizado antes do total alinhamento dos pólos, sendo parte da energia elétrica fornecida pela fonte de alimentação convertida em energia magnética armazenada no campo, e a outra parte transformada em energia mecânica de saída. Durante o período de geração de energia, na região de decrescimento da indutância, quando a fase continua energizada, a energia elétrica e a energia mecânica (devido ao movimento) são armazenadas no campo magnético. Tão logo a fase é desenergizada, ainda no decrescimento da indutância, a energia magnética armazenada no campo magnético de origem elétrica e mecânica é convertida em energia elétrica, devido a garantia do movimento por uma máquina primária. Normalmente, no modo de geração de energia, a máquina é alimentada pelo mesmo barramento para o qual haverá a geração, podendo também a energia gerada ser disponibilizada diretamente para a carga [44-46]. Na operação da máquina a relutância chaveada como gerador o ciclo de energia ocorre no sentido oposto àquele apresentado na Figura 4.7.

A operação do MLRC nos segundo e quarto quadrantes caracteriza a frenagem da máquina. Assim a energia cinética do conjunto parte móvel mais massa é utilizada para auxiliar no estabelecimento da corrente no enrolamento durante a frenagem. Portanto, a produção de forças no motor linear para a aceleração e frenagem é caracterizada como exposto na Figura 5.2. O motor produz forças positivas durante a variação positiva da

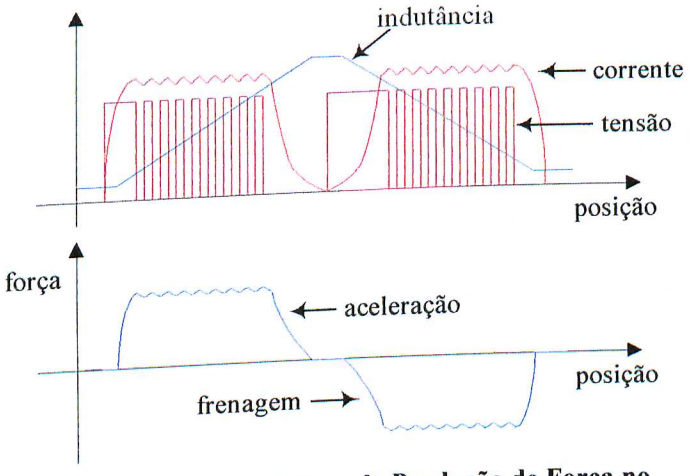


Figura 5.2 – Características de Produção de Força no Motor Linear a Relutância Chaveado

indutância e forças negativas na variação negativa da indutância da fase. Como apresentado na figura as forças serão de aceleração e frenagem, respectivamente, com o deslocamento do motor no sentido positivo. Caso o deslocamento seja no sentido negativo as forças indicadas na figura são invertidas entre si.

Pelas características de operação dos MRC's, que podem ser observadas na Figura 5.2, constata-se que o fluxo magnético não é constante, mas deve partir do zero até um determinado valor a cada *"stroke"* do motor, ou seja, a cada situação de não alinhamento máximo e de total alinhamento dos pólos do núcleo magnético, que no caso do motor linear é constituído pela parte móvel e por uma parte fixa que corresponde ao rotor na máquina rotativa. Assim pode haver o controle de tensão ou o controle de corrente das fases, o qual ocorre em sincronismo com a posição relativa entre os pólos que constituem o núcleo magnético, de forma que a fase é essencialmente alimentada apenas quando o par de pólos está aproximando do alinhamento ou quando o par de pólos está próximo do início ou na região de desalinhamento dos pólos, dependendo da estratégia de acionamento adotada. Para proporcionar estas condições de operação para o motor linear o conversor eletrônico de potência deve ter a capacidade de primeiramente fornecer pulsos de corrente, em posições

predeterminadas, fazendo com que aumente o fluxo magnético no enrolamento da fase e produza uma força útil conveniente. Numa etapa seguinte o conversor deve possibilitar a redução da tensão aplicada e/ou o controle do nível da corrente no enrolamento da fase se a amplitude da corrente desejada for atingida. Por fim, o conversor deve possibilitar a aplicação de tensão negativa durante a abertura das chaves que fecham o circuito do enrolamento da fase, possibilitando a desmagnetização forçada do enrolamento, fazendo com que a corrente reduza rapidamente.

Portanto, como explicitado acima, a operação do MLRC nos quatro quadrantes vem permitir o movimento de ida e volta da parte móvel, implicando na aceleração e frenagem, para a partida e parada, respectivamente, bem como o controle da velocidade em regime permanente.

5.3. Estrutura do Sistema de Acionamento do Motor Linear a Relutância Chaveado

O acionamento dos MLRC's tem por objetivo o controle da produção de força ou o controle de velocidade. A estratégia de controle a ser adotada está associada diretamente às características físicas da máquina. Normalmente o controle de força é realizado em máquinas que tem o número de pólos do estator N_s maior ou igual a 3, pois assim a presença de *"ripple"* na força é menor. Este aspecto está explícito na Figura 4.13(b), onde pode ser observado que a força resultante apresenta variações que seriam responsáveis por oscilações. Assim o motor linear construído é conveniente para a operação com controle de velocidade, propiciando também a aceleração a partir do repouso e a frenagem para a parada, embora esta característica não impossibilite a implementação do controle de força.

Na proposta explicitada a seguir leva-se em consideração as especificações do motor apresentadas na etapa de projeto, onde oportunamente cabe mencionar a velocidade de regime

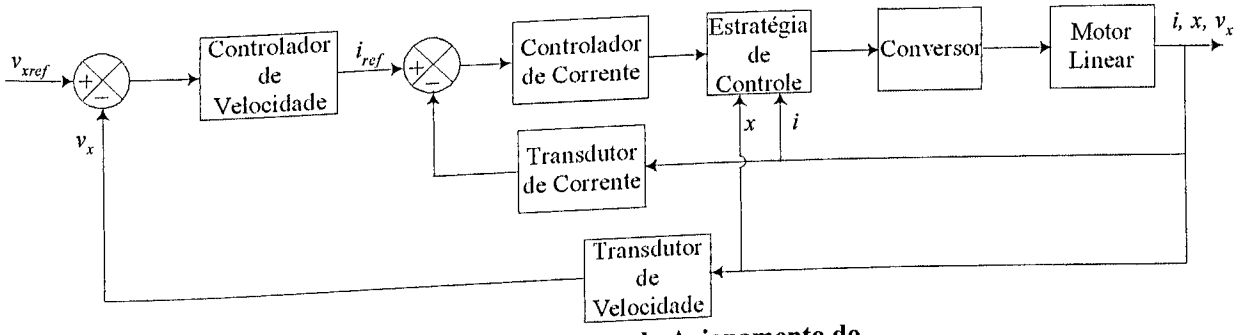


Figura 5.3 – Sistema de Acionamento do Motor Linear a Relutância Chaveado

permanente ou de referência v_{xref}, a aceleração, a desaceleração, a massa máxima da parte móvel M, incluindo a carga a ser transportada, tudo observando o comprimento total L_t do motor. Aqui não há a intenção de associar o protótipo construído a uma aplicação específica, mas mostrar com os resultados obtidos a potencialidade de todo o sistema de acionamento que inclui o conversor eletrônico de potência, os controladores de corrente e de velocidade, os transdutores de correntes e de velocidade e, o motor linear em si, bem como a estratégia de chaveamento do conversor, como proposto na Figura 5.3.

No diagrama de blocos da Figura 5.3 os transdutores de corrente são sensores de corrente de efeito *"hall"* que são utilizados para realimentar a malha interna de controle de corrente a partir das correntes que circulam pelos enrolamentos da máquina. A realimentação externa leva a informação da posição e da velocidade atual da parte móvel do motor. A velocidade é obtida a partir de um conversor de frequência para tensão (*f*/V) que tem na sua entrada pulsos fornecidos por um *"encoder"*.

5.3.1. Conversor Eletrônico de Potência

Atualmente há uma grande quantidade de topologias de conversores eletrônicos de potência aplicados para acionar os MRC's, não havendo nenhum conversor definido como o conversor padrão, como pode ser constatado em [26-30]. As diversas topologias de conversores para acionamento dos MRC's são agrupadas, e sucintamente descritas no Anexo

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLANDIA
BIBLIOTECA

2, observando-se a maneira pela qual a energia armazenada no campo magnético do enrolamento da fase é absorvida e/ou reutilizada pelo conversor numa etapa seguinte de alimentação de outra fase do motor. O conversor eletrônico de potência que melhor atende as características de operação do MLRC descritas anteriormente é o conversor clássico ou "*half-bridge*" devido aos seus aspectos operacionais. O circuito deste conversor é apresentado na Figura 5.4 e algumas de suas características são detalhadas a seguir.

Como pode ser verificado, os conversores clássicos utilizam uma quantidade de chaves e diodos que permitem ao enrolamento da fase ser conectado ao barramento C.C. com tensão positiva, negativa ou zero. Nesta configuração as chaves e diodos são estimados para suportarem até o valor da tensão do barramento C.C., sendo que sobre o enrolamento da fase é aplicada a tensão do barramento C.C. menos a(s) queda(s) tensão(ões) sobre a(s) chave(s) e o(s) diodo(s) e estes se limitam à quantidade suficiente para energizar a fase, não sendo necessário nenhum dispositivo de potência extra ao circuito da fase.

O circuito do conversor clássico exibido na Figura 5.4 tem três modos de operação. Considerando a fase A, estes modos são:

- modo 1 ou modo de magnetização: neste modo de operação ambas as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e a corrente do enrolamento sobe rapidamente;
- modo 2 ou modo de *roda livre*: nesta etapa, considerando que a chave S_1 está aberta e a chave S_2 está fechada, a corrente continua fluindo pelo enrolamento

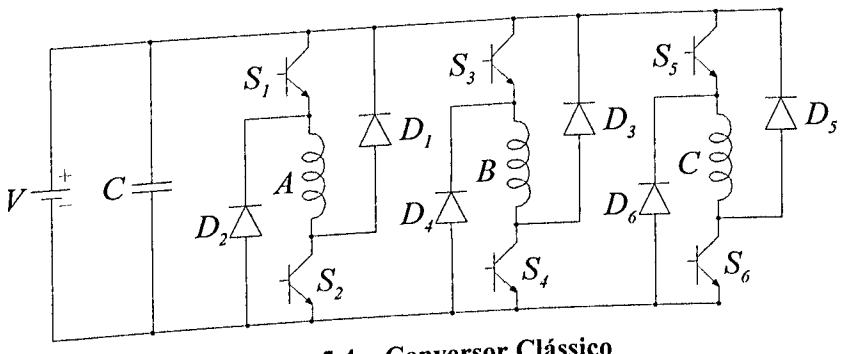


Figura 5.4 – Conversor Clássico

SISBI/UFU
212422

através da chave S_2 e por meio do diodo D_2 (diodo de *roda livre*). Deste modo a energia não é devolvida ao barramento C.C., sendo baixa a taxa de desmagnetização do enrolamento;

- modo 3 ou modo de desmagnetização: aqui ambas as chaves S_1 e S_2 são desligadas e a corrente elétrica circula pelos diodos de *roda livre* D_1 e D_2, fazendo com que a energia armazenada no campo magnético retorne ao barramento C.C. A corrente que circula pelo enrolamento tende a decrescer rapidamente, pois é aplicada uma tensão negativa no enrolamento, provocando uma desmagnetização forçada da fase.

A operação de cada fase é independente das demais, compartilhando o barramento C.C. que pode apresentar "*ripple*" de tensão devido a esta característica.

Há outras topologias de conversores que derivam do conversor clássico, os quais reduzem o número de chaves, empregando chaves e diodos que são comuns a todas ou a pares de fases. Esta característica é especialmente interessante para motores que tenham um número maior de fases, o que faz reduzir o custo do conversor. Porém nestas configurações ocorre a possibilidade de circulação de correntes indesejáveis entre as fases, bem como a sobreposição das correntes de fase, fazendo-se necessária a adoção de algumas estratégias no acionamento das chaves para evitar tais situações [47-48].

5.3.2. Controle de Corrente

O controle de corrente no sistema de acionamento do MLRC esboçado na Figura 5.3 tem por fim garantir que as correntes nos enrolamentos não ultrapassem a corrente de referência, bem como garantir que o conversor forneça ao motor as correntes convenientes para que a velocidade da máquina esteja no patamar definido pelo controle de velocidade. O

controlador adotado é o controlador de corrente por histerese, o qual se caracteriza pela robustez e rapidez de resposta. Em outras estratégias de acionamento o controlador de corrente pode ser utilizado para outros fins, como otimizar a eficiência do sistema ou minimizar o *"ripple"* no conjugado/força, por meio da adequação da largura da banda de histerese.

O controle do *MRC* é realizado por meio da aplicação conveniente de correntes nos enrolamentos das fases da máquina. Assim no controle de corrente, a corrente i da fase é mantida próxima da corrente de referência i_{ref}. Se a tensão da fonte que alimenta o barramento C.C. é suficientement alta, a corrente é praticamente mantida próxima ao valor de referência. A forma de onda da corrente controlada é caracterizada pelas posição de fechamento das chaves p_{on}, posição de abertura das chaves p_{off}, pela corrente de referência i_{ref}, e por meio do fechamento e abertura de uma das chaves do conversor eletrônico de potência durante o período de condução da fase.

Por meio da observação da Figura 5.5, constata-se que na posição p_{on} as chaves do conversor são fechadas até a corrente i atingir o valor máximo i_{max}. Então uma das chaves do conversor é aberta de forma que a corrente decresça até o valor mínimo i_{min}. Estes limites de corrente são definidos pela histerese do controlador. Este ciclo é repetido até a posição p_{off} quando não mais é aplicada tensão ao enrolamento e a corrente i cai a zero. Quando o motor opera a velocidades mais altas faz-se necessário aplicar uma tensão negativa no enrolamento

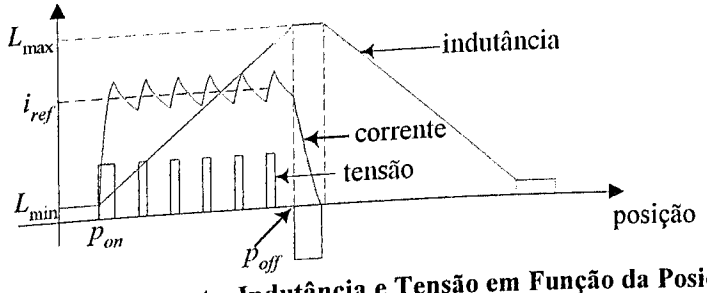


Figura 5.5 – Corrente, Indutância e Tensão em Função da Posição

de modo que a corrente descresça mais rapidamente, não ocorrendo a situação em que a corrente continua circulando pelo enrolamento na região de decrescimento da indutância, produzindo força indesejável. Considerando o conversor clássico, a aplicação de tensão negativa no enrolamento está associada ao modo 3 ou modo de desmagnetização, quando ambas as chaves são abertas ao mesmo tempo.

Portanto, por meio da abertura e fechamento das chaves, a corrente pode ser controlada em torno da corrente de referência i_{ref}. Dependendo de quão rápido o chaveamento pode ocorrer, o que está associado à frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores utilizados, o *"ripple"* na corrente i da fase pode ser bastante pequeno, refletindo assim na força resultante. Esta situação é bastante importante especialmente quando o controle de força é objetivado.

5.3.3. Controle de Velocidade

As características construtivas do protótipo do motor linear construído favorecem a realização do controle de velocidade no motor. No sistema de acionamento proposto o controlador de velocidade é constituído de uma malha de realimentação de velocidade v_x, uma velocidade de referência v_{xref} e um controlador PI. O controlador de velocidade compara o valor da velocidade de referência v_{xref} com a velocidade v_x atual do motor linear, determinando o erro de velocidade v_{xerro}, e produz um sinal de controle que visa reduzir o erro de velocidade a zero.

Uma vez que o sinal fornecido pelo controlador de velocidade é oriundo do erro de velocidade este sinal é proporcional a um valor de força a ser produzida pelo motor de forma a levar o erro de velocidade a zero. Assim, como este sinal será na sequência a referência para o controlador de corrente por histerese, faz-se necessário aplicar um ganho K_f a este sinal de

forma que a referência de corrente seja compatível com a realimentação da malha de corrente do sistema. O ganho K_f é definido por

$$K_f = \sqrt{\frac{2.f_{ref}}{K_L}}, \tag{5.2}$$

onde f_{ref} é o sinal na saída do controlador PI e K_L é uma constante definida pela relação entre a variação da indutância ideal e a variação da posição, na região de crescimento da indutância do enrolamento. A constante K_f está embutida no bloco referente ao controle de velocidade apresentado na Figura 5.3.

5.3.4. Estratégia de Controle

A estratégia de controle ou de chaveamento das fases é o local onde é refletida toda a filosofia a ser empregada no acionamento do motor linear, uma vez que a aceleração, o controle da velocidade e a frenagem são resultados da implementação do fechamento e abertura das chaves das várias fases ao longo do percurso de deslocamento da parte móvel da máquina.

A relação ideal entre a indutância do enrolamento da fase e a posição é esboçada na Figura 5.6. Uma rápida observação mostra que a indutância pode ser descrita por

$$K_L(x) = \frac{\partial L}{\partial x} = \begin{cases} \bullet\ \dfrac{L_{\max} - L_{\min}}{x_2 - x_1} \text{ para } x_1 \le x < x_2; \\ \bullet\ -\dfrac{L_{\max} - L_{\min}}{x_2 - x_1} \text{ para } x_3 \le x < x_4; \\ \bullet\ 0 \text{ para as demais posições.} \end{cases} \tag{5.3}$$

Cabe observar que a influência da corrente na forma de onda da indutância deve ser levada em consideração caso necessário. Assim, a partir da curva da indutância em função da posição, pode-se obter a definição de algumas posições que são importantes na estratégia de

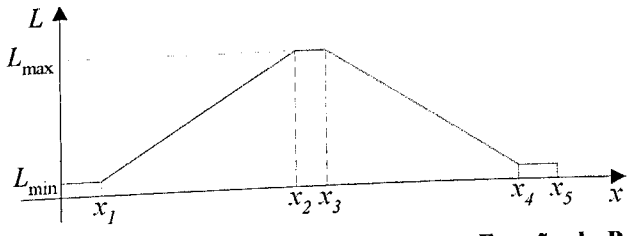


Figura 5.6 – Perfil da Indutância Ideal em Função da Posição

controle ou no modo de operação do motor. Estas posições são:

$$\begin{cases} \bullet\ x_1 = \dfrac{\left(w_{fs} - w_{sp}\right)}{2}; \\ \bullet\ x_2 = x_1 + w_{sp}; \\ \bullet\ x_3 = x_2 + \left(w_{fp} - w_{sp}\right); \\ \bullet\ x_4 = x_3 + w_{sp}; \\ \bullet\ x_5 = T = \dfrac{\pi . D_r}{N_r}. \end{cases} \tag{5.4}$$

Observando a Figura 5.2 podem ser vistas as características desejáveis para as forças no motor linear. Associando as posições apresentadas na equação 5.4 com a constante $K_L(x)$ da equação 5.3, fica claro que a força a ser desenvolvida pelo motor irá depender do efetivo controle da corrente no enrolamento, a qual é regida pela equação 5.1. Portanto, a presença de corrente na fase no instante de variação positiva da indutância vai ser responsável pela obtenção de forças positivas no motor que irão favorecer o deslocamento no sentido positivo do eixo x. E a circulação de corrente no enrolamento no decrescimento da indutância vai implicar na geração de forças negativas pela máquina, que agirão no sentido de frenar o motor.

A produção de forças no motor está associada aos instantes de fechamento e abertura das chaves do conversor eletrônico de potência, o que implica diretamente no período de condução da fase, de forma análoga ao ângulo de condução no *MRRC*. Aqui o esquema de chaveamento empregado será o chamado modo natural [14], onde o período de condução e a

tensão da fonte são fixos. O esquema de chaveamento de uma fase do motor linear pode ser sintetizado da seguinte forma

$$\begin{cases} \bullet V_A = V \Rightarrow \left(p_{on} \le x < p_{off}\right), \\ \bullet V_A = -V \Rightarrow \left(x \ge p_{off}\right) \text{ ou } \left(x \ge p_{foff}\right) \text{ e } \left(i_a > 0\right), \\ \bullet V_A = 0 \Rightarrow \text{ para as demais posições,} \\ \bullet V_A = V \Rightarrow \left(p_{fon} \le x < p_{foff}\right), \end{cases} \tag{5.5}$$

onde p_{fon} e p_{foff} definem o espaço de condução da fase, e são a posição de fechamento e abertura das chaves, respectivamente, quando forças associadas à frenagem devem ser geradas.

O protótipo do motor linear construído tem um comprimento total L_t definido, o que torna o deslocamento da parte móvel limitada ao percurso definido por este comprimento. Logo, embora o atrito viscoso D do motor seja pequeno, há uma força externa f_l atuando no sentido contrário ao deslocamento da parte móvel, devendo o espaço que o motor desloca até a velocidade v_x cair naturalmente à velocidade de referência v_{xref} ser considerado em relação ao comprimento total L_t. Assim pode-se lançar mão da possibilidade de frenagem do motor, de modo que a velocidade do motor retorne de maneira controlada para o valor da velocidade de referência.

Portanto, a definição da estratégia de controle do motor está vinculada aos sinais enviados pelo controle de corrente das fases e à posição atual da parte móvel ao longo do percurso. Estes sinais convenientemente avaliados vão dar origem à sequência de chaveamento a ser enviada ao conversor eletrônico de potência.

5.4. Simulação e Análise dos Resultados Obtidos

A simulação computacional do sistema de acionamento do MLRC, proposto na Figura

5.3, é realizada baseando-se na modelagem matemática apresentada no Capítulo II e na estratégia de controle descrita nos itens anteriores. A plataforma do Simulink/Matlab* é utilizada para a implementação da simulação digital.

O diagrama de blocos do programa desenvolvido no Simulink/Matlab pode ser visto na Figura 5.7. Como já explicitado, é necessário o conhecimento da posição da parte móvel para que possam ser obtidas as indutâncias e suas variações e para que se verifique a fase que deve ser energizada. O cálculo das indutâncias e suas derivadas a partir da informação da posição atual é realizada utilizando a representação das indutâncias pela expansão da Série de Fourier, como apresentado no Capítulo II. Uma vez obtidos os valores atuais das tensões, das indutâncias e suas variações com a posição, obtém-se do modelo matemático os valores das

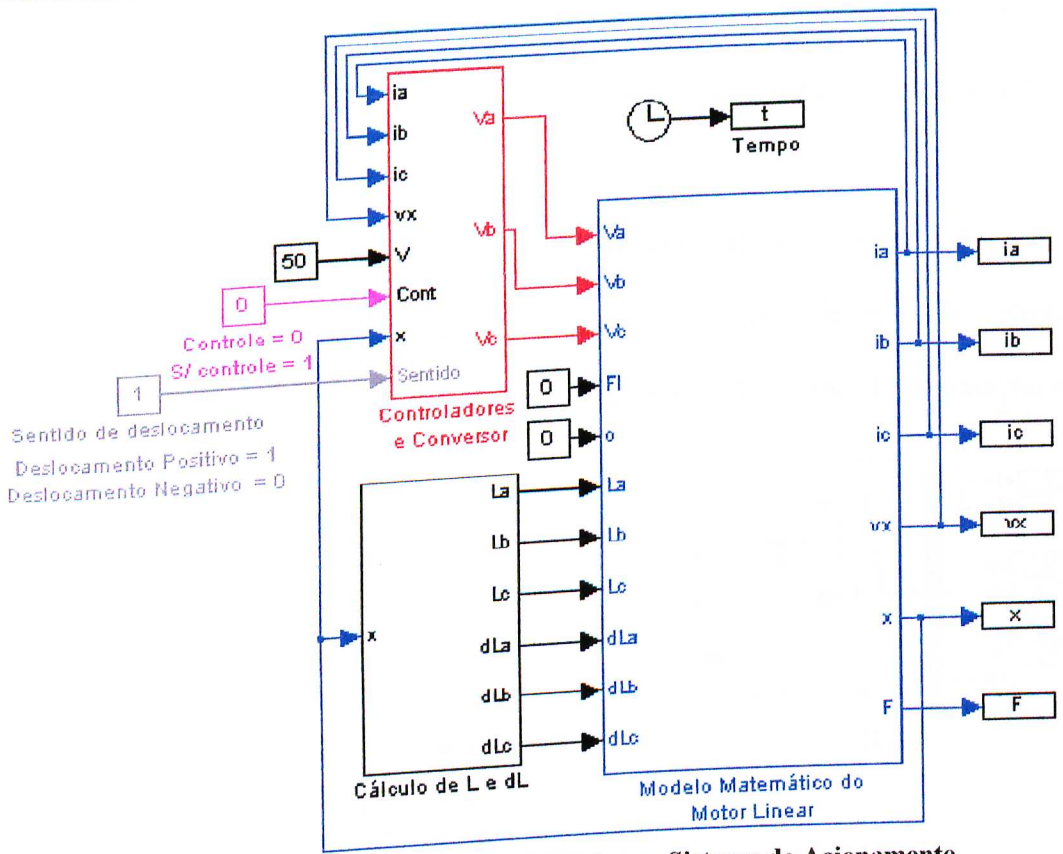


Figura 5.7 – Simulação Computacional de um Sistema de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado

* Simulink/Matlab são marcas registradas da MathWorks, Inc.

propulsão f_x.

Os controladores de velocidade e de corrente estão interligados como apresentado na Figura 5.8. A realimentação da velocidade é comparada com a velocidade de referência e passa pelo controle de velocidade, resultando na corrente que serve de referência para o controlador de corrente por histerese. O conversor, conectado na sequência das saídas V_1, V_2 e V_3 dos controladores da Figura 5.8, está numa função do Matlab na qual, a partir das informações ou estados dos controladores mais a posição atual e o sinal de erro de velocidade, está contemplada a estratégia de controle e chaveamento do conversor eletrônico de potência, de acordo com a equação 5.5.

As simulações realizadas englobam situações operacionais que vão desde a não aplicação de controle, passando pelo controle sem realizar a frenagem, até a simulação do sistema com a partida, controle da velocidade em regime permanente e frenagem em ambos os sentidos de deslocamento.

Quando o sistema de acionamento é simulado sem realizar o controle de velocidade e de corrente, com tensão constante sendo aplicada na região de variação positiva das indutâncias das fases do motor, a velocidade dispara ao longo do tempo. Esta situação está

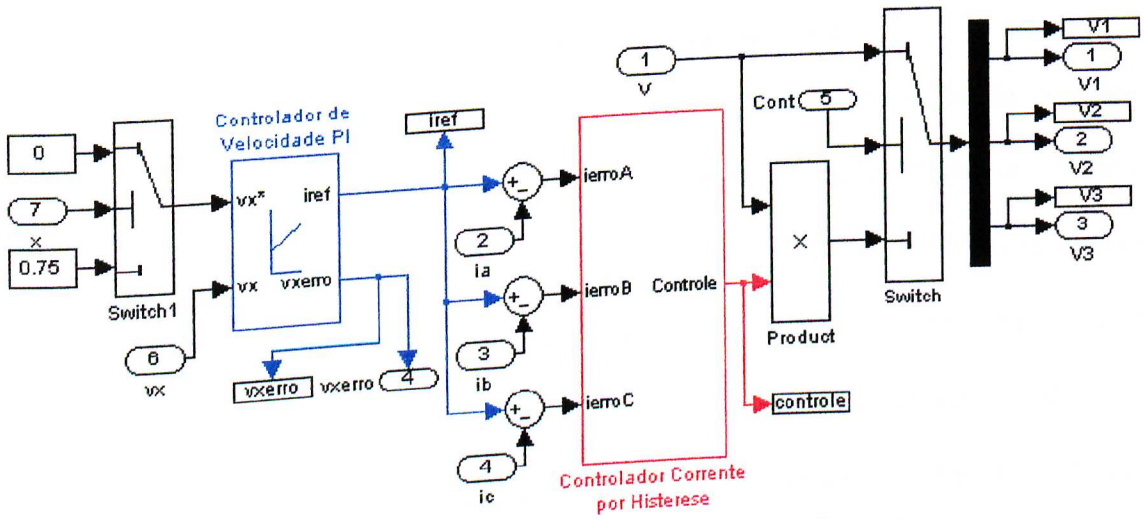


Figura 5.8 – Controladores de Velocidade e de Corrente

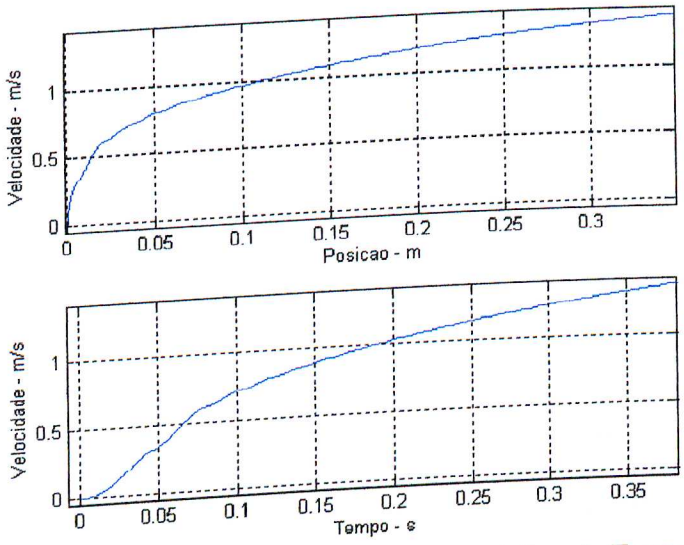


Figura 5.9 – Velocidade em Função Posição e do Tempo

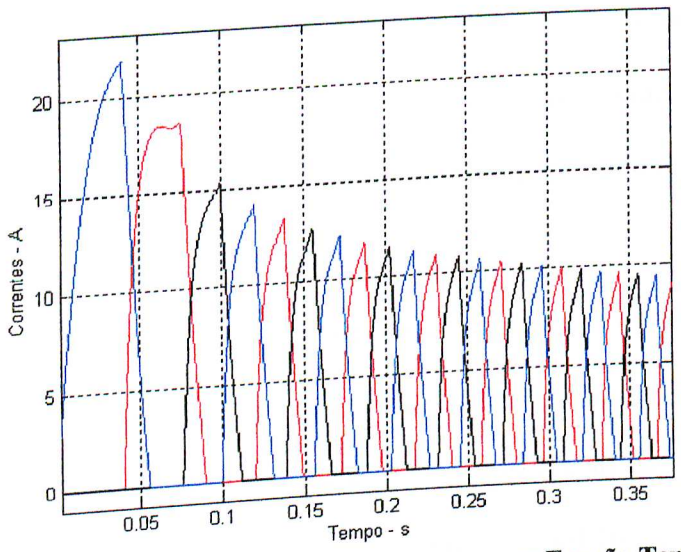


Figura 5.10 – Correntes nos Enrolamentos em Função Tempo

explicitada na Figura 5.9, onde podem ser vistas a velocidade em função da posição e do tempo. Numa rápida passagem pela figura percebe-se a necessidade do sistema de acionamento do *MRC*, onde os controladores de velocidade e de corrente são essenciais. No caso simulado, quando o motor está iniciando a partida as correntes nos enrolamentos da máquina assumem valores muito maiores que os valores nominais e vem caindo gradativamente à medida que a velocidade aumenta, como esboçado na Figura 5.10. O valor da corrente nos enrolamentos é definido pela amplitude da fonte de alimentação e pelas

características elétricas e de velocidade do motor. Esta situação é indesejável e vem indicar a necessidade da aplicação tanto do controle de velocidade quanto do controle de corrente nas fases.

Oportunamente, a produção de forças indesejáveis ou não úteis pode ser abordada. Observe na Figura 5.11 os perfis da indutância, da tensão e da corrente em uma fase do motor. Na Figura 5.11(a) são curvas características do motor operando na velocidade nominal. A corrente neste caso é bastante superior a corrente nominal e ainda, mesmo aplicando tensão negativa no enrolamento, com a abertura das duas chaves do conversor eletrônico de potência, há a presença de corrente no enrolamento quando ocorre a variação negativa da indutância da fase. Sem a realização de nenhum tipo de controle a corrente no enrolamento se aproxima de patamares próximos ao valor nominal somente quando a velocidade é quase duas vezes o valor nominal, como visto na Figura 5.11(b). Nestas condições pode ainda ser observado que ocorre a produção de forças indesejáveis na máquina.

Quando o sistema de acionamento é simulado efetuando o controle de velocidade e de corrente a dinâmica do sistema é melhor comportada com relação as correntes que circulam pelas fases, bem como com relação a velocidade e a produção de forças. Com o efetivo controle de velocidade no sistema de acionamento no MLRC as correntes nas fases acompanham a corrente de referência (nominal) onde vê-se a atuação do controle de corrente através do chaveamento da tensão aplicada nos enrolamentos.

Com referência a Figura 5.12, são exibidas as curvas de velocidade em função do tempo e da posição quando o motor realiza o deslocamento no sentido positivo do eixo x. As curvas aqui exibidas mostram a realização do controle de velocidade do motor. Nota-se que o motor parte do repouso, alcança a velocidade de referência v_{xref} (nominal), e retorna a

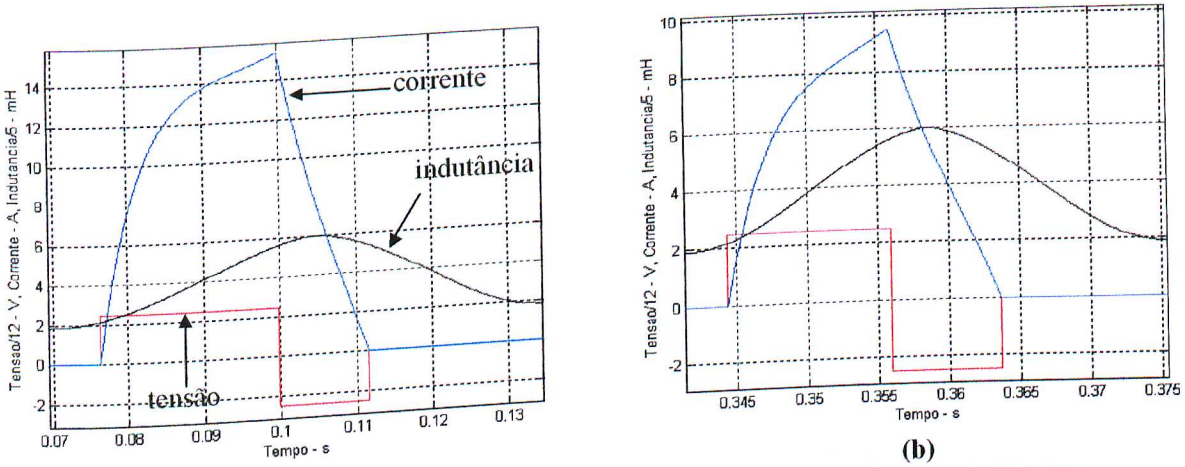


Figura 5.11 – Indutância, Corrente e Tensão em uma Fase em Função do Tempo

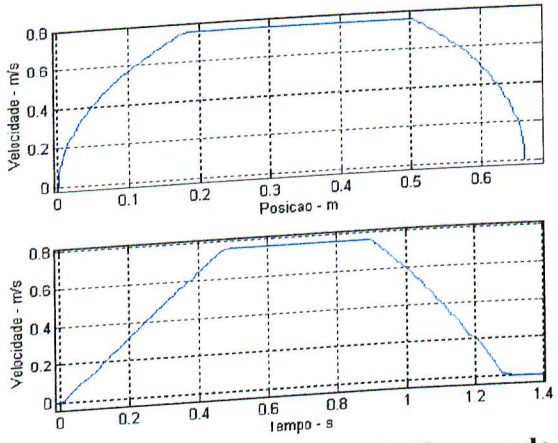


Figura 5.12 – Velocidade em Função do Tempo e da Posição no Sentido Positivo de Deslocamento

velocidade zero, situação em que ocorre a frenagem. Assim a produção de forças positivas e negativas são necessárias para atender as condições operacionais estabelecidas durante a simulação.

Na Figura 5.13 são exibidas as forças de propulsão f_x produzidas em função do tempo ao longo do percurso. Podem ser observadas que as forças responsáveis pela aceleração do motor foram definidas pelo controle de velocidade de forma intensa até o instante próximo à velocidade de referência v_{xref}, momento no qual as forças se reduzem gradualmente e ficam próximas de zero. Durante a frenagem do motor ocorre situação similar, contudo a força resultante produzida é negativa. Pelo formato das forças apresentadas é perceptível o reflexo

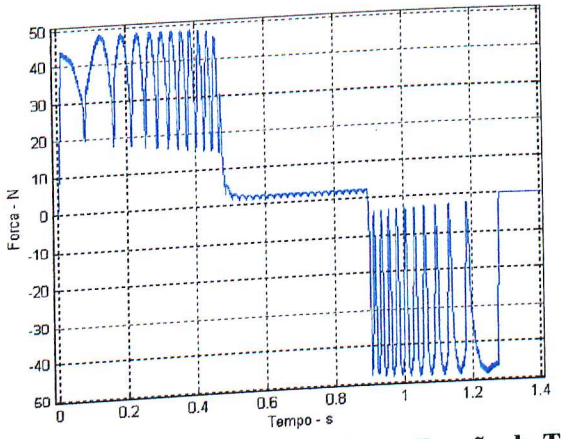


Figura 5.13 – Forças de Propulsão em Função do Tempo no Sentido Positivo de Deslocamento

do emprego da representação da indutância pela Série de Fourier. As depressões identificadas na força de propulsão f_x resultante são esperadas haja vista que na representação da indutância explicitada no Capítulo II a derivada da indutância já apresenta características de *"ripple"*. Agora a característica de *"ripple"* na força resultante fica ainda mais pronunciado na dinâmica do motor, pois a corrente também apresenta a sua dinâmica. Portanto, a utilização da Série de Fourier na representação dos perfis das indutâncias das fases permite uma avaliação mais real das condições dinâmicas do MLRC, pois a estratégia empregada se mostra mais adequada do que quando da utilização do perfil ideal da indutância. Como visto frequentemente na literatura, o uso do perfil ideal resultaria em forças praticamente livres de oscilações ao longo de toda a dinâmica apresentada na Figura 5.13, se caracterizando por linhas linhas.

As características da corrente no enrolamento, do chaveamento do conversor de potência e da indutância da fase de acordo com o tempo e a posição são apresentados na Figura 5.14. Pelos valores assumidos pela corrente nota-se a atuação do controle de velocidade, que fornece a corrente de referência, e do controle de corrente por histerese, que comanda o chaveamento do conversor.

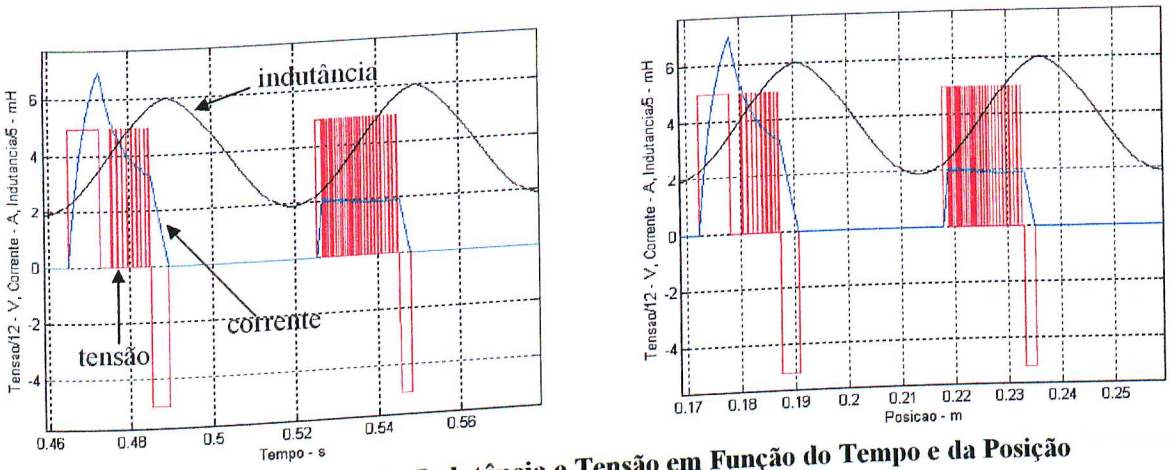


Figura 5.14 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição no Sentido Positivo de Deslocamento

Uma vez que a máquina está operando em regime permanente, a mudança da referência para zero ou a definição da parada resulta na mudança de operação do motor do primeiro para o quarto quadrante. Neste caso é necessário frenar o motor de forma que possa atingir o repouso. Este procedimento é realizado injetando corrente na fase quando a indutância do enrolamento está decrescendo. Observe na Figura 5.15 o instante em que as chaves do conversor eletrônico de potência são fechadas, aplicando a tensão positiva do barramento C.C. no enrolamento. Nota-se que a corrente leva um tempo maior para atingir o valor de referência. Esta característica, quando comparada com a produção de forças no primeiro quadradante, provoca a diminuição do módulo da força de propulsão resultante f_x

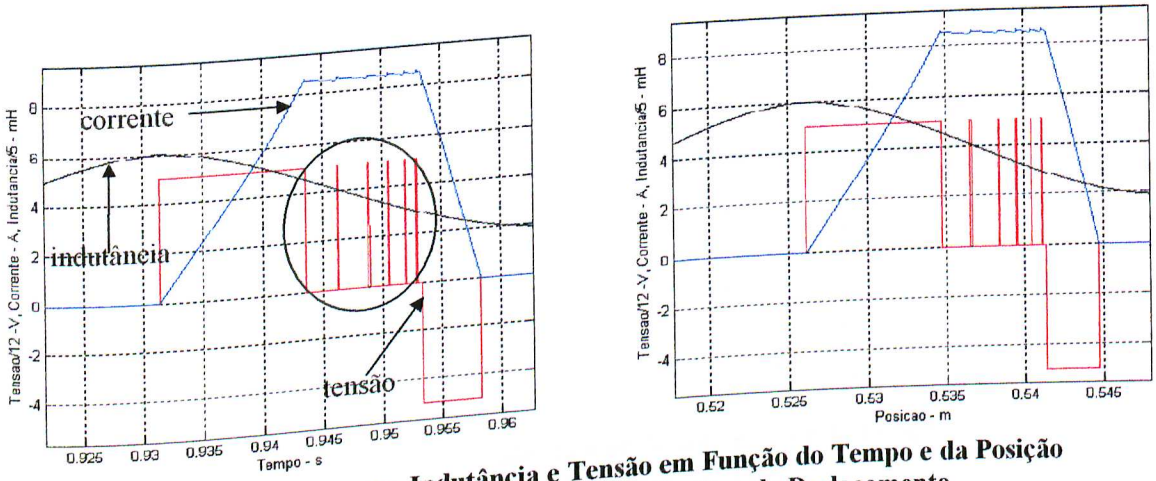


Figura 5.15 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição na Frenagem do Motor no Sentido Positivo de Deslocamento

gerada pelo motor, embora a chave tenha sido fechada no posição ótima de transição das derivadas das indutâncias das fases, de acordo com o apresentado na Figura 4.11 e refletido na força como apresentado na Figura 4.13. Esta situação pode ser amenizada, caso necessário, através da definição ótima da posição de fechamento das chaves do conversor p_{fon}, e conseqüentemente, da posição de abertura das chaves p_{foff}. Note também que a forma de onda da corrente na frenagem é o espelho da corrente no enrolamento quando a máquina está sendo acelerada, como já ilustrado inicialmente na Figura 5.2. A partir da Figura 5.15, cabe também fazer algumas observações a respeito do fluxo de energia. Após o estabelecimento da corrente no enrolamento da fase, a corrente é mantida praticamente pela tensão de velocidade ocasionada pelo movimento da parte móvel do motor. Pelo gráfico é perceptível que a potência dissipada na resistência R do enrolamento da fase (da ordem de 1 Ω) é muito maior que a potência fornecida pela fonte de alimentação C.C. Verifique na região destacada pelo círculo na figura à esquerda que a tensão média é pequena, resultando numa baixa potência fornecida. A diferença entre a potência dissipada na resistência e a potência fornecida pelo conversor, especialmente quando o conversor está em *roda livre*, é proveniente da energia cinética associada ao movimento da parte móvel do MLRC.

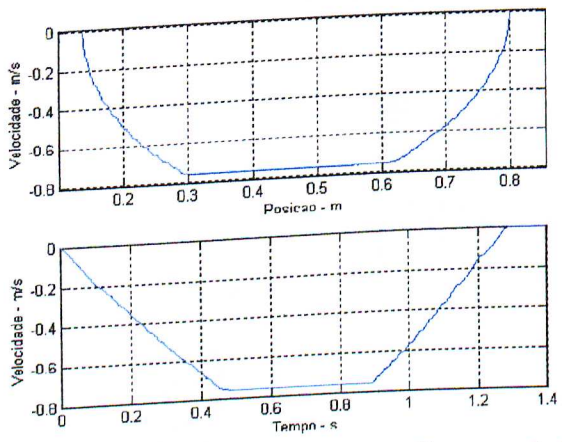


Figura 5.16 – Velocidade em Função do Tempo e da Posição no Sentido Negativo de Deslocamento

As características de operação do MLRC nos terceiro e segundo quadrantes também foram simuladas. Nas figuras a seguir poderão ser vistas as características de partida, velocidade em regime permanente e frenagem da máquina. Veja na Figura 5.16 as características de velocidade em função do tempo e da posição. Note que basicamente se trata do espelho da curva apresentada na Figura 5.12 quando o motor se desloca no sentido positivo. Já a força de propulsão resultante f_x em função do tempo pode ser verificada na Figura 5.17. As força negativa e positiva são responsáveis por acelerar e frenar o motor, respectivamente. Com relação a esta figura e a Figura 5.13 cabe por fim justificar novamente o que diferencia o *"ripple"* da força durante a aceleração e a frenagem. Durante a aceleração a corrente é injetada no enrolamento quando a indutância assume o seu valor mínimo. Isto permite uma subida mais rápida da corrente. Contudo, durante a frenagem a corrente é injetada quando a indutância da fase está no seu valor máximo ou próximo dele. Nestas condições a corrente leva mais tempo para atingir o seu valor de referência, o que resulta em valores menores na força resultante. Estas características da corrente podem ser verificadas nos gráficos anteriores e nos que são exibidos a seguir.

As características da corrente, tensão e indutância no sentido negativo de deslocamento são apresentadas na Figura 5.18. Novamente pode ser constatada a ação do

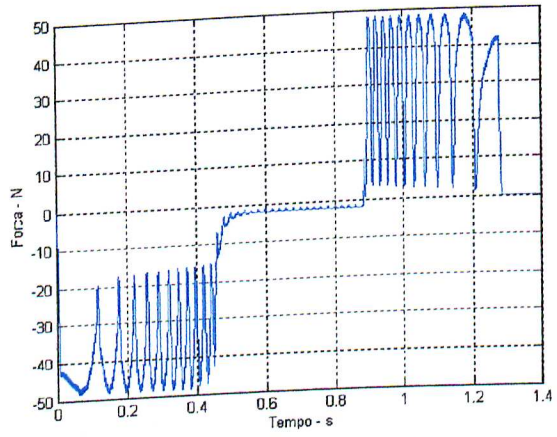


Figura 5.17 – Forças de Propulsão em Função do Tempo no Sentido Negativo de Deslocamento

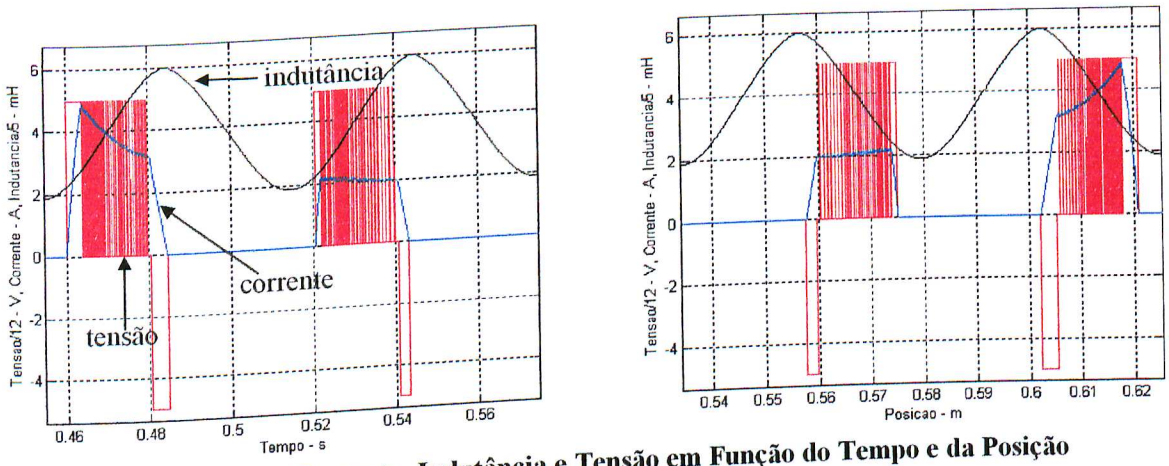


Figura 5.18 – Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição no Sentido Negativo de Deslocamento

controle de velocidade que fornece a corrente de referência que é seguinda pelo controle de corrente. Observe também, no gráfico à direita na figura, que a corrente é injetada no enrolamento no crescimento da indutância, e com o passar do tempo a máquina atinge a velocidade de referência, o que é refletido pelas amplitudes das correntes apresentadas e pelas regiões de aplicação da corrente na fase.

As características da corrente, da indutância e da tensão para a operação do motor no segundo quadrante são apresentadas na Figura 5.19. Como no caso da operação no quarto quadrante a corrente é injetada no enrolamento no decrescimento da indutância, sendo que a corrente neste caso leva mais tempo para atingir o valor de referência. Por fim são

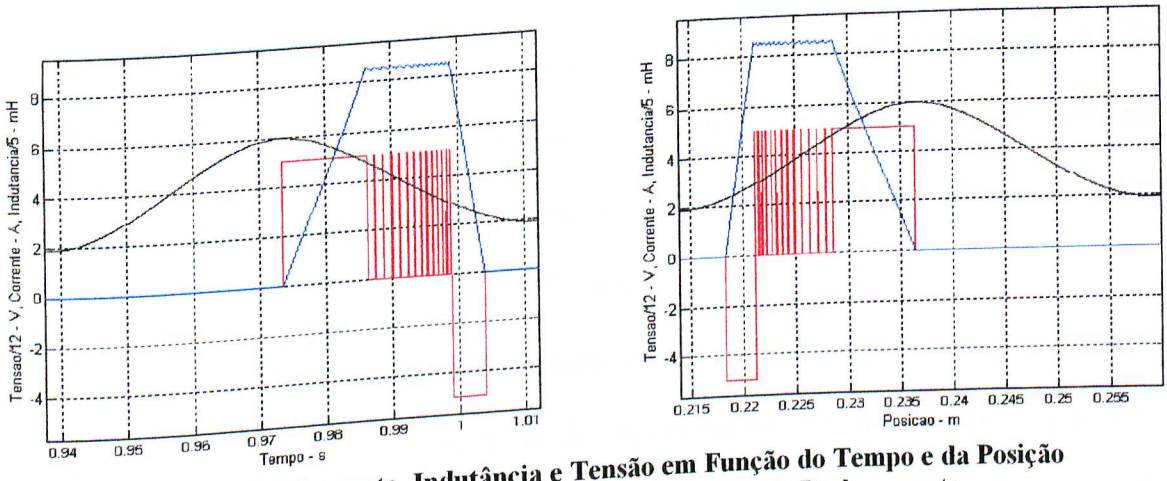


Figura 5.19– Corrente, Indutância e Tensão em Função do Tempo e da Posição na Frenagem do Motor no Sentido Negativo de Deslocamento

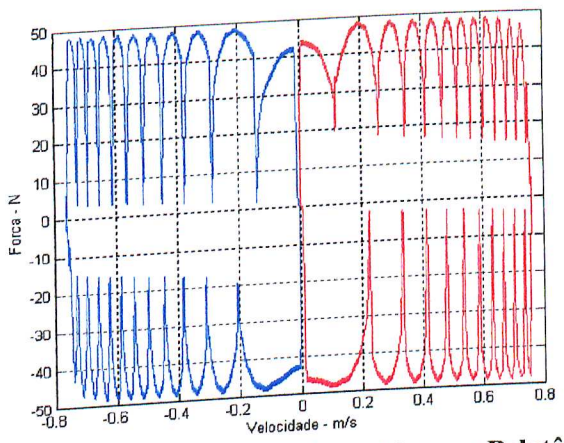


Figura 5.20 – Operação do Motor Linear a Relutância Chaveado nos Quatro Quadrantes

apresentadas as características de força de propulsão f_x em função da velocidade v_x. Pelo gráfico da Figura 5.20, nota-se que o sistema de acionamento do motor linear proposto pode operar nos quatro quadrantes, oferecendo uma grande versatilidade na operação do sistema de acionamento do MLRC.

Durante as simulações realizadas a massa M do sistema é mantida constante. No caso da aplicação desta máquina em sistemas onde ocorre uma grande variação deste parâmetro certamente seria conveniente fazer uma avaliação sobre a necessidade da utilização de algum controlador de velocidade adaptativo.

5.5. Conclusão

Neste Capítulo foi descrita a proposta da estratégia de acionamento do MLRC. A operação da máquina nos quatro quadrantes é contemplada. O conversor eletrônico de potência clássico é utilizado, pois este permite a aplicação de tensões positivas e negativas no enrolamento, bem como de tensão nula (*roda livre*).

Finalmente são apresentados os diagramas de blocos do programa desenvolvido no Simulink/Matlab para simular o sistema de acionamento do motor linear em todas as condições de operação, sendo explicitadas as formas de ondas da corrente, da tensão, da

indutância e as forças em todas as condições de operação. Pelos resultados fica evidente a vantagem de se empregar a representação dos perfis das indutâncias das fases pela Série de Fourier na análise da dinâmica do sistema de acionamento do MLRC.

CAPÍTULO VI

IMPLEMENTAÇÃO DA PROPOSTA DE ACIONAMENTO DO MOTOR LINEAR A RELUTÂNCIA CHAVEADO

6.1. Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação do sistema de acionamento do motor linear a relutância chaveado. Como previsto no capítulo anterior é contemplada a operação do motor nos quatro quadrantes, sendo apresentadas as características de correntes e tensões nos enrolamentos das fases, especialmente durante a subida e descida da corrente de fase na aceleração e na frenagem.

Os circuitos que foram montados e/ou utilizados são medidores de velocidade, das correntes nas fases e da posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa, um comparador entre a velocidade de referência e a velocidade do motor, um controlador PI, um elemento tomador de decisões programável (microcontrolador), um circuito de disparo de gatilhos das chaves do conversor de potência, e um conversor estático de potência. Cabe oportunamente informar que o objetivo neste momento foi de comprovar a viabilidade da estratégia de acionamento proposta no Capítulo V, não havendo agora a intenção de otimizar tais circuitos, especialmente na obtenção e definição dos ganhos do controlador PI e no efetivo controle da velocidade do motor. Assim sendo, a seguir são descritos suscintamente os circuitos montados, bem como são apresentados os resultados obtidos experimentalmente.

6.2. Medidores de Velocidade, de Corrente e de Posição

Quando não é implementada nenhuma estratégia *"sensorless"* os medidores de

velocidade, de correntes nas fases e de posição da parte móvel são essenciais para a implementação do sistema de acionamento da máquina a relutância chaveada. Como a velocidade é a variável a ser observada é necessário o seu conhecimento "*on-line*" para que a mesma seja continuamente comparada com a velocidade de referência adotada. As correntes também são informações necessárias, pois estão associadas diretamente à produção de força e estas devem seguir a referência fornecida pelo controlador de velocidade. Por fim, como já mencionado anteriormente, a posição da parte móvel deve ser também conhecida para que seja realizado o correto chaveamento das fases, resultando na produção de força útil.

Em se tratando de movimento de translação algumas opções estão disponíveis para a implementação da medida de velocidade. Contudo, a maior parte destas são onerosas, sendo outras inadequadas devido às características do sinal fornecido. Aqui optou-se pela utilização de um "*encoder*" associado a um conversor de frequência para tensão (*f*/V). Neste dispositivo o "*encoder*" representa o elemento de maior valor. O "*encoder*" empregado apresenta como principais características uma velocidade máxima de 10.000 r.p.m, sendo que a cada rotação são disponibilizados 1.000 pulsos. Dentre diversos conversores *f*/V disponíveis é empregado o conversor de frequência para tensão LM2907, podendo ser visualizado na Figura 6.1 o

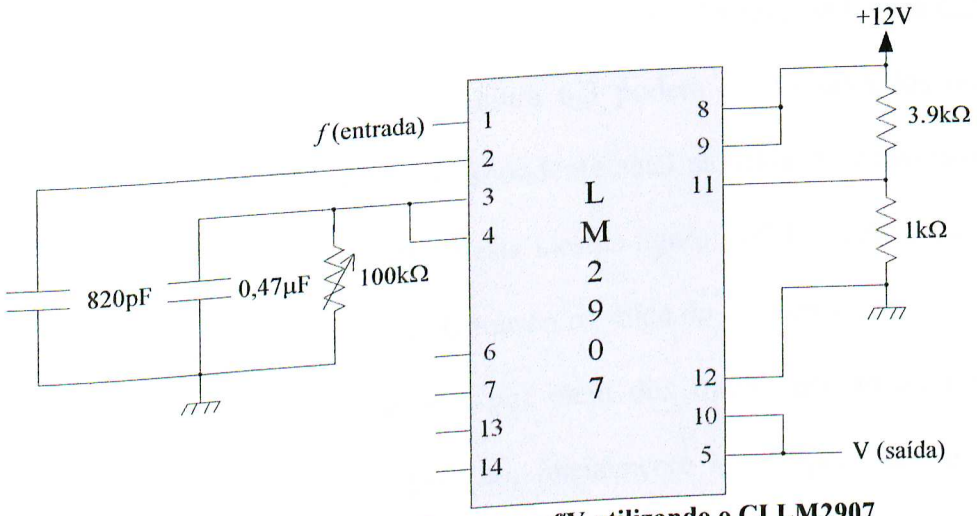


Figura 6.1 - Circuito do Conversor *f*/V utilizando o CI LM2907

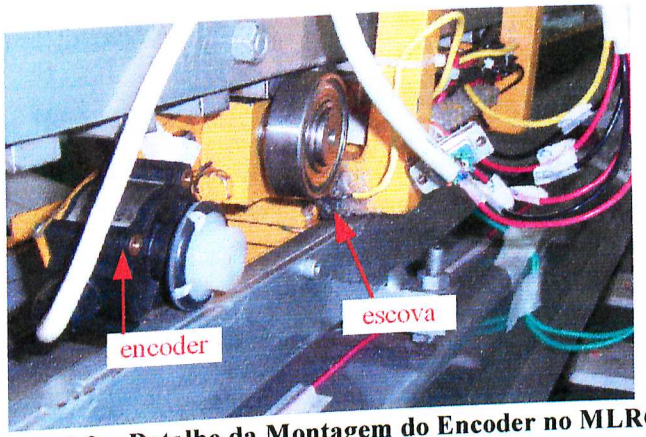


Figura 6.2 – Detalhe da Montagem do Encoder no MLRC

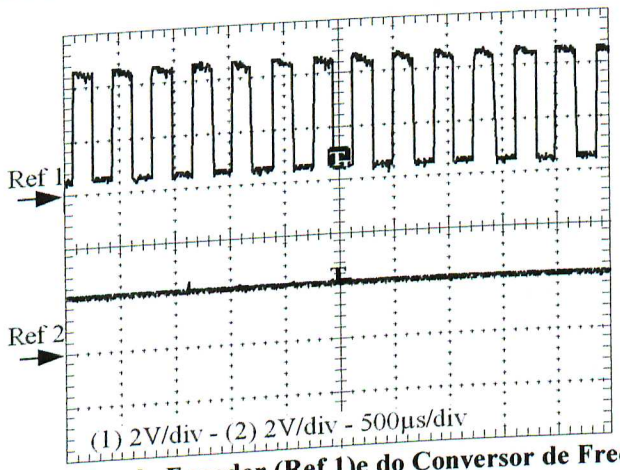


Figura 6.3 – Sinais nas Saídas do Encoder (Ref 1)e do Conversor de Frequência *f*/V (Ref 2)

circuito montado. Este circuito fornece uma tensão de saída proporcional à frequência do sinal de entrada. Os dispositivos periféricos associados ao conversor *f*/V são selecionados e ajustados de modo que a partir de um sinal de entrada correspondente à velocidade nominal do motor haja na saída do conversor *f*/V uma tensão de 5V. Observe na Figura 6.2 detalhe da montagem do *"encoder"* no MLRC. Na Figura 6.3 podem ser visualizados os sinais dos pulsos fornecidos pelo *"encoder"* e o correspondente sinal na saída do conversor *f*/V, neste caso uma tensão de aproximadamente 2V. Nesta mesma figura Ref. 1 se refere a referência do sinal do *"encoder"* e Ref. 2 é a referência da tensão na saída do conversor *f*/V.

As correntes das fases são medidas por meio dos tradicionais medidores de efeito *"hall"*. Com relação ao medidor de posição, inicialmente há a opção de se utilizar um medidor resistivo, por meio de escova (Figura 6.2). Este apresenta um custo bastante

acessível. Contudo, o sinal fornecido é carregado de ruídos, não se mostrando eficiente para a obtenção da velocidade, bem como para efeitos de controle em malha fechada. Porém, este sinal ainda é útil para determinar a posição inicial em que se encontra a parte móvel do MLRC. Logo, para efeito de determinação da posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor, um circuito com sensores ópticos associados à uma lâmina ranhurada, descrita no Capítulo III, são empregados [14]. Observe na Figura 6.4 a montagem realizada dos sensores ópticos na parte móvel do motor passando através da lâmina ranhurada, bem como a identificação dos sensores e das fases.

Pela Figura 6.4, durante a implementação da estratégia de acionamento do MLRC, os sinais dos sensores ópticos são empregados para acionar fases distintas, pois a informação da posição relativa entre os pólos da parte móvel a da parte fixa está associada ao sentido de deslocamento adotado e à ação de aceleração ou frenagem desenvolvida pelo motor. Desse modo na Tabela 6.1 é apresentada a relação entre os sensores ópticos e as fases da máquina.

Na Figura 6.5 podem ser vistos os pulsos gerados pelo circuito dos sensores ópticos. Nesta situação os sinais identificados como 1, 2 e 3 correspondem às fases A, B e C, respectivamente. Esta opção de obtenção das posições relativas entre os pólos garante a aplicação de tensão em apenas uma fase no mesmo instante.



Figura 6.4 – Detalhe dos Sensores Ópticos e das Fases do MLRC

Tabela 6.1. Relação entre Sensores Ópticos e as Fases

	Sentido de Deslocamento			
	Esquerda-Direita		Direita-Esquerda	
	Aceleração	Frenagem	Aceleração	Frenagem
Sensor 1	Fase A	Fase B	Fase B	Fase A
Sensor 2	Fase C	Fase A	Fase A	Fase C
Sensor 3	Fase B	Fase C	Fase C	Fase B

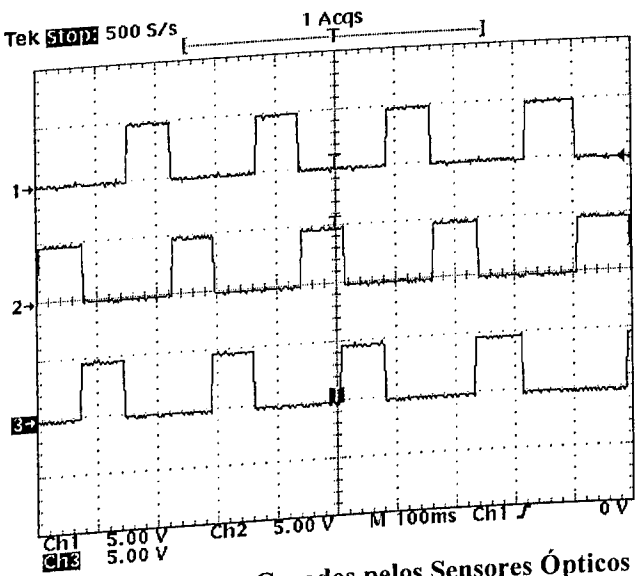


Figura 6.5 – Pulsos Gerados pelos Sensores Ópticos

6.3. Subtrator e Controlador PI

Os circuitos do subtrator e do controlador PI são implementados a partir de amplificadores operacionais. O circuito subtrator destina-se a fazer a comparação entre a velocidade de referência v_{xref} e a velocidade atual v_x do motor, resultando num erro de velocidade que é por sua vez aplicado à entrada do circuito do controlador PI, como ilustrado na Figura 5.3. O controlador PI fornece na saída o erro compensado de velocidade determinante da força de referência, que por sua vez gera a corrente de referência i_{ref} a ser seguida pelas correntes das fases do motor. Veja na Figura 6.6 os circuitos montados.

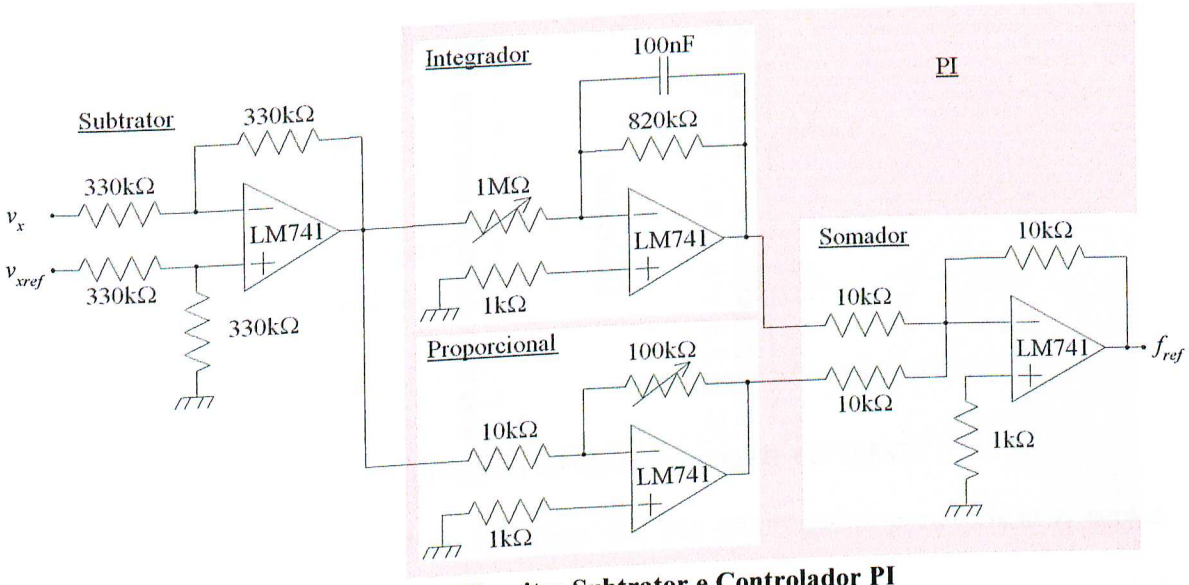


Figura 6.6 – Circuitos Subtrator e Controlador PI

Oportunamente cabe mencionar que os ganhos proporcional e integral são aqui ajustados por meio de tentativa e erro, e que neste momento não há a intenção de otimizar o sistema, e sim comprovar a viabilidade da proposta da estratégia de acionamento do MLRC.

6.4. Implementação da Estratégia de Acionamento no Microcontrolador

A estratégia de acionamento proposta e o esquema de chaveamento do motor linear como proposto na equação 5.5 é implementada utilizando um microcontrolador PIC16F873. O microcontrolador empregado se caracteriza basicamente por ter portas de entradas analógicas e digitais e saídas digitais, permitindo assim, através da configuração destas portas e da programação do dispositivo, que a estratégia de chaveamento seja realizada. Na Figura 6.7 pode ser visto o diagrama da pinagem do microcontrodor PIC16F873, sendo indicado na mesma os pinos utilizados. A *Porta A* (pinos 2 a 7) do microcontrolador é empregada como entradas analógicas. Portanto, o conversor analógico-digital do microcontrolador é usado para realizar a conversão dos sinais analógicos para digitais, para na sequência estes sinais serem processados. Os pinos da *Porta B* são configurados como entrada e saídas digitais, sendo os bits *B1-B6* (pinos 22 a 27) associados aos sinais de gatilho das chaves do conversor (S_1-S_6 na

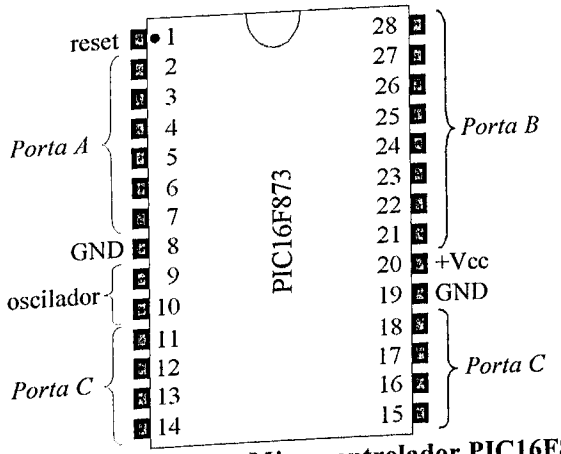


Figura 6.7 – Pinagem do Microcontrolador PIC16F873

Figura 5.4). Os bits *B0* (pino 21) e *B7* (pino 28) são empregados para indicar o sentido de deslocamento do motor e como sistema de monitoramento/alarme, respectivamente. E bits *C0* a *C2* (pinos 11 a 13) da *Porta C* são configurados como entradas digitais, sendo os pulsos gerados pelo circuito dos sensores óptidos lidos através dos mesmos. Ainda com relação à pinagem do microcontralador apresentada na Figura 6.7, podem ser identificados o pino 1 que é destinado ao circuito de *"reset"*, os pinos 8, 19 e 20 destinados a alimentação, e os pinos 9 e 10 onde é definido o *"clock"* do dispositivo através de um dos quatro modos de configuração dos osciladores. Deve-se tomar o cuidado de não se aplicar tensões acima dos níveis TTL nas entradas do microcontrolador para que o mesmo não seja danificado. Maiores detalhes acerca das especificações e das possíveis configurações do microcontrolador PIC16F873 estão disponíveis no *"site"* da Microchip*.

Por meio das informações da corrente de referência i_{ref}, obtida a partir da força de referência f_{ref} (Figura 6.6), das correntes nas fases e da posição relativa entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor o microcontrolador é programado para fornecer pulsos para as chaves do conversor de potência segundo a estratégia de chaveamento proposta no Capítulo V. O controlador de corrente por histerese é implementado digitalmente através da

* Microchip Technology Inc.

comparação dos valores máximos e mínimos que as correntes das fases podem assumir, a partir da corrente de referência i_{ref}, ou seja, implementado através da abertura e fechamento das chaves do conversor.

6.5. Circuito de Isolação e Amplificação dos Pulsos de Controle (Gate-driver)

Os sinais fornecidos pelo circuito de controle, formado pelos dispositivos descritos anteriormente, não podem ser aplicados diretamente aos gatilhos das chaves do conversor de potência. Isto se deve ao fato dos gatilhos das chaves inferiores terem a mesma referência do conversor de potência, e os sinais das chaves superiores apresentarem diferentes referências para o *"source"* de suas respectivas chaves. As referências das chaves superiores são conhecidos como *terra flutuante* ou *virtual*. Logo, faz-se necessário que estes sinais sejam isolados e amplificados para que sejam posteriormente enviados ao conversor de potência, o qual apresenta um referencial próprio de terra. O circuito empregado é constituído de um fotoacoplador, para fazer o isolamento galvânico do circuito de controle do circuito de potência, de *"buffers"*, que fornecem um sinal com uma potência mais elevada e sem ruídos, e de um circuito de ataque de gatilho, que tem a função de amplificar o nível de corrente proveniente dos *"buffers"*. Estes circuitos são detalhadamente descritos em [51].

Os sinais fornecidos na saída do circuito de ataque de gatilho apresentam as características apresentadas na Figura 6.8. O sinal apresentado na parte superior da figura está associado os pulsos enviados para a chave superior do conversor de potência, sendo responsável pelo controle da corrente por histerese. O sinal inferior na figura corresponde ao sinal aplicado na chave inferior do conversor de potência, ficando fechada durante todo o período de condução da fase.

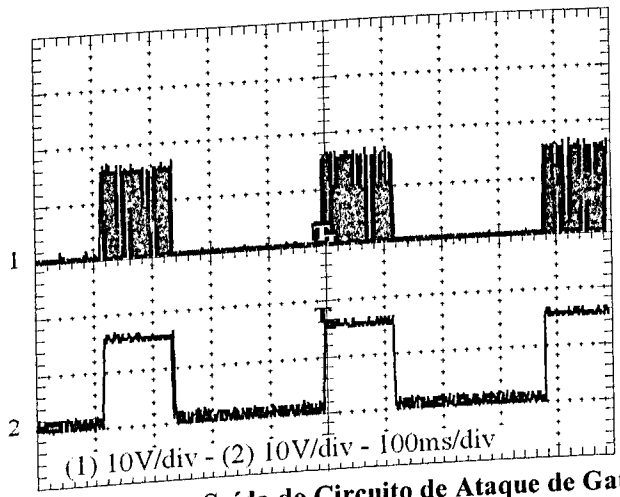


Figura 6.8 – Pulsos na Saída do Circuito de Ataque de Gatilho

6.6. Estágio de Potência

O estágio de potência é constituído pelo conversor de potência *clássico* ou *"half-bridge"*, conforme descrito no Capítulo V. As chaves utilizadas são IGBT's do tipo IRG4BC30U. Esta chave suporta até 600V de tensão entre emissor e coletor, tendo uma tensão típica de 1,95V entre coletor e emissor quando em condução. A tensão de disparo do gatilho é de 15V, sendo a corrente máxima de coletor de 23A, operando a 23° C. Os diodos de *roda livre* são os HFA15TB60. Estes dispositivos suportam uma tensão reversa de até 600V, tendo uma tensão de polarização direta de 1,7V. A relação da variação de corrente com o tempo é da ordem de 188A/μs, operando a 125° C. A corrente de polarização direta é de aproximadamente 15A, podendo atingir até o valor máximo 60A.

A tensão do barramento C.C. aplicada no conversor de potência é mantida por uma fonte de tensão chaveada que tem a capacidade de fornecer em seus terminais 30V e uma corrente máxima de 25A, sendo a mesmo protegida contra curto-circuito e com limitador de corrente ajustável.

6.7. Resultados Experimentais Obtidos

A seguir são apresentados os resultados obtidos experimentalmente, com a avaliação

das formas de ondas das correntes nas fases, associadas ao chaveamento da tensão do barramento do conversor. As características destas grandezas podem ser vistas durante a aceleração e a frenagem, podendo ser constatada a possibilidade de operação do MLRC nos quatro quadrantes. Finalmente é apresentada uma curva da velocidade do motor em função do tempo.

Uma característica típica dos motores a relutância chaveados é a necessidade de que as correntes circulem pelos enrolamentos em instantes bastantes particulares, associadas às posições relativas entre os pólos. A equação 2.14 mostra a dependência do conhecimento e do controle da corrente para que forças de propulsão úteis possam ser produzidas. Na Figura 6.9 podem ser vistas correntes que circulam pelas fases, em instantes e posições relativas entre os pólos diferenciadas. Nas escalas que se seguem cada 500mV de tensão equivale a 1A de corrente no enrolamento da fase. Na figura à esquerda o osciloscópio é ajustado de modo que cada corrente tenha uma referência distinta. Já na figura à direita o osciloscópio é ajustado de forma tal que as correntes apresentem a mesma referência, permitindo a comparação da amplitude e da fase dentre as mesmas. Assim, pelos formatos das correntes, pode-se concluir que a força de propulsão resultante é bastante próxima daquelas apresentadas na Figura 4.13 e

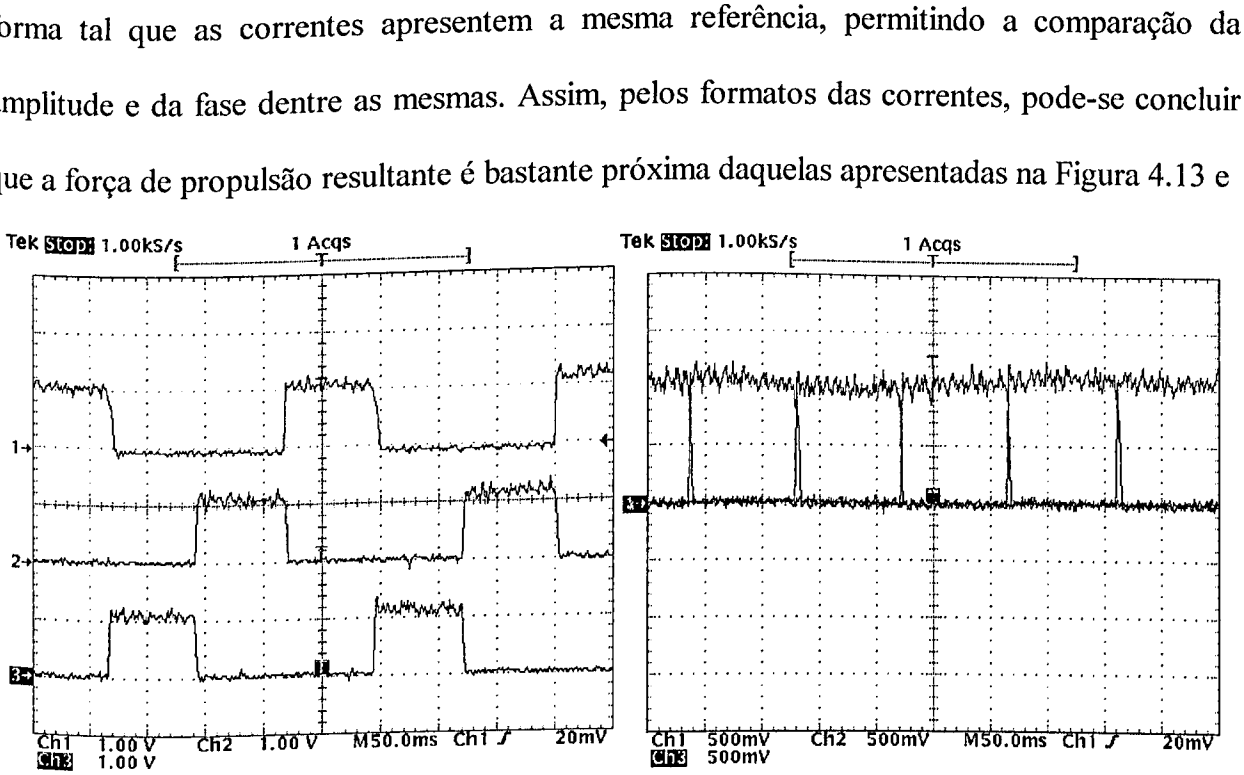


Figura 6.9 – Correntes nas Fases do MLRC

5.13. Pela figura ainda pode ser constatado, em virtude da sequência do chaveamento das fases, que o motor se encontra deslocando da esquerda para a direita e em aceleração ou em regime permanente ou frenando, porém no sentido de deslocamento oposto.

Na Figura 6.10 podem ser vistas as formas de ondas da corrente e da tensão aplicada a uma fase do motor. Pelas figuras ficam caracterizadas as etapas de operação do conversor eletrônico de potência. Num primeiro instante, tensão positiva, que corresponde ao sinal inferior nas figuras, é aplicada no enrolamento da fase de modo que a corrente, sinal superior na figura, atinja o valor da corrente máxima i_{max}. Em seguida ocorre o chaveamento do conversor para que haja o controle da corrente por histerese, que se caracteriza pela aplicação de tensão positiva e nula na fase. Por fim, ao final do período de condução da fase, as chaves superior e inferior do conversor, associadas à fase que se encontra conduzindo, são abertas, aplicando tensão negativa no enrolamento. Isto provoca uma queda rápida da corrente. A forma de onda da tensão praticamente assume uma forma semelhante aos sinais enviados pelo circuito de ataque de gatilho, diferenciando-se apenas em amplitude e no valor negativo assumido pela tensão de fase quando as chaves superior e inferior são abertas, forçando a circulação da corrente da fase pelos diodos de *roda livre*. Observe detalhes na figura à direita.

As características das formas de onda da corrente e da tensão no enrolamento da fase

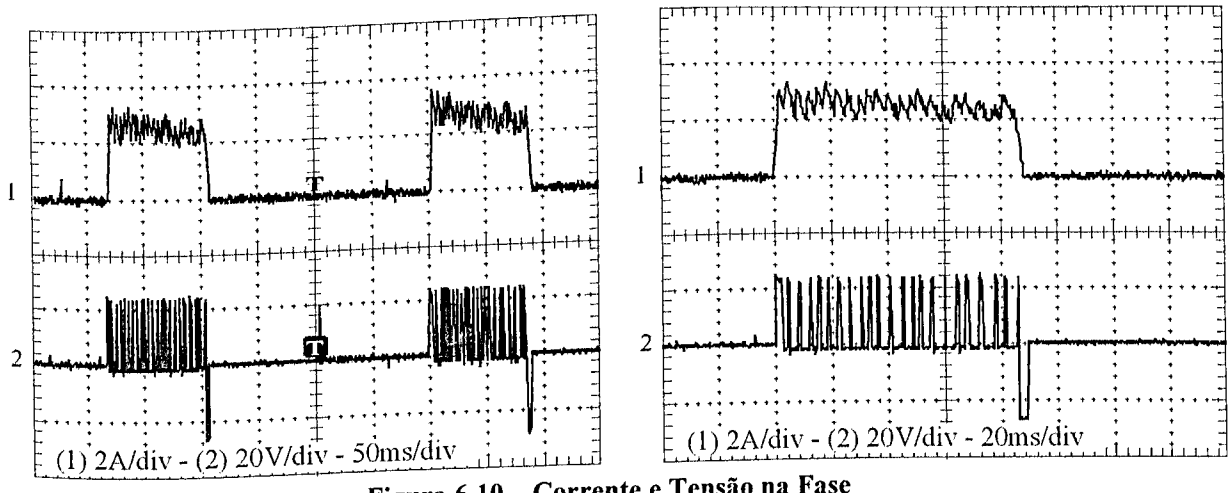


Figura 6.10 – Corrente e Tensão na Fase

na aceleração e na frenagem apresentam pequenas particularidades, como já constatado durante a simulação do sistema de acionamento do MLRC e destacado no Capítulo V. Inicialmente observe os resultados obtidos quando o motor se encontra acelerando, ou operando no primeiro ou terceiro quadrantes. As características da corrente e da tensão são retratadas nas partes superior e inferior da Figura 6.11, respectivamente. Detalhes sobre a subida e a descida da corrente, ainda durante a aceleração ou em regime permanente, podem ser visualizadas na Figura 6.12. Nesta mesma figura à esquerda, observe que a corrente leva um tempo de subida ligeiramente menor que o tempo necessário para a descida, como mostrado na mesma figura à direita. O tempo de aplicação de tensão positiva no enrolamento está associado à indutância mínima da fase, o que permite a subida rápida da corrente. Isto já

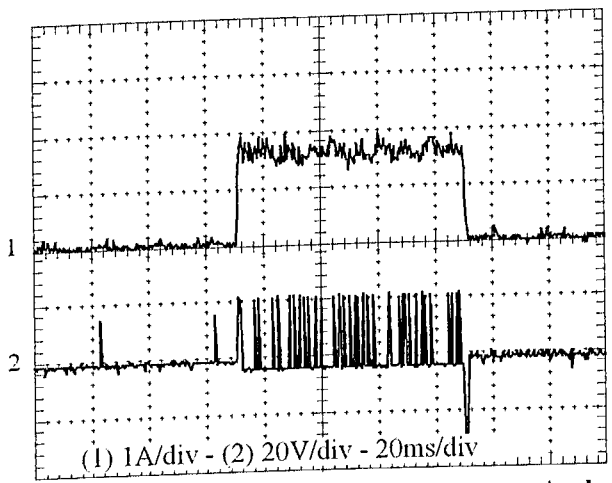


Figura 6.11 – Corrente e Tensão no Enrolamento – Aceleração

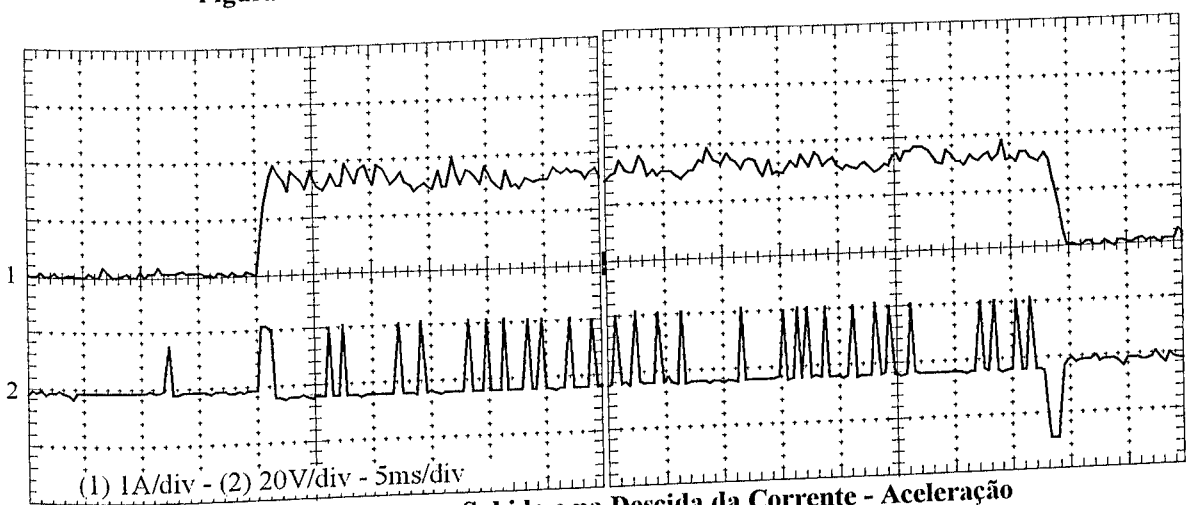


Figura 6.12 – Detalhes na Subida e na Descida da Corrente - Aceleração

não ocorre no instante da descida, instante em que a indutância encontra-se em torno de seu valor máximo. Certamente a não aplicação de tensão negativa na fase provocaria uma cauda na corrente, resultando na produção de força de propulsão indesejável, contribuindo para oscilações na parte móvel.

Durante a operação do motor nos segundo e quarto quadrantes, ou seja, na frenagem, a corrente é aplicada no enrolamento durante o decrescimento da indutância. Assim a subida da corrente exige um tempo maior que na descida. Como é perceptível nas Figuras 6.13 e 6.14, a tensão é aplicada na fase no instante de indutância máxima, caracterizado pelo tempo de subida da corrente, e retirada no momento que a indutância está em torno de seu valor mínimo. Neste instante é aplicada tensão negativa na fase, por meio da abertura das chaves

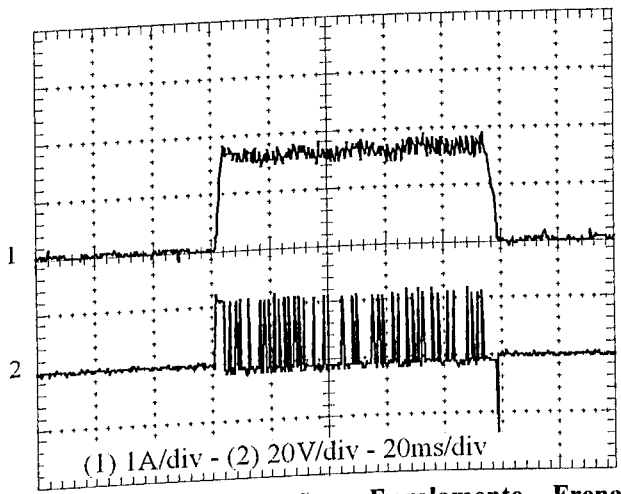


Figura 6.13 – Corrente e Tensão no Enrolamento – Frenagem

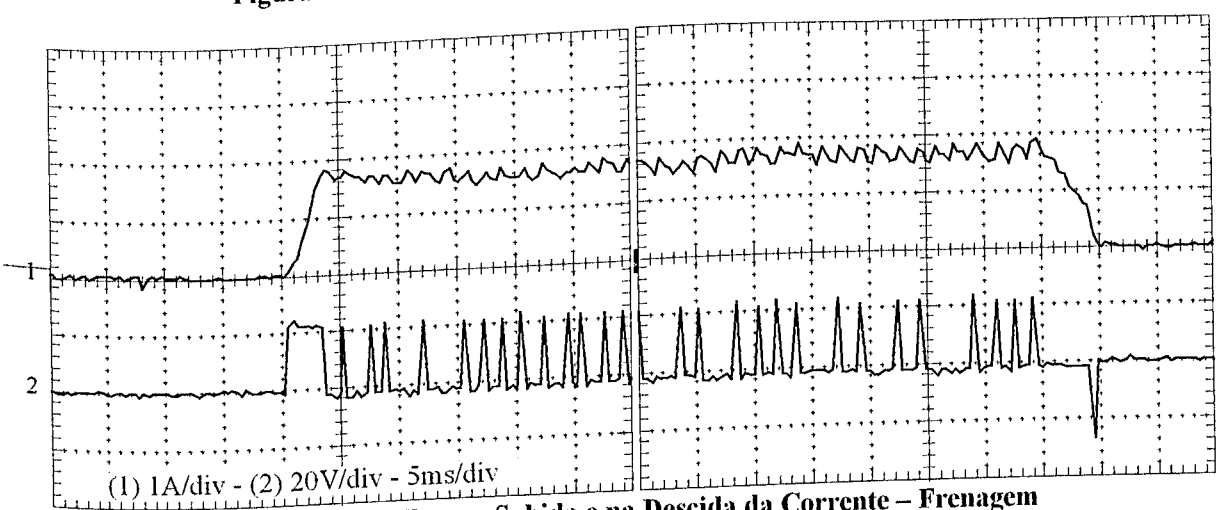


Figura 6.14 – Detalhes na Subida e na Descida da Corrente – Frenagem

superior e inferior do conversor, por um tempo relativamente menor que durante a subida.

A velocidade do motor está esboçada na Figura 6.15. Como pode ser observado, inicialmente ocorre um *"overshoot"* seguido de uma queda de velocidade. Estas características estão associadas aos ganhos do controlador de velocidade PI e a uma região do percurso da parte móvel que representa um obstáculo à passagem da parte móvel, respectivamente. Cabe ainda salientar que a queda da velocidade fica bastante evidente devido a baixa velocidade de operação da máquina. Pode ser visto que na sequência a velocidade se estabiliza, reduzindo a zero próximo do final do percurso. Neste caso o motor se desloca da esquerda para a direita. A velocidade nominal de projeto do motor é de 75cm/s. A esta velocidade corresponderia uma tensão na saída do conversor *f*/V de 5V. Portanto, a velocidade em regime permanente apresentada na Figura 6.15 é de aproximadamente 20cm/s.

Na Figura 6.16 a seguir podem ser vistas fotografias do sistema de acionamento implementado, onde são identificadas algumas partes do sistema.

6.8. Conclusão

Neste Capítulo foi descrito o procedimento experimental realizado para a implementação da proposta de acionamento do motor linear a relutância chaveado descrita no

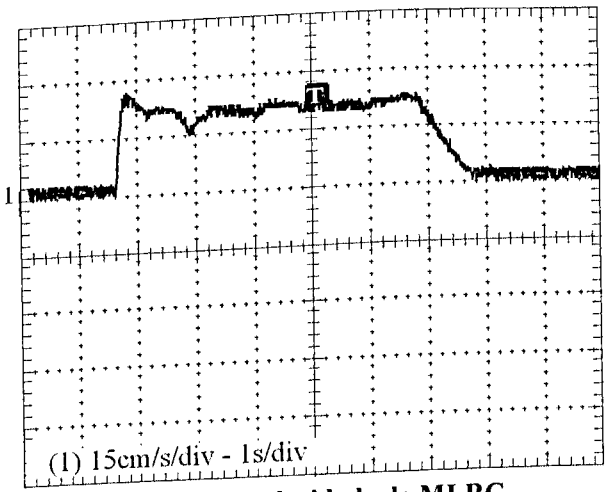


Figura 6.15 – Velocidade do MLRC

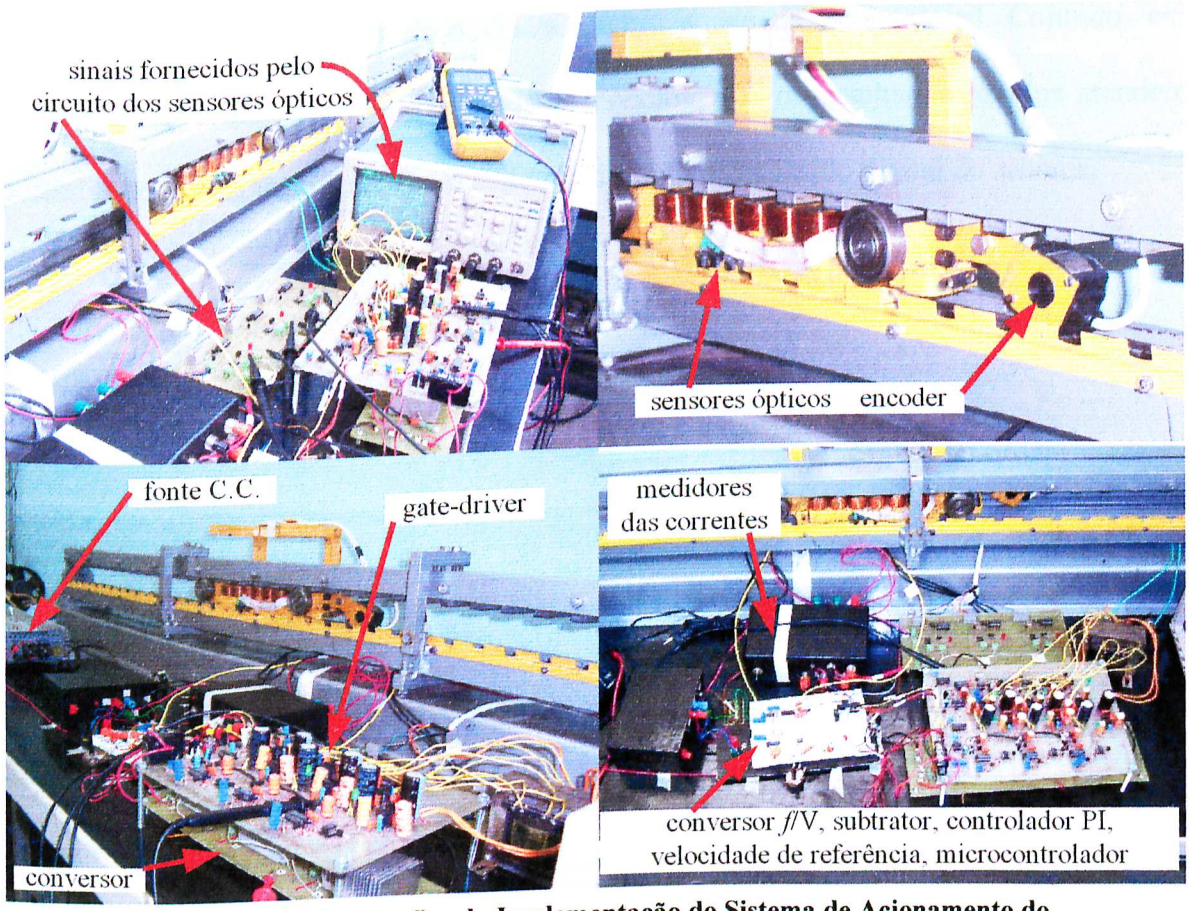


Figura 6.16 – Fotografias da Implementação do Sistema de Acionamento do Motor Linear a Relutância Chaveado

Capítulo V desta tese. Os medidores de velocidade, de corrente e de posição são apresentados, assim como o circuito de controle, de ataque de gatilho e do conversor eletrônico de potência. Como mencionado, estes circuitos não tiveram a intenção de otimizar a operação do motor, neste caso com o controle de velocidade.

Os resultados experimentais obtidos foram expostos, dando enfoque as formas de ondas das correntes das fases e suas respectivas tensões. Puderam ser verificadas as características destas grandezas quando o motor opera na aceleração, em regime permanente e na frenagem, ficando explicitada a operação do motor nos quatro quadrantes. Por fim a velocidade da máquina é apresentada, frisando que o resultado apresentado está bastante associado às características mecânicas que o motor se encontra. Durante o acionamento do motor foi constatada a necessidade de alguns ajustes no caminho ao longo do percurso da

parte móvel de forma a permitir o deslocamento suave da parte móvel. Contudo, em se tratando de um primeiro protótipo, pode-se concluir que os resultados obtidos atendem as expectativas criadas em função dos resultados durante a simulação digital do sistema.

SISBI/UFU
212422

CAPÍTULO VII

CONCLUSÃO

O interesse por máquinas elétricas lineares tem crescido substancialmente nas últimas duas décadas. Uma vasta gama de aplicações exige movimentos de translação o que torna o motor linear bastante adequado, pois a necessidade de conversão de movimento rotacional para translacional é eliminada. Juntamente com esta característica a evolução dos dispositivos semi-condutores tem permitido a multiplicação das aplicações destas máquinas. Assim, tendo em vista as experiências adquiridas com o estudo do MRRC, este trabalho veio iniciar a nível nacional estudos que enfocam o MLRC. Foram realizadas pesquisas associadas ao modelo matemático, projeto, levantamento de parâmetros do protótipo construído, e ao acionamento.

Inicialmente um modelo matemático que descreve a dinâmica do MLRC é apresentado. Na modelagem do motor é observada a importância do conhecimento das características dos perfis das indutâncias das fases em função das posições relativas entre os pólos da parte móvel e da parte fixa do motor linear e, verificou-se também que é necessário apenas o conhecimento das características do semi-ciclo de crescimento da indutância da fase em função da posição para que os perfis das indutâncias das fases e de suas derivadas possam ser obtidas através da Série de Fourier. Ficou demonstrada a eficiência do uso desta técnica na representação da indutância, que leva a uma análise mais realística da dinâmica do sistema de acionamento.

Numa etapa seguinte é apresentada uma metodologia de projeto do MLRC. Na descrição do procedimento de projeto procurou-se, com a utilização dos conceitos de carregamentos elétricos e magnéticos específicos da máquina, simplificar a etapa inicial dos

cálculos. A equação da potência de saída, comumente utilizada por projetistas como o ponto inicial, apresenta vários parâmetros que devem ser conhecidos a priori, os quais são difíceis de se definir na "arracanda inicial" do projeto de máquinas elétricas. Assim, a partir da relação da equação da potência de saída com a força e a força por unidade de área da parte ativa do núcleo magnético, procurou-se simplificar a etapa inicial do projeto do MLRC, sendo aplicada na sequência uma metodologia de projeto relativamente simples para a obtenção das medidas que caracterizam o circuito magnético. Na análise das dimensões obtidas deve-se atentar para a importância das relações entre a área da ranhura e a área do enrolamento e entre os diâmetros interno e externo do motor rotativo equivalente, esta última influindo diretamente na altura do pólo da parte móvel, que por sua vez interfere nos valores das indutâncias mínima e máxima.

O procedimento construtivo do protótipo do MLRC foi descrito. Com a construção do protótipo foram realizados os levantamentos dos parâmetros estáticos do motor. As curvas de magnetização foram plotadas para posições que vão desde o não alinhamento máximo até o total alinhamento dos pólos da parte móvel e da parte fixa do núcleo magnético do motor. Pelas curvas obtidas, constata-se que o motor linear apresenta características de um circuito magnético linear, devido essencialmente às características das dimensões físicas que determinam o caminho magnético e ao entreferro maior. O levantamento dos parâmetros elétricos de cada fase do motor foi realizado, sendo as resistências dos enrolamento obtidas por medição direta e as curvas das indutâncias dos enrolamentos traçadas em função da posição para diversos valores de correntes injetadas nos enrolamentos do motor. As medidas das forças de propulsão, responsáveis pela realização de movimento da parte móvel na direção do eixo x, foram realizadas por meio da utilização de uma célula de carga. Pelos valores das forças associadas ao motor linear ficou evidenciado a grande capacidade de força

da máquina. Com os resultados obtidos pode-se concluir que as medidas realizadas se mostraram bastante próximas dos valores analíticos apresentados durante o projeto, atendendo as especificações.

Um sistema de acionamento do MLRC que considera a operação da máquina nos quatro quadrantes é proposto. Assim, o conversor, os controladores de velocidade e corrente e a estratégia de acionamento são explicitados. Pelos resultados da simulação digital do sistema foi possível constatar a possibilidade de operação do MLRC, de acordo com a estratégia proposta.

Por fim é realizada a implementação do sistema de acionamento proposto. É dado enfoque às grandezas corrente de fase e tensão de fase, caracterizando a aceleração e operação em regime permanente e a frenagem, de forma que a operação nos quatro quadrantes fique contemplada. Pôde-se constatar que os resultados experimentais estão bastante coerentes com os resultados obtidos a partir da simulação digital o que valida todo o estudo realizado.

Assim, pode-se explicitar as seguintes contribuições resultantes deste trabalho:

- o início de estudos sobre o MLRC no cenário nacional;
- apresentação de uma modelagem matemática que descreve a dinâmica do protótipo do motor linear construído, contemplando a possibilidade de movimentos nas direções x e z;
- descrição didática da metodologia de projeto de máquinas a relutância chaveada, a qual faz uso do Método dos Elementos Finitos para avaliação e melhoria da geometria do núcleo magnético do motor;
- construção de um protótipo de MLRC;
- descrição de uma proposta de acionamento de um MLRC que considera a operação do motor nos quatro quadrantes;

- simulação da modelagem do motor linear, onde é empregada a representação da indutância da fase por meio das Séries de Fourier;
- implementação de um conversor de potência e de um sistema de controle microprocessado;
- apresentação de resultados experimentais que comprovam a possibilidade de operação do protótipo do MLRC nos quatro quadrantes, validando a proposta da estratégia de acionamento realizada.

Estes tópicos sintentizam o conteúdo do trabalho desenvolvido. Assim, com o intuito de sinalizar para possíveis estudos a serem desenvolvidos empregando o protótipo da máquina construída e as informações que estão nesta tese, são apresentadas a seguir algumas sugestões:

- empregar outra alternativa para a identificação de posição;
- avaliar uma estratégia para empregar a força normal para efeitos de levitação magnética;
- otimizar o sistema de acionamento implementado, que vai desde o controle, através do projeto dos controladores, assim como a utilização de chaves estáticas mais adequadas para as especificações nominais da máquina;
- realizar estudos associando controladores não clássicos a cargas variáveis;
- propor e implementar o controle da força de propulsão f_x;
- quanto à parte mecânica do sistema, este primeiro protótipo apresenta algumas regiões ao longo do caminho de percurso do estator que necessitariam de pequenas correções de modo a suavizar o deslocamento, eliminando também algumas folgas que vieram a ser identificadas durante o acionamento;
- realizar estudos comparativos entre o motor linear de indução e o motor linear a relutância chaveado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] LAITHWAITE, E. R. "*Induction Machines for Special Purposes.*" G. Newnes Ldt., London, 1966.

[2] LAITHWAITE, E. R. "*A History of Linear Electric Motors.*" London, Macmillan, 1987.

[3] YAMADA, H. "*Handbook of Linear Motor Applications.*" Kogyo Chosakai Publ. Co. Ltd., Japan, 1986.

[4] GIERAS, Jacek F. "*Linear Induction Drives*". Oxford Science Publications, 1994.

[5] BOLDEA, I. A and NASAR, Syed A. "*Linear Electric Actuators and Generators*". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 712-717, September 1999.

[6] DESHPANDE, Uday S., CATHEY, Jimmie J. and RICHTER, Eike. "*High-force Density Linear Switched Reluctance Machine.*" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, March/April 1995, pp. 345-352.

[7] LEE, Byeong-Seok, BAE, Han-Kyung, VIJAYRAGHAVAN, Praveen and KRISHANA, R. "*Design of a Linear Switched Reluctance Machine.*" Conference Rec. of the 1999 IEEE IAS Ann. Mtg., Phoenix, AZ, October 1999, pp. 2267-2274.

[8] KRISHNAN, Ramu, LEE, Byeong-Seok, and VALLANCE, P. "*Integral Linear Switched Reluctance Machine Based Guidance, Levitation and Propulsion System.*" Proceedings of the 16th International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives, MAGLEV'2000, Rio de Janeiro, Brazil, June 2000, pp. 281-286.

[9] LUCIDARME, J., AMOURI, A., and POLOUJADOFF, M. "*Optimum Design of Longitudinal Field Variable Reluctance Motors – Application to a High Performance Actuator.*" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, No. 3, September 1993, pp. 357-361.

[10] CORDA, J. and SKOPLJAK, E. *"Linear Switched Reluctance Actuator."* 6th International Machines and Drives, September 1993, pp. 535-539.

[11] LIU, C. T. and KUO, J. L. "*A Generated 3-D Dynamic Modeling for Transverse Flux Homopolar Linear Machines Based on Statistical Saliency-effect Superposition Method.*" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 8, No. 4, December 1993, pp. 739-740.

[12] PAULA, Pedro P., and CARDOSO, José R. *"Design of a Switched Reluctance Motor."* 3nd Brazilian Power Electronics Conference,COBEP, December 1995, pp. 67-72.

[13] NASCIMENTO, J. M., ROLIM, L. G. B., HEIDRICH, P., SUEMITSU, W. I., and HANITSCH, R. *"Design and Simulation Aspects of a Switched Reluctance Drive."* 3nd Brazilian Power Electronics Conference,COBEP, December 1995, pp. 79-83.

[14] BORGES, Tauler T. *"Motor a Relutância Chaveado com Controle Fuzzy e Detecção Indireto de Posição"*. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Julho 2002.

[15] MILLER, T. J. E. *"Optimal Design of Switched Reluctance Motors."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 15-27.

[16] MILLER, T. J. E. *"Switched Reluctance Motors and their Control."* Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford 1993.

[17] DAWSON, Graham E., and EASTHAM, Anthony R. *"Switched-Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite-Element and Test Results."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 23, May/June 1987, pp. 532-537.

[18] ADAMIAK, K., BARLOW, D., CHOUDHURY, C. P., CUSAK, P. M., and DAWSON, G. E. *"The Switched Reluctance Motor as a Low-Speed Linear Drive."* Int. Conf. on Maglev and Linear Drives, May 1987, pp. 39-43.

[19] KRISHNAN, Ramu, BHARADWAJ, Aravind S., and MATERU, Peter N. *"Computer-Aided Design of Electrical Machines for Variable Speed Applications."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, November 1988, pp. 560-571.

[20] KRISHNAN, Ramu, ARUMUGAN, R., and LINDAY, James F. *"Design Procedure for Switched-Reluctance Motors."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 3, May/June 1988, pp. 456-461.

[21] RADUN, Arthur V. *"Design Considerations for the Switched Reluctance Motor."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, September/October 1995, pp. 1079-1087.

[22] ANWAR, M. N., HUSAIN, Iqbal, and RADUN, Arthur V. *"A Comprehensive Design Methodology for Switched Reluctance Machines."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 6, November/December 2001, pp. 1684-1692.

[23] LAWRENSON, P. J., STEPHENSON, J. M., CORDA, J., and FULTON, N. N. *"Variable-speed Switched Reluctance Motors."* IEE Proc., Vol. 127, Pt. B, No. 4, 1980, pp. 253-265.

[24] NASAR, Syed A., and BOLDEA, I. *"Linear Electric Motors: Theory, Design, and Practical Applications."* Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1987.

[25] MATERU, Peter N., and KRISHNAN, Ramu. *"Steady-State Analysis of the Variable-Speed Switched-Reluctance Motor Drive."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No. 4, November 1989, pp.523-529.

[26] MILLER, T. J. .E. *"Converter Volt-Ampere Requirements of the Switched Reluctance Motor Drive."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, No. 5, September/October 1985, pp.1136-1144.

[27] VUKOSAVIC, Slobodan, and STEFANOVIC, Victor R. *"SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 6, November/December 1991, pp. 1034-1047.

[28] POLLOCK, Charles, and MICHAELIDES, A. *"Switched Reluctance Drives: A Comparative Evaluation."* Power Engineering Journal, December 1995, pp. 257-266.

[29] BARNES, Mike, and POLLOCK, Charles. *"Selecting Power Electronic Converters for Single Phase Switched Reluctance Motors."* Power Electronics and Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, Conference Publication No. 456 © IEE 1998, pp. 527-531.

[30] BARNES, Mike, and POLLOCK, Charles. *"Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives."* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1100-1111.

[31] BAE, Han-Kyung, LEE, Byeong-Seok, VIJAYRAGHAVAN, Praveen, and KRISHNAN, Ramu. *"A Linear Switched Reluctance Motor: Converter and Control."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, November/December 2000, pp. 1571-1580.

[32] FITZGERALD, A. E, KINGSLEY, Charles Jr., and KUSKO, Alexander. *"Máquinas Elétricas."* McGraw-Hill do Brasil, 1995.

[33] ANDRADE, Darizon A, and KRISHNAN, Ramu. *"Characterization of Switched Reluctance Machines Using Fourier Series Approach."* Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Vol. 1, 2001, pp. 48-54.

[34] LIPO, T.A. *"Introduction to A.C. Machine Design."* WisPERC, Vol. 1, UW, Madison, 1996.

[35] SAY, M. G. *"Alternating Current Machines."* New York: Pittman, 1976.

[36] CHAI, H. D. *"Permeance Model and Reluctance Force Between Toothed Structures."* 2nd Annual Symp. Incremental Motion Contr. Syst. And Devices, University of Illinois, Paper K, May 1973.

[37] BASTOS, João P. Assumpção. *"Eletromagnetismo e Cálculo de Campos"*. Editora da UFSC, 3a. ed., Florianópolis, 1996.

[38] BOSE, Bimal K., MILLER, Timothy J. E., SZCZESNY, Paul M., and BICKNELL, William H. *"Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July/August 1986, pp. 708-715.

[39] AHN, Jin-Woo, AN, Young-Joo, JOE, Cheol-Je, and HWANG, Young-Moon. *"Fixed Switching Angle Control Scheme for SRM Drive."* APEC 1996, pp. 963-967.

[40] BAE, H. K., and KRISHNAN, Ramu. *"A Study of Current Controllers and Development of a Novel Current Controller for High Performance SRM Drives."* IAS 1996, pp. 68-75.

[41] GRIBBLE, J. J., KJAER, P. C., and MILLER, T. J. .E. *"Optimal Commutation in Average Torque Control of Switched Reluctance Motors."* IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 1, January 1999, pp. 2-10.

[42] HUSAIN, Iqbal. *"Minimization of Torque Ripple in SRM Drives."* IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 28-39.

[43] INDERKA, Robert B., MENNE, Marcus, and DE DONCKER, Rik W. A. A. *"Control of Switched Reluctance Drives for Electric Vehicle Applications."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 48-53.

[44] TORREY, David A. *"Switched Reluctance Generators and Their Control."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 3-14.

[45] HUSAIN, Iqbal, RADUN, Arthur, and NAIRUS, John. *"Fault Analysis and Excitation Requirements for Switched Reluctance Generators."* IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No. 1, March 2002, pp. 67-72.

[46] CHEN, Hao, ZHANG, Chao, and ZHAO, Xucheng. *"Research on the Switched Reluctance Wind Generator System."* IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics 2001, Vol. 3, pp. 1936-1941.

[47] OMETO, A., JULIAN, A., and LIPO, T. A. *"A Novel Low Cost Variable Reluctance Motor Drive."* In Int. Conf. Electric Machines Rec., Vol. 1, 1994, pp. 77-79.

[48] POLLOK, C., and WILLIANS, B. W. *"Power Converter Circuits for Switched Reluctance Motors with the Minimum Number of Switches."* Proc. IEE, Vol. 137, Pt. B, No. 6, 1990, pp. 373-384.

[49] TORREY, D. A., and LANG, J. H. *"Modelling Non-linear Variable Reluctance Motor Drive."* IEE Proc., Pt. B, Vol. 137, No. 5, September 1990, pp. 314-326.

[50] PAPAIOANNOU, S. G. *"Stepping Motors – A Review."* Comput. & Elect. Engng., Vol. 7, 1980, pp. 243-266.

[51] BISSOCHI JR., C. A. *"Análise Teórico Experimental do Comportamento do Motor de Indução Operando com Correntes Controladas em Regime Permanente."* Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Outubro 1997.

BIBLIOGRAFIA

[1] CUSAK, Patrick. M. *"Design, Control and Operation of a Linear Switched Reluctance Motor."* Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Quebec, Canada, September 1991, pp. 19.1.1-19.1.5.

[2] CORDA, J., and STEPHENSON, J. M. *"Analytical Estimation of the Minimum and Maximum Inductances of a Double-salient Motor."* Proc. of the Int. Conf. on Stepping Motors and Systems, Leeds, 1979, pp. 50-59.

[3] MATERU, P., and KRISHNAN, R. *"Analytical Prediction of SRM Inductance Profile and Steady-state Average Torque."* IEEE Ind. Appl. Soc. Ann. Mtg. Conf. Rec., October 1990, pp. 214-223.

[4] CLARKSON, P. J., and ACARNLEY, P.P. *"Amplified Approach to the Dynamic Modelling of Variable-reluctance stepping motors."* IEE Procedings, Vol. 136, Pt. B, No. I, January 1989, pp. 1-10.

[5] HARRIS, M. R., and MILLER, T. J. E. *"Comparison of Design and Performance Parameters in Switched Reluctance and Induction Motors."* IEE Fourth International Conference on Electrical Machines and Drives, September 1991, pp. 303-307.

[6] CREUZET, Thirry, and IUNG, Claude. *"Discrete Modelling of a Stepping Motor."* IEEE PESC '89, Vol. 1, June 1989, 418-422.

[7] TORRENT, M, ANDRADA, P., and PERAT, J. I. *"Simulation of Switched Reluctance Motor (SRM) Using Non-linear Models."* ICEM, 2002, CD.

[8] DI NAPOLI, A., and CAPPONI, F. Giulli. *"Experimental Course on Development of a DSP-based Digital Control Algorithm for Electrical Drives."* ICEM, 2002, CD.

[9] RADUN, Arthur. *"Analytically Computing the Flux Linked by a Switched Reluctance Motor Phase when the Stator and Rotor Poles Overlap."* IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 4, July 2000, pp. 1996-2003.

[10] MASIC, S, GACANOVIC, R., SMAKA, S., and ISABEGOVIC, N. *"Computation and Experimental Determination of Flux Linkage and Static Torque in Switched-reluctance Motor."* ICEM, 2000, pp. 1586-1589.

[11] RADUN, Arthur. *"High-power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications."* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February 1992, pp. 113-119.

[12] GIZLIER, Ediz, GUNGOR, Sinan, and ERFAN, Feriha. *"Magnetic Characteristics and Simulation of Switched Reluctance Motor Using FEM Analysis."* ICEM, 2002, CD.

[13] HUSAIN, Iqbal, RADUN, Arthur, and NAIRUS, John. *"Unbalanced Force Calculation in Switched-reluctance Machines."* IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 1, January 2000, pp. 330-338.

[14] TORRENT, M. and ANDRADA, P. *"Determination of Number of Turns in Switched Reluctance Motors."* ICEM, 2000, pp. 1578-1580.

[15] MILLER, T. J. E., and McGILP, M. *"Nonlinear Theory of the Switched Reluctance Motor for Rapid Computer-aided Design."* IEE Procedings, Vol. 137, Pt. B, No. 6, November 1990, pp. 337-347.

[16] SERAFIM, E. S., BASTOS, J. P. A., and SADOWSKI, N. *"Influence of the Geometric Variations on the Vibratory and Acoustic Noise Behavior of a SRM."* ICEM, 2002, CD.

[17] DA SILVA, W. M., DE PAULA, P. P., JANÓLIO, G., EBESUI, A. M., ETT, G., and ETT, V. *"Test Bench to Assess the Capabilities of a Propulsion System for Electric Vehicles Based on Fuel Cell and Switched Reluctance Motor."* ICEM, 2002, CD.

[18] DE PAULA, P. P., DA SILVA, W. M., DE SOUSA, D. R., TERSARIOLI, V. A., and BOSSCHE, A. Van den. *"Adaptation of Switched Reluctance Motors for Wheel Chairs."* ICEM, 2002, CD.

[19] SOTELO, Guilherme G., ROLIM, Luis G. B., and FERREIRA, Antônio C. *"Uso de uma Máquina a Relutância Variável para Armazenamento Energético: Uma Aplicação para Qualidade de Energia."* XIV Congresso Brasileiro de Automática, Brasil, Setembro 2002, pp. 2617-2622.

[20] OLIVEIRA, A. C., LIMA, A. M. N., and JACOBINA, C. B. "Sistema de Acionamento de MRC Usando Regulador Preditivo de Corrente e Estratégia Fluxo X Corrente para Comutação Eletrônica de Correntes Entre Fases." XIV Congresso Brasileiro de Automática, Brasil, Setembro 2002, pp. 3145-3150.

[21] HENRIQUES, Luís Oscar P., ROLIM, Luís Guilherme B., BRANCO, Paulo J. Costa, SUEMITSU, Walter I. *"Review of the Ripple Reduction Strategies in SRM."* XIV Congresso Brasileiro de Automática, Brasil, Setembro 2002, pp. 1164-1169.

[22] REIS, L. L. N., LIMA, A. M. N., SILVA, E. R. C., and OLIVEIRA, A. C. *"Minimização das Descontinuidades do Conjugado em Motor a Relutância Chaveado."* XIV Congresso Brasileiro de Automática, Brasil, Setembro 2002, pp. 3133-3138.

[23] CAI, W., and PILLAY, P. *"Numerical Calculation and Measurement Validation of Modal Vibration of Switched Reluctance Motors."* ICEM, 2002, CD.

[24] MICHAELIDES, A., and POLLOCK, C. *"Reduction of Noise and Vibration in Switched Reluctance Motors: New Aspects."* IAS '96, Vol. 2, October 1996, pp. 771-778.

[25] EHSANI, Mehrdad, and FAHIMI, Babak. *"Elimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives: State of the Art and Future Trends."* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, February 2002, pp. 40-47.

[26] SCHIMID, J., KAISERSEDER, M., AMRHEIN, W., SCHUMACHER, A., and KNECHT, G. *"Model based Open Loop Observer for the Phase Current of Switched Reluctance Motors."* ICEM, 2002, CD.

[27] GAO, H., SALMASI, F. R., and EHSANI, M. *"Sensorless Control of SRM at Standstill."* IEEE APEC2001, Vol. 2, March 2001, pp. 850-856.

[28] AL-BAHADLY, Ibrahim H. *"DSP-based Sensorless Position Estimation in Switched Reluctance Drives."* IECON, 1999, pp. 1133-1138.

[29] DE PAULA, P.P., DA SILVA, W. M., and NABETA, S. I. *"Simulation of a Self-excited Switched Reluctance Generator in the Single-pulse Operation Mode."* ICEM, 2002, CD.

[30] RADUN, Arthur. *"Generating with the Switched Reluctance Motor."* IEEE APEC '94, Vol. 1, 1994, pp. 41-47.

[31] DIXON, S., and FAHIMI, B. *"Enhancement of Output Electric Power in Switched Reluctance Generators."* IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003, pp. 849-856.

[32] KRISHNAN, Ramu. *"Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications."* CRC Press, 2001.

ANEXOS

ANEXO 1

CARREGAMENTOS ELÉTRICO E MAGNÉTICO ESPECÍFICOS DA MÁQUINA A RELUTÂNCIA CHAVEADA

A1.1. Introdução

Embora o projeto mecânico e térmico das máquinas elétricas seja às vezes complicado, existe uma relação simples de projeto entre a potência elétrica e as suas principais dimensões físicas. Mais especificamente, estas dimensões são o diâmetro do furo do estator D_r e a profundidade do núcleo L_{nu}, associadas a um coeficiente de saída K.

Normalmente as especificações para o projeto de uma máquina elétrica são as características de saída da máquina, da fonte de alimentação, dos carregamentos elétrico e magnético específicos, do material que constitui o núcleo magnético e o tipo da máquina a ser projetada. A partir daí as equações do conjugado e da potência de saída podem ser utilizadas para analisar e comparar o conjugado/força ou a potência de saída de um MRC com relação ao motor C.A., particularmente o motor de indução [16, 19-20, 35]. Isto é realizado por meio da análise do coeficiente de saída K em relação ao carregamento elétrico e magnético e o grau de utilização desses carregamentos nos dois tipos de máquinas. Intuitivamente os carregamentos elétrico e magnético fornecem uma idéia de quanto fluxo e quanta corrente estão sendo utilizados na máquina, e K é proporcional ao produto destes carregamentos. Assim a seguir serão abordados estas grandezas que são de grande importância na obtenção das dimensões da máquina elétrica.

A1.2. Carregamentos Elétrico e Magnético Específicos

Admita, como representado na Figura A1.1, que a densidade de fluxo magnético que atravessa o entreferro seja B e que a densidade linear de corrente do rotor seja A. A interação destas grandezas desenvolve no rotor uma força tangencial f definida por

$$f = I\oint dl \times B = B \times A \tag{A1.1}$$

por unidade de superfície do entreferro, ou

$$f = B.A.\pi.D_r.L_{ni} \tag{A1.2}$$

para toda a máquina. Desse modo o conjugado desenvolvido no eixo do rotor é

$$C = B.A.\frac{1}{2}.\pi.D_r^2.L_{ni}\,. \tag{A1.3}$$

Na velocidade angular $\omega = 2.\pi.n_r$ a potência é

$$C.\omega = B.A.\frac{1}{2}.\pi.D_r^2.L_{ni}.\omega = B.A.\pi^2.D_r^2.L_{ni}.n_r\,. \tag{A1.4}$$

Por razões construtivas a densidade linear de corrente é normalmente formada por condutores discretos inseridos em ranhuras que apresentam um passo de ranhura y_s, como exposto na Figura A1.2, e que conduzem uma corrente

$$I = \int_S J.dS = b.h.J\,, \tag{A1.5}$$

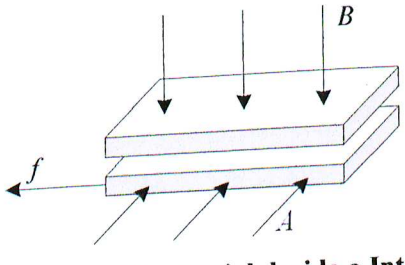


Figura A1.1 – Força Tangencial devido a Interação do Fluxo Magnético *B* e da Corrente Linear *A*

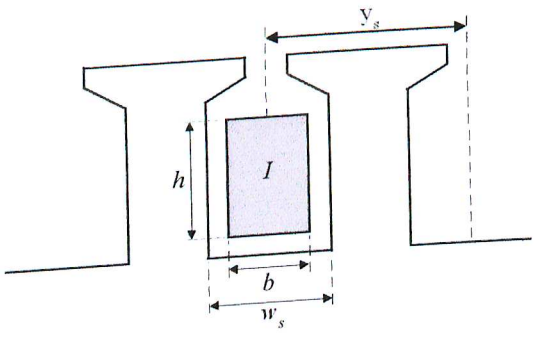


Figura A1.2 – Vista Frontal das Dimensões de uma Ranhura, um Pólo e um Enrolamento do Rotor

onde b é a largura da bobina, h é a altura da bobina e J é a densidade de corrente. Então a densidade linear de corrente é

$$A = \frac{I}{y_s} = \frac{b.h}{y_s}.J = c.J\,, \tag{A1.6}$$

onde c é a relação entre a área do enrolamento e o passo de ranhura. Assim, a potência ser representada por

$$C.\omega = B.J.c.\pi^2.D_r^2.L_{mi}.n_r\,, \tag{A1.7}$$

a qual se refere a potência desenvolvida pela máquina associada às densidades elétrica J e magnética B, à velocidade n_r (em rpm) e, às dimensões físicas da máquina.

A relação específica para uma máquina C.A. requer mais dados. Assim seja considerado que a potência é definida como

$$P = I\oint dl \times V = m.V.I\,, \tag{A1.8}$$

onde m é o número de fases, V e I são a tensão e a corrente de fase, respectivamente, e que a densidade de fluxo magnético média no entreferro seja

$$B = \frac{d\phi}{dS} = \frac{2.p.\phi}{\pi.D_r.L_{mi}} \tag{A1.9}$$

sendo p o número de par de pólos e ϕ o fluxo magnético por pólo. O carregamento magnético específico B é escolhido em relação a excitação e a condição de saturação, a perda no núcleo e ao fator de potência [35].

O carregamento elétrico específico (densidade linear de corrente) é definido considerando a força magnetomotriz m.m.f., a perda no ferro e a refrigeração [34], sendo obtido através de

$$A = \frac{dI}{dl} = \frac{m.N.I}{\pi.D_r}, \tag{A1.10}$$

onde N é o número de condutores por fase e I é a corrente do enrolamento.

O produto entre os carregamentos elétrico e magnético, como já mencionado, é a força específica

$$f = I\oint dl \times B = B.\ \ A = \frac{2.p.\phi.m.N.I}{\pi^2.D_r^2.L}. \tag{A1.11}$$

Através da substituição da força representada pela equação (A1.11) na equação (A1.4) que expressa a potência é possível obter uma nova expressão para a potência, retratada por

$$C.\omega = \left(2.p.n_r.\phi.N\right).I.m. \tag{A1.12}$$

É sabido de [35] que

$$2.\left(p.n_r\right).\phi.N = 2.f.\phi.N, \tag{A1.13}$$

onde f é a frequência. Assim a potência pode ser descrita por meio de

$$C.\omega = m.\left(2.f.\phi.N\right).I \tag{A1.14}$$

ou

$$P = I\oint dl \times V = m.V.I = m.(2.f.\phi.N).I\,, \tag{A1.15}$$

pois a igualdade da equação A1.13 é proporcional a força eletromotriz e.m.f. da fase e, assim, à tensão de fase V aplicada, enquanto I é a corrente ou uma fração da corrente de fase.

Nas máquinas elétricas C.A. a densidade de fluxo magnético é distribuída senoidalmente e a força eletromotriz e.m.f. por fase é

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}}.k_1.\omega.N.\phi \tag{A1.16}$$

e a potência de saída por fase é

$$m.V.I = \frac{C.\omega}{p}. \tag{A1.17}$$

É possível obter o conjugado por unidade de volume do rotor como função dos carregamentos elétrico e magnético específicos. Para tanto, a partir da equação A1.9 obtém-se o fluxo magnético ϕ, fazendo a força eletromotriz e.m.f. V da equação (A1.16) igual a

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}}.\frac{k_1.\omega.N.B.\pi.D_r.L_m}{2.p}. \tag{A1.18}$$

A corrente I da fase é obtida a partir da equação A1.10

$$I = \frac{A.\pi.D_r}{m.N}. \tag{A1.19}$$

Com a substituição das equações A1.18 e A1.19 na equação A1.17 obtém-se o conjugado por unidade de volume do rotor TRV através de

$$TRV = \frac{C}{\left(\frac{\pi.D_r^2.L}{4}\right)} = \frac{C}{V_r} = K.B.A\,, \tag{A1.20}$$

em $N.m/m^3$, onde V_r é o volume do rotor e o fator K inclui um parâmetro de eficiência, para justificar a perda de potência ocorrido entre o entreferro e o eixo, e o fator de potência, para indicar a defasagem entre a força eletromotriz V e a corrente I [16].

Para o motor a relutância chaveado foi introduzida a idéia de fluxo concatenado médio por fase ϕ_{ph}, o que permite que o carregamento magnético específico seja definido da mesma forma que para os motores C.A., tornando possível assim, caso desejável, a comparação entre as máquinas C.A. e a relutância chaveada [16]. Portanto, o fluxo concatenado médio por fase ϕ_{ph} no motor a relutância chaveado é expresso por meio de

$$\phi_{ph} = \frac{B.\pi.D_r.L_m.N}{2.p.m}, \tag{A1.21}$$

onde m é o número de fases e p no caso do MRC representa o número de par de pólos que constituem o circuito magnético de uma fase do motor. Nesta equação o número de fases está no denominador, pois nos MRC's as fases têm seus próprios fluxos e não compartilham o fluxo principal como ocorre nas máquinas C.A.

Para se chegar à relação entre os carregamentos específicos da máquina será considerado o conjugado médio, obtido a partir do laço de energia W no diagrama de conversão de energia, o qual é definido como

$$C = \frac{m.N_r}{2.\pi}.W\ . \tag{A1.22}$$

A partir das equações A1.19, A1.21 e A1.22 pode-se constatar que o conjugado por unidade de volume do rotor é igual a

$$\frac{C}{V_r} = \left(\frac{N_r.W}{2.p.I.\phi_{ph}.m}\right).B.A\ . \tag{A1.23}$$

A partir das relações já bastante conhecidas,

$$N.\phi_{ph} = L.I \tag{A1.24}$$

e

$$W = \frac{1}{2}.L.I^2 \tag{A1.25}$$

o conjugado por unidade de volume TRV (equação A1.24) resulta em

$$\frac{C}{\left(\frac{\pi.D_r^2}{4}\right)} = \frac{C}{V_r} = \left(\frac{N_r.N}{4.p.m}\right).B.A, \tag{A1.26}$$

que expressa a relação entre os carregamentos específicos do MRC, como o representado para a máquina C.A. na equação A1.20, sendo a fração do lado direito da igualdade uma constante que multiplica o produto dos carregamentos específicos, que corresponde a constante K para a máquina C.A. Também a partir desta relação pode-se concluir que, devido ao fato de que a densidade de corrente A, a densidade de fluxo magnético B e a velocidade n_r terem seus limites definidos, um aumento na capacidade de saída da máquina está ligado diretamente a um aumento de volume de ferro e cobre da máquina.

O conjugado por unidade de volume do rotor TRV também é outro coeficiente normalmente utilizado para representar os carregamentos elétrico e magnético específicos da máquina. Valores típicos para o conjugado por unidade de volume TRV associados a MRRC's são apresentados na Tabela A1.1 e os mesmos estão relacionados aos tipos de refrigeração e de encapsulamento/carcaça da máquina e se relacionam ao coeficiente K por meio de [16, 22]

$$\frac{K}{TRV} = \frac{\pi}{4}. \tag{A1.27}$$

Tabela A1.1 – Valores Típicos de *TRV*

Tipos de Motores	kN.m/m^3
Motores pequenos totalmente fechados	2.5-7
Motores para aplicações industriais	7-30
Servomotores de alta-performance	15-50
Motores para aplicações aeroespaciais	30-75
Motores grandes, refrigeração com líquidos	100-250

No caso do projeto do MLRC é conveniente vincular um coeficiente que relacione a força de propulsão F_a às dimensões da parte ativa da máquina, a qual corresponde ao estator do motor rotativo. Assim será proposto um coeficiente que faça esta relação.

A partir das equações 3.4 e A1.4, as quais associam a potência à força e ao conjugado através da velocidade, e sabendo que a relação entre a velocidade linear máxima v_m e a velocidade angular ω é

$$\frac{vm}{\omega} = \frac{D_r}{2}, \tag{A1.28}$$

é possível, a partir da equação 3.11, chegar à seguinte relação entre o conjugado e a força

$$C = F_a.(Dr/2). \tag{A1.28}$$

Assim, manipulando matematicamente as equações A1.20 e A1.28 obtém-se a relação entre as dimensões da parte ativa do MLRC ao conjugado por unidade de volume *TRV*

$$\frac{2.F_a}{\pi.D_r.L_m} = TRV \Rightarrow FA = \frac{TRV}{2}, \tag{A1.29}$$

onde *FA* é um coeficiente definido como força por unidade de área da parte ativa do MLRC, sendo o denominador da equação anterior esta área em (N/m^2). Assim a partir da Tabela A1.1 é possível obter valores convenientes para a força por unidade de área da parte ativa *FA*,

dependendo da aplicação a que se destina a máquina a ser projetada.

Portanto, o carregamento magnético específico é normalmente associado à densidade de fluxo no entreferro, estando o seu limite superior determinado pela saturação no núcleo, em especial nos pólos. Já o carregamento elétrico específico está relacionado à corrente linear no entreferro, sendo usualmente limitada em função da habilidade da máquina em dissipar o calor gerado.

ANEXO 2

CONVERSORES ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA UTILIZADOS PARA ACIONAMENTOS DE MOTORES A RELUTÂNCIA CHAVEADOS

A2.1. Introdução

A ampla variedade de MRC's e das topologias dos conversores empregados nos seus acionamentos ilustra a flexibilidade desta tecnologia para uma vasta gama de aplicações. Torna-se evidente que a conveniência de um conversor muda de acordo com a geometria do motor e a estratégia de chaveamento adotada, o que torna impossível a seleção de um conversor eletrônico de potência genérico, contrastando com os dispositivos de acionamentos que utilizam fontes senoidais, onde a topologia do conversor é independente do projeto do motor. Assim sendo, é importante otimizar o conversor de potência para cada aplicação, pois o custo principal dos dispositivos de acionamentos dos MRC's reside no conversor eletrônico de potência. Dessa forma, no que segue, será realizada uma abordagem rápida sobre os conversores eletrônicos de potência que norteará a utilização de determinado conversor num circuito de acionamento do MRC, estudo baseado em [26-30].

A2.2. Tipos de Conversores Eletrônicos de Potência

As topologias que apresentam maior enfoque na literatura podem ser divididas em seis categorias básicas, a saber:

- conversores clássico ou half-bridge;
- conversores com recuperação de energia capacitiva;
- conversor bifilar com recuperação de energia magnética;

- conversores com circuitos externos C.C-C.C para recuperação de energia;
- conversores dissipativos e;
- conversores auto-comutados.

O conversor clássico é o conversor a ser utilizado no sistema de acionamento do MLRC proposto neste trabalho, sendo a sua descrição realizada no item 6.3.1. A seguir procurar-se-á descrever sucintamente os demais conversores eletrônicos de potência mencionados acima.

A2.2.1. Conversores com Recuperação de Energia Capacitiva

Nos circuitos dos conversores com recuperação de energia capacitiva a energia é transferida do enrolamento da fase para um capacitor adicional quando do desligamento da chave. Desta forma uma fonte de tensão extra é criada (neste caso representada pelo capacitor adicional), permitindo a elevação da tensão a ser aplicada na próxima a fase a ser energizada (*"boost"*). A energia armazenada no capacitor é descarregada na etapa de energização da fase seguinte, tornando possível a rápida subida da corrente de fase no enrolamento. Há cinco circuitos com recuperação de energia através de um capacitor adicional, não incluindo diferenças associadas ao fato do capacitor estar em série ou em paralelo ao barramento C.C., que são caracterizados por apresentarem um aumento no ripple do conjugado/força e ruídos acústicos [30] e normalmente denominados por:

- conversor com divisão da fonte de alimentação;
- conversor com elevação de tensão;
- conversor com fonte de elevação auxiliar;
- conversor com elevação seqüencial;
- conversor *Sood.*

Para efeito de citação, o circuito do conversor *Sood* é esboçado na Figura A2.1. Esta é uma topologia apresentada a pouco tempo e as suas principais características são a eliminação do indutor e do capacitor do barramento C.C. (ligado diretamente na ponte retificadora) e a transferência direta da energia do capacitor para o enrolamento do motor, [27] e [30], apresentando quatro modos de operação quando enfocada uma das fases do motor, como descrito abaixo:

- modo 1 ou modo de magnetização a partir da alimentação C.A.: quando a chave S_1 é fechada o enrolamento é alimentado a partir da fonte de tensão retificada;
- modo 2 ou modo de magnetização a partir do capacitor: quando as chaves S_1 e S_A estão fechadas e a tensão sobre o capacitor é maior que a tensão retificada a energia flui do capacitor para o enrolamento. Caso a tensão no capacitor seja menor que a tensão retificada a chave S_A é polarizada reversamente e a operação se resume ao modo 1 anterior;
- modo 3 ou modo de desmagnetização em *roda livre*: com a chave S_A fechada e a com a condução do diodo D_1 ocorre o curto-circuito do enrolamento da fase *A*. Logo a energia magnética tende a ser descarregada através da corrente de *roda livre* formada, sendo que o processo de desmagnetização ocorre lentamente;
- modo 4 ou modo de desmagnetização através da carga do capacitor: quando ambas

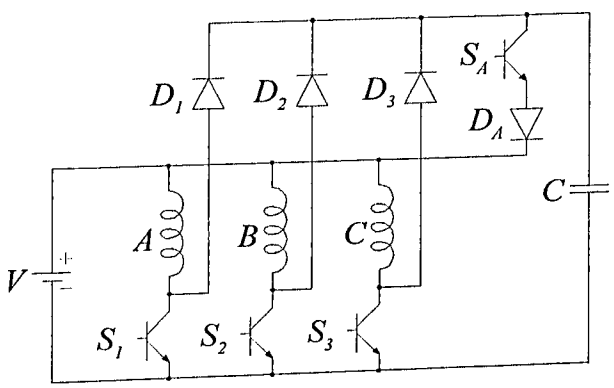


Figura A2.1 – Conversor Sood

as chaves S_1 e S_A estão abertas o enrolamento da fase é desmagnetizado por meio do diodo D_1, do capacitor C e da ponte retificadora de entrada. Nesta etapa o capacitor é carregado pela energia transferida a partir do enrolamento e através da alimentação C.A.

Devido as quatro etapas de funcionamento possíveis, o controle deste conversor é complexo, enquanto ao mesmo tempo fornece certa liberdade para controlar o motor [27].

A2.2.2. Conversor Bifilar com Recuperação de Energia Magnética

O circuito do conversor bifilar com recuperação de energia magnética é dentre os demais o mais simples em sua estrutura. Este conversor se caracteriza pelo fato de que a energia armazenada no campo magnético do enrolamento da fase pode ser transferida para um segundo enrolamento que se encontra acoplado magneticamente de forma intensa ao primeiro. Assim sendo, a energia magnética armazenada no enrolamento pode ser devolvida ao barramento C.C. ou utilizada para energizar outro enrolamento. Os dispositivos de potência utilizados são poucos por fase, porém necessitam suportar a até um pouco mais de duas vezes a tensão do barramento C.C. A grande vantagem deste circuito é que a taxa de variação da corrente no circuito é alta. Contudo, o fato de que é difícil obter um perfeito acoplamento entre os enrolamentos torna-se a principal desvantagem deste conversor [27, 29-30].

No conversor bifilar, como apresentado na Figura A2.2, os enrolamentos primário e secundário do motor são fortemente acoplados, sendo possível identificar dois modos de

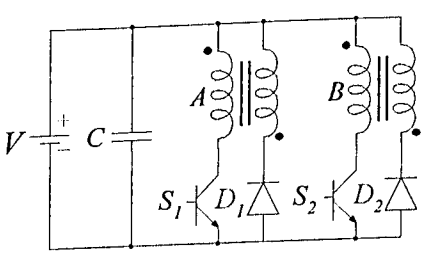


Figura A2.2 – Conversor Bifilar

operação no circuito, os quais são:

- modo 1 ou modo de magnetização: com o fechamento da chave S_1, que está em série com o enrolamento primário, o diodo D_1 que se encontra em série com o enrolamento secundário fica polarizado inversamente. Assim a corrente elétrica no enrolamento primário aumenta rapidamente, ficando armazenada energia no campo magnético do enrolamento;
- modo 2 ou modo de desmagnetização: com a abertura da chave S_1 do enrolamento primário o diodo D_1 do enrolamento secundário entra em condução e o fluxo de corrente elétrica se transfere do enrolamento primário para o enrolamento secundário. Isto permite a transferência da energia magnética de volta para o barramento C.C. ou a utilização para alimentar outro enrolamento.

Assumindo um acoplamento de 1:1 significa que a tensão sobre a chave durante a abertura da mesma é de duas vezes a tensão do barramento C.C. mais uma tensão de *"overshoot"* que depende do grau de acoplamento entre os enrolamentos, o qual é difícil de ser obtido durante o processo de construção [49]. Cabe lembrar ainda que a colocação do enrolamento do secundário implica na necessidade de área disponível para a instalação do enrolamento bifilar, o que deve ser avaliado no estágio de projeto da máquina.

A2.2.3. Conversor com Circuitos Externos C.C.-C.C. para Recuperação de Energia

Os conversores com circuitos externos C.C.-C.C. para recuperação de energia transferem a energia magnética armazenada nos enrolamentos de fase para um capacitor auxiliar. O conversor C.C.-C.C. é utilizado para transferir a energia do capacitor auxiliar para o sistema e garantir que a tensão no capacitor auxiliar fique regulada, até em baixas velocidades, quando não deve haver sobreposição na condução das fases. A desvantagem

deste conversor é a necessidade de dispositivos extras de potência do circuito chopper para produzir a tensão de elevação (*"boost"*) no capacitor auxiliar durante o fechamento e a abertura das chaves.

Existem na literatura algumas propostas de topologias de conversores com circuitos externos C.C.-C.C. para recuperação de energia, dentre as quais podem ser destacadas as topologias do conversor *"C-dump"*, o qual apresenta duas variações a partir da topologia proposta inicialmente, e do conversor *"buck-boost"* [28], [30]. Este último conversor pode ser visto na Figura A2.3, e considerando apenas a fase A a operação do conversor pode ser dividida em quatro modos ou etapas:

- modo 1 ou modo de magnetização: quando a chave S_1 é fechada a tensão do capacitor C_2 é aplicada sobre o enrolamento, ocorrendo a transferência de energia para o enrolamento da fase;
- modo 2 ou modo de desmagnetização forçada: com a abertura da chave S_1, a corrente que circula pelo enrolamento da fase A passa a circular também pelo diodo D_1, transferindo a energia magnética do enrolamento para o capacitor C_1. Note que a tensão sobre a chave S_1 durante esta etapa é igual a soma das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2;
- modo 3 ou modo de descarga do capacitor C_1: com o fechamento da chave S_A,

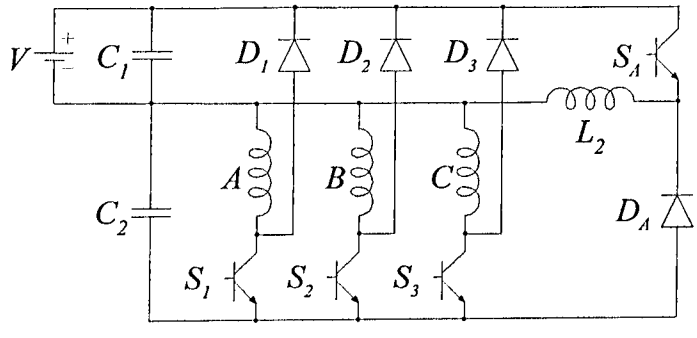


Figura A2.3 – Conversor Buck-boost

corrente elétrica flui através da chave S_A, do indutor L_2 e do capacitor C_1 em paralelo com a fonte de alimentação, havendo a descarga da energia armazenada no capacitor C_1 e a carga do indutor L_2. Observe que a tensão do retificador também contribui para a carga do indutor L_2;

- modo 4 ou modo de carga de C_2: a abertura da chave S_A força a condução do diodo D_A, transferindo a energia armazenada no indutor L_2 para o capacitor C_2. A tensão sobre a chave S_A nesta etapa é igual a soma das tensões sobre os capacitores C_1 e C_2.

O circuito *"boost-chopper"* pode controlar continuamente as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2, de modo que a tensão sobre o capacitor C_2 é regulada para satisfazer a necessidade de magnetização em cada velocidade de operação do motor. Cabe observar aqui também as tensões aplicadas sobre as chaves dos enrolamentos e no diodo D_A, o que normalmente aumenta o custo do conversor.

As principais vantagens do conversor *"buck-boost"* é a flexibilidade de controle do motor e a possibilidade de controle da tensão sobre o capacitor C_2. A principal desvantagem é a tensão nominal nos dispositivos de potência, a necessidade de processar toda a energia de entrada do motor por meio do *"chopper"* e o grande número de componentes passivos [27], [30].

A2.2.4. Conversor Dissipativo

Os conversores dissipativos tem como caraterística principal, como o próprio nome já sugere, a dissipação da energia que é armazenada no enrolamentos do motor num resistor de dissipação. Quando os motores são de baixa potência esta desvantagem não é muito significativa, levando-se em conta sua simplicidade, baixo custo e quantidade de dispositivos

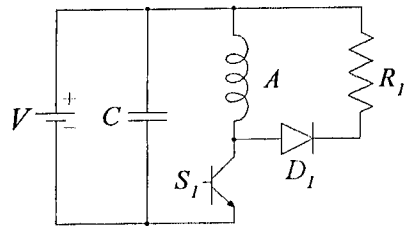


Figura A2.4- Conversor Dissipativo

semicondutores.

Existem algumas topologias propostas de conversores dissipativos, dependentes do número de fases do motor [30]. Na Figura A2.4 pode ser observado o circuito do conversor dissipativo para uma fase do motor. Como pode ser notado apenas uma chave, um diodo de *roda livre* e um resistor são necessários para cada fase. Neste circuito podem ser identificados dois modos de operação, a saber:

- modo 1 ou modo de magnetização: com o fechamento da chave S_1 a energia é transferida da fonte de alimentação e do capacitor C para o enrolamento da fase;
- modo 2 ou modo de desmagnetização: a abertura da chave S_1 faz com que a corrente que passa pelo enrolamento da fase agora circule pelo diodo de *roda livre* D_1 e pelo resistor R_1, ocorrendo a dissipação da energia magnética que se encontra armazenada no enrolamento da fase.

Pode ser observado que se a componente dissipativa é o resistor, a tensão negativa no enrolamento tende a cair conforme a corrente diminui lentamente. Uma forma de melhorar este problema é a colocação de um diodo zener em série com o resistor, porém isto resulta em custos adicionais [50]. Contudo, se a eficiência é menos importante e a potência do sistema é relativamente baixa, este conversor pode apresentar um custo reduzido.

A2.2.5. Conversores Auto-comutados

Os conversores auto-comutados utilizam as técnicas ressonantes para comutar os enrolamentos do motor. Isto resulta num chaveamento suave das chaves, diminuindo assim as perdas de chaveamento. Contudo, as chaves necessitam ser auto-comutáveis, aumentando bastante o custo do conversor [30]. Na Figura A2.5 pode ser visto o conversor série ressonante que chaveia os dispositivos semicondutores com tensão zero. Dois modos de operação no circuito deste conversor são identificados:

- modo 1 ou de magnetização: nesta etapa de operação do circuito os tiristores T_1 e T_2 e a chave S_1 estão fechados, fazendo circular uma corrente pela fase, de forma que energia é transferida para o enrolamento. Durante esta etapa o capacitor C_1 também é carregado de forma que a corrente no indutor L se reduz a zero, fazendo os tiristores T_1 e T_2 e a chave S_1 abrirem. A corrente de fase continua fluindo pelo enrolamento, descarregando parcialmente o capacitor C_1. Neste instante os tiristores T_1 e T_2 e a chave S_1 podem ser fechados novamente para transferir mais energia para o enrolamento de fase ou;
- modo 2 ou modo de desmagnetização: seguindo a etapa anterior, pode-se permitir que a corrente da fase continue fluindo até o capacitor ficar carregado negativamente. Neste instante, então, a chave S_1 é fechada, permitindo que a energia seja devolvida ao barramento C.C., visto que o circuito é fechado por meio

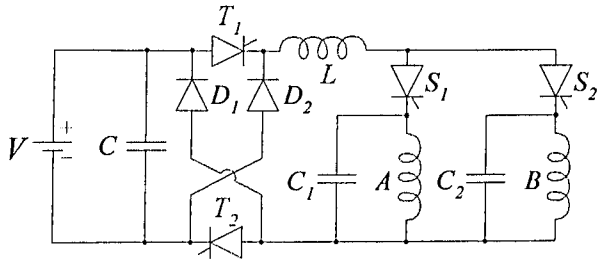


Figura A2.5 – Conversor Série Ressonante

da chave S_1 e dos diodos D_1 e D_2 polarizados diretamente.

A partir da descrição dos conversores realizada é possível certificar que a potência dos conversores eletrônicos de potência depende de uma série de fatores, dentre os quais pode-se incluir a potência dos componentes passivos (*"snubbers"*), os transitórios e a margem de segurança prevista para os dispositivos semicondutores de potência. Esta grandeza pode ser modelada através de uma primeira aproximação por meio do produto da tensão de pico pela corrente de pico do dispositivo, sendo que nos circuitos que empregam fontes auxiliares (capacitores auxiliares) faz-se necessário o acréscimo de uma fração do valor nominal devido a elevação da tensão do circuito. O custo do dispositivo semicondutor está associado diretamente a potência dissipada no mesmo, e está relacionado à sua capacidade de condução de corrente e à tensão reversa suportada nos seus terminais.

O número de fases do motor é outro fator importante na definição do conversor, visto que o número de fases resulta numa quantidade maior ou menor de dispositivos de potência e neste caso poucos conversores podem competir em termos de potência nominal, considerando que com um número maior de fases, a seleção possível é maior.

Portanto, pode-se observar que para baixa potência e onde a eficiência é menos importante o conversor dissipativo mostra-se como a melhor opção, devendo-se considerar a possibilidade de se utilizar o conversor bifilar, não se esquecendo da má utilização do cobre neste circuito. Para as demais situações o conversor clássico com suas variações, o conversor capacitivo com divisão da fonte de alimentação e o próprio conversor bifilar destacam-se dentre as demais devido a sua flexibilidade e menor potência nominal por fase. Cabe ressaltar que os conversores que apresentam duas fontes e capacitores auxiliares submetem os dispositivos semicondutores de chaveamento a praticamente duas vezes a tensão nominal do

barramento C.C., elevando consideravelmente o custo destes conversores, porém permitindo a variação da tensão aplicada nas fases.

E, por fim, os conversores clássicos, que apesar de ser a topologia com o maior número de dispositivos semicondutores de potência, são os mais empregados. Nesta topologia a tensão reversa nas chaves é praticamente de uma vez o valor da tensão nominal do barramento C.C., o que propicia uma redução no custo final do conversor de potência. Outra característica importante, que vem justificando a utilização deste conversor, é o fato de a maioria dos MRC's operarem com a sobreposição de correntes (intervalo sobre o qual duas fases conduzem simultaneamente) sobre uma ampla faixa de velocidade, caracterizando assim a grande flexibilidade oferecida por este conversor eletrônico de potência.