ESCOLA POLITÉCNICA DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

DANIEL AUGUSTO PRUDENTE CORRÊA

Desenvolvimento de uma Plataforma Digital para a Minimização da
Vibração e da Ondulação de Torque de um Motor de Relutância
Chaveado

São Paulo

2009

DANIEL AUGUSTO PRUDENTE CORRÊA

Desenvolvimento de uma Plataforma Digital para a Minimização da
Vibração e da Ondulação de Torque de um Motor de Relutância
Chaveado

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Mestre em Engenharia

Área de Concentração: Sistemas de Potência
Orientador: Professor Doutor Sílvio Ikuyo Nabeta

São Paulo
2009

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 11 de setembro de 2009.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Corrêa, Daniel Augusto Prudente

Desenvolvimento de uma plataforma digital para a minimização da vibração e da ondulação de torque de um motor de relutância chaveado / D.A.P. Corrêa. -- ed.rev. --São Paulo, 2009. 167 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Máquinas elétricas 2. Vibrações de máquinas (Análise; Redução) I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais Sônia e Mércio.
À minha esposa Lílian e ao meu filho Lucas.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Sílvio Ikuyo Nabeta pela orientação e pela oportunidade concedida na realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu pelos esclarecimentos e pela construção dos protótipos dos motores.

Aos professores das disciplinas cursadas pela contribuição em minha formação acadêmica.

Ao Engenheiro e amigo Wanderlei Marinho da Silva pelos encorajamentos e auxílios constantes.

Aos Engenheiros e amigos Eduardo Matsuda e Ronaldo Ferreira da Rocha pelos auxílios na programação do DSP.

Aos Engenheiros Fernando Junqueira, James Sanches, e Pedro Pereira de Paula pelos auxílios nos ensaios experimentais.

Ao Técnico Mecânico José Orlando Mantegna pelos auxílios na área de metrologia.

Ao Sr. Irênio, chefe da oficina mecânica do CTMSP, pelo auxílio na fabricação do protótipo do sensor de posicionamento do rotor.

Aos amigos do Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo que colaboraram de forma direta ou indireta para concretização deste trabalho.

Ao Centro Tecnológico da Marinha por ceder seus laboratórios e instrumentos para a realização dos ensaios e pelo apoio no desenvolvimento do protótipo estudado.

Aos amigos pelos incentivos oferecidos.

À minha família que esteve presente em todos os momentos, participando e encorajando meus trabalhos e entendendo as minhas ausências.

*A vitória não é definida nos
grandes feitos, e sim nos
pequenos detalhes.*

(Autor desconhecido)

RESUMO

A finalidade inicial deste estudo é desenvolver uma metodologia de análise da ondulação de torque de um motor de relutância chaveado especial bifásico com 4 pólos no estator e 2 no rotor (MRC 4/2) através de dados experimentais de aceleração. De forma a validar o método proposto, são apresentados resultados experimentais de aceleração obtidos com dois rotores: o rotor de referência e o rotor otimizado.

Uma vez alcançados os objetivos de otimização do torque através da modificação da geometria do rotor, implementou-se um estudo complementar de modo a explorar a vibração e a ondulação de torque, do ponto de vista do acionamento. Desta forma, desenvolveu-se uma plataforma digital de testes, onde os dados de aceleração podem ser monitorados no domínio da frequência, e os parâmetros de controle do acionamento, tais como, a velocidade, os ângulos de ligamento e condução são flexíveis e podem ser alterados através de programa. A plataforma digital foi concebida a partir de um kit de desenvolvimento (eZdsp LF2407A) associado a uma interface de controle serial, desenvolvida a partir de um aplicativo LabView, instalado num microcomputador.

Palavras-chave: Motor de Relutância Chaveado (MRC), Ondulação de Torque, Vibração.

ABSTRACT

The initial purpose of this study is to develop a methodology of analysis of the torque ripple of a two-phase special SRM 4/2 using acceleration experimental data. In order to validate the proposed method, acceleration experimental results are presented, these results were obtained with two rotors: the reference rotor and the optimized rotor.

Once the torque optimization objectives were reached by modifying the rotor geometry, a complementary study from the point of view of motor drive vibration and torque ripple optimization was carried out. Thus, a test digital setup was developed, where the acceleration data could be monitored, in the frequency domain, and the drive control parameters, such as speed, turn-on and dwell angles, and phase current were flexible and could be altered by program. The test digital setup was conceived using a development kit (eZdsp LF2407A) associated with a serial control interface developed on a LabView application, installed in a microcomputer.

Keywords: Switched Reluctance Motor (SRM), Torque Ripple, Vibration.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

▪ Figura 1 - Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2.....	25
▪ Figura 2 - Classificação proposta para as Técnicas de Redução da Ondulação de Torque.....	39
▪ Figura 3 – Diagrama esquemático da montagem implementada para o ensaio de vibração.....	45
▪ Figura 4 – Bancada de ensaios de vibração do MRC 4/2.....	47
▪ Figura 5 – Acelerômetro piezo-elétrico.....	47
▪ Figura 6 – Montagem completa do ensaio de vibração.....	47
▪ Figura 7 – Diagrama dos possíveis quadrantes de operação.....	53
▪ Figura 8 – Inversor Meia Ponte Assimétrica Bifásico.....	54
▪ Figura 9 – Inversor Oulton Bifásico.....	55
▪ Figura 10 – Inversor Bifásico com compartilhamento de chaves e diodos de retorno.....	56
▪ Figura 11 – Inversor Ponte Completa Trifásico.....	57
▪ Figura 12 – Diagrama elétrico do inversor utilizado e interligações com os enrolamentos do MRC 4/2.....	58
▪ Figura 13 - Circuito de acionamento alimentado por uma fonte isolada.....	59
▪ Figura 14 - Circuito de acionamento baseado em um transformador de pulso.....	60
▪ Figura 15 - Circuito de acionamento que utiliza a tecnologia Bootstrap.....	61
▪ Figura 16 – Diagrama esquemático do controlador DSP (eZdspLF2407A).....	71
▪ Figura 17 – Circuito de interface de corrente.....	72
▪ Figura 18 – Circuito de interface do inversor.....	73
▪ Figura 19 – Circuito de interface óptica.....	74
▪ Figura 20 – Projeto mecânico do disco obturador.....	76
▪ Figura 21 – Características da montagem do sensor óptico e disco obturador junto ao MRC 4/2.....	77
▪ Figura 22 – Detalhes dos sensores ópticos utilizados.....	77
▪ Figura 23 – Diagrama elétrico do <i>hardware</i> da interface serial.....	79

▪ Figura 24 – Foto frontal do protótipo de acionamento desenvolvido com os circuitos identificados.....	80
▪ Figura 25 – Curvas para a operação em controle de tensão (PWM) – <i>soft chopping</i>	84
▪ Figura 26 – Curvas para a operação em controle de tensão (PWM) - <i>hard chopping</i>	84
▪ Figura 27 – Curvas para a operação em controle de corrente com histerese.....	85
▪ Figura 28 – Curvas para a operação em Pulso Único.....	86
▪ Figura 29 – Perfil de Indutância própria de fase e torque estático vs. posição angular do rotor (rotor de referência).....	90
▪ Figura 30 – Perfil de Indutância própria de fase e torque estático vs. posição angular do rotor (rotor otimizado).....	90
▪ Figura 31 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 sinais de comando do DSP, Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor de referência).....	92
▪ Figura 32 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único com sobreposição das correntes de fase, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$ (rotor de referência).....	93
▪ Figura 33 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor otimizado).....	93
▪ Figura 34 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único com Sobreposição das Correntes de fase, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$ (rotor otimizado).....	94
▪ Figura 35 – Curvas para a operação no Controle em Três Níveis.....	96
▪ Figura 36 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle de Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor de referência).....	97
▪ Figura 37 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle em Três Níveis, $\theta_{on} = 45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$ (rotor de referência).....	98
▪ Figura 38 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor otimizado).....	98

▪ Figura 39 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle em Três Níveis, $\theta_{on} = 45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$ (rotor otimizado).....	99
▪ Figura 40 – Fluxograma do programa principal do controlador DSP.....	102
▪ Figura 41 – Fluxograma da rotina de Recebimento dos Dados Seriais.....	104
▪ Figura 42 – Fluxograma da rotina de Estimação de Velocidade.....	105
▪ Figura 43 – Fluxograma da rotina de Realimentação Visual.....	106
▪ Figura 44 – Fluxograma da rotina de Controle de Corrente.....	107
▪ Figura 45 – Disco obturador do sensor de posicionamento do rotor, identificados o avanço e atraso.....	109
▪ Figura 46 – Interface gráfica construída através do programa LabView.....	110
▪ Figura 47 – Lógica de controle da interface gráfica construída através do programa LabView, com os principais módulos identificados.....	110
▪ Figura 48 – Fluxograma da rotina de inserção dos parâmetros de $teta_c$ (θ_c) na interface serial.....	111
▪ Figura 49 – Fluxograma da rotina de inserção dos parâmetros de $teta_on$ (θ_{on}) na interface serial.....	112
▪ Figura 50 – Simulação através do MEF dos perfis de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2.....	115
▪ Figura 51 – Circuito implementado para realização dos ensaios de torque estático.....	116
▪ Figura 52 – Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 obtidos através do ensaio experimental de torque estático (rotor referência)....	117
▪ Figura 53 – Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 obtidos através do ensaio experimental de torque estático (rotor otimizado).....	117
▪ Figura 54 – Perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor do MRC 4/2 obtido através do ensaio experimental (rotor de referência)..	119
▪ Figura 55 – Perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor do MRC 4/2 obtido através do ensaio experimental (rotor otimizado).....	120
▪ Figura 56 - Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Pulso Único.....	122

- Figura 57 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Pulso Único.....123
- Figura 58 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.....124
- Figura 59 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.....125
- Figura 60 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Controle em Três Níveis.....126
- Figura 61 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Controle em Três Níveis.....127
- Figura 62 – Sinal de aceleração em função da frequência obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de Pulso Único; verde: estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e azul: estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.....128
- Figura 63 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtidos com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de Pulso Único; verde: estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e azul: estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.....129
- Figura 64 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fases; azul: operação sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.....130
- Figura 65 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único; azul: operação sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.....131
- Figura 66 – Croqui da bancada proposta para ensaios de ondulação de torque.....136

▪ Figura 67 – Circuito proposto para realimentação em malha fechada e controle do barramento C.C.....	137
▪ Figura 68 - a) Geometria irregular de um MRC – 4/2, b) Geometria regular de um MRC – 6/4.....	145
▪ Figura 69 - Formas de onda de torque para MRC de 3, 4 e 5 fases e as ondulações de torque associadas.....	146
▪ Figura 70 - Perfil de indutância ideal em função da corrente de fase e da posição do rotor.....	147
▪ Figura 71 - Curva de magnetização linearizada de um MRC qualquer e região de conversão de energia utilizada para produção de torque.....	150
▪ Figura 72 - Curva de magnetização de MRC qualquer, levando-se em consideração os efeitos da saturação magnética, e região de conversão de energia utilizada para produção de torque.....	151
▪ Figura 73 - Perfil de Indutância, Corrente e Torque de um MRC regular qualquer, sob condições reais de operação.....	153
▪ Figura 74 - Estrutura dos pólos do MRC 4/2 – 2 fases.....	155
▪ Figura 75 - a) Perfil de indutância ideal e zonas de torque nulo de um MRC 4/2 – bifásico regular; b) Perfil de indutância ideal e zonas de torque nulo de um MRC 4/2 – bifásico irregular com entreferro em degrau.....	157
▪ Figura 76 - Configurações proposta por Byrne de MRC 4/2 – bifásicos com características de saturação próximas da ideal.....	158
▪ Figura 77 – Curva de saturação ideal de um MRC.....	158
▪ Figura 78 - Estrutura pormenorizada dos pólos salientes do MRC 4/2.....	159
▪ Figura 79 – Geometria do Rotor - (a) Antes da Otimização (b) Depois da Otimização.....	161
▪ Figura 80 – Fotos dos protótipos do rotor e do estator fabricados.....	162

LISTA DE TABELAS

▪ Tabela 1 – Resumo dos Ensaios de Eficiência do Acionamento.....	132
▪ Tabela 2 – Características favoráveis e desfavoráveis dos MRCs.....	144
▪ Tabela 3 – Características Básicas do MRC 4/2 – bifásico.....	155
▪ Tabela 4 – Principais características geométricas do MRC 4/2.....	159
▪ Tabela 5 – Domínio de variação dos parâmetros otimizados do rotor.....	161

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

C.C.: corrente contínua;

C.A.: corrente alternada;

PCI : placa de circuito impresso;

θ_c : ângulo de condução [$^\circ$];

θ_{on} : ângulo de início de condução (ligamento) [$^\circ$];

θ_{off} : ângulo de fim de condução (desligamento) [$^\circ$];

v : tensão do barramento de corrente contínua [V];

R : resistência ôhmica dos enrolamentos do motor [Ω];

i : corrente de fase do motor [A];

I_n : corrente de fase nominal do motor [A];

Ψ : fluxo concatenado nos enrolamentos do motor [Wb];

ω : velocidade angular [rad/s];

ω_n : velocidade angular nominal [RPM];

L : indutância própria de fase [H];

E_b : energia magnética armazenada em uma bobina [J];

P_{mec} : potência mecânica no eixo do motor [W];

P_e : potência na entrada [W];

T_f : torque eletromagnético instantâneo em uma das fases do motor [N.m];

T_{inst} : soma dos torques eletromagnéticos instantâneos de todas as fases [N.m];

T_m : torque eletromagnético médio [N.m];

T_n : torque eletromagnético nominal [N.m];

T_l : torque de carga [N.m];

ΔT : ondulação de torque [N.m];

$f.e.m.$: força eletromotriz [V];

$f.c.e.m.$: força contra-eletromotriz [V];

W : variação da co-energia (caso linearizado) [Wb.A];

ψ_i : fluxo concatenado na região onde se inicia a sobreposição entre os pólos do rotor e do estator [Wb];

ψ_F : fluxo concatenado na região onde termina a sobreposição entre os pólos do rotor e do estator [Wb];

N : número de fases do motor;

N_e : número de pólos do estator;

N_r : número de pólos do rotor;

W_c : variação da co-energia [Wb.A];

$\frac{T}{A}$: relação torque por ampere [N.m/A];

D : diâmetro do rotor [m];

γ_0 : comprimento do arco do pólo do estator [m];

α_0 : comprimento do arco do pólo do rotor [m];

l_{g0} : espessura do entreferro principal [m];

l_{g1} : espessura da parte inicial do entreferro variável [m];

l_{g2} : espessura da parte final do entreferro variável [m];

L_c : comprimento do núcleo [m];

β_0 : comprimento do arco do pólo do rotor com entreferro assimétrico [m];

a : aceleração [m/s²];

A/D : conversor analógico-digital;

RSE : resistência série do capacitor;

PWM : Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation);

MRC : Motor de Relutância Chaveado;

DSP : Processamento Digital de Sinal (Digital Signal Processing);

FFT : Transformada Rápida de Fourier (Fast Fourier Transform);

$FPGA$: Arranjo de gates programáveis (Field Programmable Gate Array)

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 Motivação.....	20
1.2 Objetivos.....	21
1.3 Organização do Texto.....	22
1.4 Introdução.....	24
1.4.1 Origem da Ondulação de Torque.....	24
1.5 Estado da Arte.....	26
1.6 Contribuições do Estudo.....	37
1.7 Considerações Finais do Capítulo.....	37

CAPÍTULO 2 – METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

2.1 Introdução.....	40
2.2 Revisão das Metodologias de Avaliação da Ondulação de Torque.....	41
2.3 Metodologia Proposta para a Avaliação da Ondulação de Torque.....	44
2.4 Descrição da Bancada de Testes.....	46

CAPÍTULO 3 – DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA DIGITAL – ASPECTOS CONSTRUTIVOS

3.1 Introdução.....	48
3.2 Projeto de um acionamento dedicado ao MRC 4/2.....	49
3.2.1 Especificações para o Projeto de um Acionamento.....	49
3.2.2 Aspectos Construtivos do Acionamento	50
3.2.2.1 Conversor Eletrônico.....	50
3.2.2.1.1 Corrente Unidirecional.....	51
3.2.2.1.2 Número de Chaves por Fase.....	51
3.2.2.1.3 Quadrantes de Operação do MRC.....	52
3.2.2.1.4 Topologias de Inversores.....	53
3.2.2.1.5 Circuito de Acionamento das Chaves do Inversor.....	58
3.2.2.1.6 Dimensionamento dos Dispositivos de Potência.....	62
3.2.2.1.7 Conversor Proposto para o Acionamento do MRC 4/2.....	65
3.2.2.2 Controlador.....	67

3.3.2.2.1 Tecnologias Disponíveis de Controladores.....	67
3.3.2.2.2 Controlador Proposto para o Acionamento do MRC 4/2.....	69
3.3.2.2.3 Arquitetura do Controlador.....	70
3.2.2.3 Circuitos de Interface.....	71
3.3 Sensores.....	74
3.3.1 Sensor de Corrente de Fase.....	74
3.3.2 Sensor de Posicionamento do Rotor.....	75
3.4 Interface de Controle e Comunicação Serial.....	78
3.4.1 Aspectos Construtivos da Interface Serial.....	78
3.5 Apresentação do Protótipo desenvolvido.....	80

CAPÍTULO 4 – DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA DIGITAL – ASPECTOS OPERACIONAIS , DE CONTROLE E PROGRAMAÇÃO

4.1 Introdução.....	81
4.2 Estratégias de Controle e Operação do MRC.....	82
4.3 Principais Estratégias de Controle e Comutação.....	83
4.4 Estratégias de Controle e Comutação Propostas para a Minimização da Ondulação de Torque no MRC 4/2 em Condições Nominais de Operação.....	86
4.4.1 Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.....	88
4.4.2 Controle em Três Níveis.....	94
4.5 Algoritmos de Controle e Programação.....	99
4.5.1 Descrição do Programa.....	100
4.5.2 Estrutura do Programa Principal.....	101
4.5.3 Sub-rotinas de Controle.....	103
4.5.3.1 Sub-rotinas de Carregamento e Conversão dos Dados Seriais.....	103
4.5.3.2 Sub-rotinas de Estimação de Velocidade.....	104
4.5.3.3 Sub-rotinas de Realimentação Visual.....	105
4.5.3.4 Sub-rotinas de Interrupção do Temporizador.....	106
4.5.3.5 Sub-rotinas de Interrupção por Captura de Bordas.....	108
4.6 Interface de Controle e Comunicação Serial.....	108

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS

5.1 Introdução.....	113
5.2 Resultados	114

5.2.1 Resultados de Torque Estático.....	114
5.2.1.1 Resultados de Torque Estático Simulado do MRC 4/2.....	114
5.2.1.2 Resultados dos Ensaio Experimentais de Torque Estático do MRC 4/2.....	115
5.2.2 Resultados dos Ensaio Experimentais para Obtenção do Perfil de Indutância Própria de Fase do MRC 4/2.....	118
5.2.3 Resultados dos Ensaio Experimentais de Vibração sob Estratégia de Comutação de Pulso Único.....	120
5.2.4 Resultados dos Ensaio Experimentais de Vibração sob Estratégia de Comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.....	124
5.2.5 Resultados dos Ensaio Experimentais de Vibração sob Estratégia de Comutação de Controle em Três Níveis.....	125
5.2.6 Análise Comparativa entre Resultados de Aceleração sob as Estratégias de Comutação Aplicadas.....	127
5.2.7 Análise da Eficiência do Acionamento do MR 4/2 sob as diversas Estratégia de Comutação Aplicadas.....	131

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões.....	133
6.2 Sugestões para trabalhos futuros.....	135

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	138
---------------------------------	-----

APÊNDICE A – MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO

A.1 Introdução.....	143
A.2 MRC – Considerações Gerais.....	144
A.2.1 Características Favoráveis e Desfavoráveis dos MRC's.....	144
A.2.2 Princípio de Funcionamento.....	144
A.2.3 Aspectos Construtivos.....	145
A.2.4 Variação da Indutância em função da Posição do Rotor.....	146
A.2.5 Fluxo de Energia e Produção de Torque.....	147
A.2.6 Sensoriamento de Posição.....	153
A.3 Características do MRC 4/2 Especial.....	155
A.3.1 Características Básicas.....	155

A.3.2 Aspectos Construtivos.....	156
APÊNDICE B – PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DO MRC 4/2 ESPECIAL...	160
APÊNDICE C – DEFINIÇÕES IMPORTANTES.....	163
APÊNDICE D – INSTRUMENTOS UTILIZADOS.....	165
APÊNDICE E – SUB-ROTINA DE INTERRUPÇÃO POR CAPTURA DE BORDAS.....	166

Capítulo 1 – *INTRODUÇÃO*

1.1 MOTIVAÇÃO

Em função do desenvolvimento tecnológico, existe uma demanda crescente de máquinas elétricas mais eficientes, robustas, confiáveis e de maior velocidade, destinadas a aplicações específicas, como indústrias têxteis, indústrias de ferramentas, prospecção de derivados de petróleo, equipamentos embarcados em aeronaves e automóveis, etc. [1], [2]. Os Motores de Relutância Chaveados (MRC) são uma boa opção para estas aplicações, uma vez que atendem a todos esses requisitos operacionais e, além do mais, apresentam características simples de construção, representando um baixo custo de fabricação.

Como desvantagens, os MRCs apresentam as características de uma maior ondulação de torque, vibração e ruído acústico. Estas características, geralmente, estão relacionadas a fatores como: geometria de duplos pólos salientes do estator e do rotor, alimentação chaveada e estratégia de controle estabelecida pelo conversor eletrônico.

Quanto ao aspecto de falhas no motor, a ondulação de torque pode ocasionar fraturas no eixo quando altos conjugados estão envolvidos, ou ainda pode inviabilizar aplicações de precisão quando trata-se do acionamento de braços de robôs ou de ferramentas elétricas.

Muitas pesquisas estão sendo desenvolvidas em função da minimização da ondulação de torque nas máquinas elétricas, especialmente em MRC e em Máquinas de Imãs Permanentes C.C. e C.A. sem escovas. Porém, além dos problemas relacionados à redução da ondulação de torque, existe ainda uma grande dificuldade em se determinar experimentalmente os valores absolutos da ondulação de torque [3].

Na literatura são apresentados alguns métodos de análise da ondulação de torque. Kjaer [4] enumera as metodologias mais utilizadas para a análise desta grandeza. Porém, os métodos apresentados, em sua maior parte, limitam-se a apresentar resultados experimentais de ensaios estáticos ou em velocidade muito baixa. Dentro deste contexto, este estudo pretende abordar um método de avaliação

da ondulação de torque, dedicado a ensaios dinâmicos em altas velocidades, onde se verifica uma carência de trabalhos devido, principalmente, a falta de transdutores de torque que respondam a frequências mais elevadas.

Além disso, através da construção da plataforma digital de testes de vibração, este estudo propõe a continuidade dos trabalhos de minimização da ondulação de torque sobre o MRC 4/2 [5-8], do ponto de vista do acionamento, a partir da implementação de diferentes estratégias de controle e comutação, desenvolvidos especificamente para o ponto nominal de operação.

1.2 OBJETIVOS

De modo a melhor organizar este estudo, ele foi dividido em seis objetivos principais:

- 1) Realizar uma revisão bibliográfica nos trabalhos que abordem o assunto da minimização da ondulação de torque e dos métodos de medida e análise desta grandeza;
- 2) Apresentar e validar uma metodologia para a avaliação da ondulação de torque em ensaios dinâmicos de motores em altas velocidades, baseada em ensaios experimentais de vibração;
- 3) Desenvolver um acionamento eletrônico, dedicado ao MRC 4/2, composto por um conversor, um controlador, circuitos de interface e de monitoração das variáveis de controle como: velocidade, corrente e posição do rotor;
- 4) Especificar e desenvolver os sensores necessários para a operação segura do MRC 4/2, com precisão suficiente para o estabelecimento dos algoritmos de controle e comutação;
- 5) Desenvolver uma interface de controle e comunicação serial entre uma placa controladora DSP (*Digital Signal Processing*) e o Microcomputador, de modo a implementar diferentes estratégias de comutação das chaves do inversor, através da alteração dos ângulos de ligamento (θ_{on}) e condução (θ_c);

- 6) Desenvolver, através de uma placa controladora DSP (Kit de desenvolvimento eZdsp LF2407A), diferentes algoritmos de comutação das chaves do inversor, especificamente para o ponto nominal de operação, de modo a reduzir a vibração e a ondulação de torque do conjunto constituído pelo MRC 4/2 e seu acionamento eletrônico.

Vale observar que a todo o conjunto desenvolvido, composto pelo acionamento eletrônico do MRC 4/2 - bifásico, os sensores, a interface de controle e comunicação serial e a bancada de testes de vibração denominou-se de plataforma digital de testes de vibração. A plataforma digital implementada foi concebida com o objetivo de estudar a ondulação de torque sobre o MRC 4/2 e seu acionamento em condições nominais de torque e velocidade. Através da plataforma digital foram desenvolvidos diferentes algoritmos de comutação das chaves do inversor de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque impostas durante a operação do conjunto, MRC e seu acionamento eletrônico.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está dividido em seis capítulos. No capítulo 1 são apresentados os fatores de motivação que levaram ao desenvolvimento deste estudo, bem como os objetivos a que ele se propõe. Em seguida, é apresentada uma introdução sobre a origem da ondulação de torque nos MRCs. Depois, é realizada a abordagem sobre o estado da arte, onde é apresentada uma revisão dos principais trabalhos existentes na área de redução da ondulação de torque, buscando discutir suas limitações e vantagens. Por fim, são apresentadas as contribuições particulares deste estudo e são realizadas as considerações finais sobre o estado da arte.

No capítulo 2 é apresentada, inicialmente, uma revisão dos métodos existentes para a avaliação da ondulação de torque. Em seguida, é apresentada a metodologia adotada para a avaliação desta mesma grandeza nos ensaios dinâmicos de alta velocidade. Neste capítulo também é pormenorizada a bancada de ensaios experimentais.

Os capítulos 3 e 4 exploram o desenvolvimento da plataforma digital de testes de vibração. De forma a melhor organizar estes dois capítulos, estes foram divididos

em dois blocos: aspectos construtivos ou de *hardware* do acionamento e demais circuitos (capítulo 3) e aspectos operacionais, de controle e programação (capítulo 4).

No capítulo 3 são abordados os aspectos construtivos de um acionamento eletrônico composto pelo MRC 4/2, um conversor eletrônico, uma placa controladora DSP e os circuitos de interface. Nesta seção, são apresentadas algumas das possíveis configurações de conversores, controladores e componentes, suas vantagens e desvantagens e as configurações que, por fim, foram adotadas. Além disso, esta seção aborda também o desenvolvimento dos sensores necessários à operação segura do motor e de seu acionamento, e de uma interface de controle e comunicação serial, responsável pela inserção e modificação dos parâmetros de controle do acionamento.

No capítulo 4 são abordados os aspectos operacionais e de controle de um acionamento. São estudadas algumas das principais estratégias de controle e comutação utilizadas em MRC. Em seguida, são propostas algumas estratégias de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque sobre o MRC 4/2 e seu acionamento eletrônico. A seguir, são apresentados os algoritmos de controle e comutação adotados para a programação da placa controladora DSP e da interface serial, através dos quais foram obtidos os melhores resultados de vibração e ondulação de torque.

No capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos através da plataforma digital construída.

No capítulo 6 são apresentadas conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

No apêndice A são abordados aspectos gerais de funcionamento de um MRC, bem como as características construtivas do MRC 4/2 que o tornam diferente de outros motores de relutância chaveados, como: geometria dos pólos, número de fases, etc.. Em seguida, é apresentado o equacionamento do fluxo de energia e produção de torque em um MRC.

No apêndice B é apresentado o procedimento de otimização geométrica do rotor, pela qual o MRC 4/2 foi submetido de modo a atender aos múltiplos requisitos operacionais. O objetivo desta seção é contextualizar os trabalhos iniciais sobre o MRC 4/2 que deram origem a este estudo.

No apêndice C são apresentadas algumas definições importantes sobre torque que são utilizadas durante o texto.

No apêndice D são relacionados todos os equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.

No apêndice E a sub-rotina de interrupção por captura de bordas é pormenorizada.

1.4 INTRODUÇÃO

1.4.1 ORIGEM DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

A ondulação de torque é uma característica inerente aos MRCs devido à estrutura de duplos pólos salientes do rotor e estator [9], [10]. Os fatores que exercem influências sobre sua magnitude podem ser divididos em três categorias: aspectos construtivos do MRC e do acionamento eletrônico, aspectos de controle e aspectos operacionais [11].

Os aspectos construtivos do MRC referem-se ao tipo de material ferromagnético utilizado na fabricação do rotor e do estator, ao número de pólos do rotor e do estator, ao número de fases e as características geométricas dos pólos. Em relação ao acionamento eletrônico, os aspectos construtivos referem-se à topologia do conversor utilizado para alimentar os enrolamentos do MRC. Os aspectos de controle estão relacionados à estratégia estabelecida para o controle da corrente de fase e para a comutação das chaves do inversor. E, finalmente, os aspectos operacionais que abordam requisitos operacionais do MRC, como velocidade, carga, etc.

De modo a avaliar a ondulação de torque, uma primeira abordagem pode ser realizada através do perfil de características estáticas de Torque – Corrente – Posição do MRC [10]. Este perfil estático pode ser obtido basicamente de duas maneiras, através de simulação computacional pelo Método dos Elementos Finitos ou através de ensaios experimentais de torque estático [10]. Além das características de torque em função da corrente e posição do rotor, através do perfil estático de torque podem ser obtidas duas regiões fundamentais: a região de sobreposição de fases, onde a produção de torque é transferida de uma fase para a

outra e a região de depressão de torque, que é definida como a diferença entre o pico de torque de uma determinada fase e o torque em um ângulo, onde a sobreposição de duas fases produz o mesmo valor de torque para uma corrente constante [10]. Essas regiões são de extrema importância para a avaliação da ondulação de torque em um MRC.

A figura 1 apresenta o perfil de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 obtido a partir de ensaio experimental de torque estático. Considerando as curvas obtidas para uma corrente de fase de 2 [A], observam-se as duas regiões relatadas no parágrafo anterior: uma pequena região de sobreposição de fases e uma grande amplitude de depressão de torque. Desta forma, o nível de ondulação de torque esperado para um dado MRC pode ser determinado por meio da observação destas duas regiões fundamentais, ou seja, quanto maior a amplitude de depressão de torque e menor a região de sobreposição de fases, maior será a ondulação de torque no MRC e mais difícil será contorná-la, o mesmo sendo válido no caso contrário.

Figura 1 – Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2.

1.5 ESTADO DA ARTE

Inicialmente, esta seção apresenta apenas uma descrição dos principais trabalhos existentes, relacionados à minimização da ondulação de torque. Posteriormente, nas seções 1.6 e 1.7, estes trabalhos são devidamente abordados e inter-relacionados, apresentando-se inclusive as contribuições realizadas por este estudo.

Em [9], Miller apresentou para os MRCs as combinações mais usuais entre o número de pólos do rotor e do estator e o número de fases correspondentes. Vale observar que em um MRC é definido como pólo do estator cada uma das saliências apresentadas no estator. Os pólos do rotor referem-se às saliências apresentadas no rotor, e fase de um MRC compreende dois enrolamentos, montados em pólos opostos do estator e conectados, geralmente em série, de modo que os fluxos produzidos por ambos os pólos sejam somados. Desta forma, Miller define como mais usuais as seguintes combinações: máquinas de três fases (6/4), isto é, 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor, máquinas de quatro fases (8/6), máquinas de cinco fases (10/4), etc. Segundo Miller, a melhor combinação entre o número de pólos do rotor e do estator dependia, fundamentalmente, da aplicação do MRC e estava associada, basicamente, a dois aspectos: ao nível de ondulação de torque esperado e ao tipo de controlador disponível. Desta forma, um maior número de pólos e fases correspondia a uma menor região de depressão de torque, conseqüentemente, uma menor ondulação de torque envolvida. Em contrapartida, um acionamento que contemplasse um maior número de pólos e fases implicaria num controlador mais sofisticado, de maior custo e em uma maior freqüência de amostragem para os sinais de controle.

No trabalho apresentado em [10], Hussain realizou uma extensa revisão sobre as origens da ondulação de torque e dos métodos aplicados para sua redução. Além disso, ele apresentou uma proposta de controlador híbrido que incorporava algumas das características atrativas dos métodos relatados. O controlador proposto era baseado nas “*Torque Sharing Functions*” (TSF) adicionadas às aproximações do Comutador Balanceado [17], de modo a reduzir as ondulações de torque. A redução da ondulação de torque numa extensa faixa foi obtida variando-se o ângulo de comutação central em função da velocidade. Uma

importante conclusão foi observada através do trabalho de Hussain, ou seja, para uma efetiva redução da ondulação de torque, devem ser consideradas modificações tanto no projeto mecânico (geometria) do MRC, como através de técnicas de controle.

Wallace e Taylor em [11] realizaram um estudo para a aplicação do MRC em acionamentos de braço de robôs. Para esta aplicação específica, a ondulação de torque é extremamente prejudicial. Desta forma, Wallace e Taylor propuseram duas alternativas para a minimização da ondulação de torque: através da otimização mecânica dos pólos do rotor e do estator (alteração do número de pólos e da relação arco do pólo pela distância entre pólos) e através do controle do acionamento. Neste estudo foram comparados, através de simulação, quatro motores trifásicos (dois 6/4 e dois 18/20), com geometrias diferenciadas. De modo a explorar os parâmetros de torque, tais como o torque médio, a ondulação de torque, o máximo pico de torque e a depressão de torque, inicialmente, foram alteradas as relações arco do pólo pela distância entre pólos. Os resultados obtidos revelaram que, para uma relação de arcos igual a $1/3$, ambos os motores (6/4 e 18/20) apresentaram altos picos de torque, porém com grandes amplitudes de depressão de torque, resultando em níveis elevados de ondulação de torque. Em seguida, aumentou-se a relação de arcos para $1/2$, resultando num achatamento da forma de onda de torque, caracterizado por uma acentuada redução dos picos de torque (60%) para o MRC 6/4 e (30%) para o MRC 18/20. Em relação à ondulação de torque, ocorreu uma redução de 90% para MRC 6/4 e de 60% para o MRC 18/20. Desta forma, para a obtenção de um perfil de torque mais achatado e livre de ondulação de torque foi conveniente o incremento da relação de arco do pólo pela distância entre pólos, uma vez que se alcançou, simultaneamente, uma maior relação torque/massa e um melhor desempenho com relação à ondulação de torque no MRC. Apesar da otimização da ondulação de torque alcançada, na prática, em aplicações de alto desempenho, são utilizados motores tetrafásicos ao invés dos trifásicos, devido à inerente depressão de torque existente nestes últimos. Este acaba sendo um aspecto limitante para os motores trifásicos, que não foi abordado por este estudo.

Byrne; McMullin e O'Dweyer em [12] apresentaram o projeto de uma máquina que possuía 4 fases e foi projetada com uma geometria otimizada de modo a produzir um torque individual por fase, com perfil senoidal para um nível de corrente

constante. A sobreposição de duas fases produzia um torque total constante, com uma ondulação de torque em torno de 5%.

Em [13], Ray *et al* restringiram seus trabalhos a baixas velocidades e constataram que os MRCs se diferenciavam das máquinas C.A. convencionais trifásicas, na medida em que o torque total poderia ser compartilhado entre as fases individuais, devido ao fato das mesmas serem largamente independentes. Apesar desta descoberta, os termos de “*Torque Sharing Functions*” (TSF) foram introduzidos somente em [14] por Ilic-Spong *et al*. Por meio deste trabalho, constatou-se que o torque total podia manter-se imune da ondulação de torque através de seu compartilhamento entre as fases individuais do motor.

Em [15], Ilic-Spong *et al* adotaram técnicas de controle não-linear, de modo a linearizar a condição do torque no MRC. Este tipo de estratégia de controle necessita de modelos eletromagnéticos das características da máquina precisos, desta forma, este trabalho apresentou como limitação os efeitos da comutação, que foram desprezados.

Kavanagh; Murphy e Egan em [16] apresentaram um estudo para a implementação de modificações mecânicas nos pólos do MRC, de modo a minimizar a ondulação de torque. Esse estudo foi baseado no modelo estático do MRC, através do uso de tabelas, onde foram levantadas as características magnéticas da máquina. Como desvantagem, esse estudo apresentou melhorias para somente uma específica condição de operação.

Wallace e Taylor em [17] desenvolveram um novo método para o cálculo das correntes de referência denominado, Comutador Balanceado. O esquema proposto reduziu os picos e derivadas de corrente, resultando numa maior precisão da corrente de referência obtida. O controle com realimentação da corrente de referência reduziu a ondulação de torque. Desta forma, de modo a validar o algoritmo de controle de corrente, do ponto de vista da ondulação de torque, foram realizadas simulações considerando diferentes dimensões dos arcos dos pólos do rotor e do estator. Para todas as dimensões consideradas, o método do comutador balanceado apresentou melhorias, quando comparado ao método clássico de comutação, que utiliza ondas quadradas de tensão. Considerando-se o menor arco simulado em baixas velocidades, o método apresentou uma redução da ondulação de torque de 5 (cinco) vezes em relação ao método clássico. Para o maior arco simulado, a redução da ondulação de torque foi de 10 (dez) vezes. Foram realizados

ensaios experimentais, considerando-se os mesmos métodos de comutação simulados, e os resultados apresentaram uma redução de quatro vezes na ondulação de torque, quando utilizando o método do comutador balanceado.

Em [18], Moreira utilizou um método para o cálculo do torque instantâneo a partir da curva de fluxo concatenado – corrente – posição do MRC e da interpolação dos dados via o método bi-cúbico. O torque instantâneo calculado foi comparado com o torque de referência e o resultado foi utilizado na malha de corrente, de modo a controlar as correntes de fase do motor. Os resultados obtidos não se revelaram satisfatórios, uma vez que se obteve uma redução da ondulação de torque, porém a eficiência da máquina ficou comprometida.

Schramm; Williams e Green em [19] propuseram inicialmente a linearização e o desacoplamento do torque através do levantamento das características estáticas de torque – corrente – posição do MRC. Em seguida, estabeleceram uma estratégia de sobreposição de correntes de fases para todos os níveis de torque, de modo a minimizar o pico de corrente por fase. Esta estratégia aumentou a relação torque/corrente do inversor e também minimizou a ondulação de torque em altas velocidades.

Hedlund *apud* Rasmussen em [20], propôs uma estratégia de controle diferenciada, denominada “*Three Level Control*”. Segundo esta estratégia, o torque produzido pelo MRC é controlado através da aplicação de três estados de comutação diferentes, dentro do mesmo passo polar. Cada estado de comutação baseia-se na aplicação de um nível de tensão diferente, em intervalos angulares distintos. No primeiro estado deve-se aplicar a tensão do barramento C.C. sobre os enrolamentos de uma das fases do motor, por um intervalo angular, proporcional ao torque desejado. Esta condição de comutação é executada através do fechamento de duas chaves do inversor, que alimentam uma das fases do MRC (figura 8). No segundo estado de comutação deve-se aplicar uma tensão nula sobre os enrolamentos do MRC, geralmente por um curto intervalo angular. Desta forma, considerando-se as mesmas duas chaves acionadas anteriormente, para se aplicar o segundo estado de comutação, deve-se abrir uma das chaves e manter a outra chave fechada. Por fim, deve ser aplicado o terceiro estado de comutação, através da aplicação da tensão do barramento C.C. sobre os enrolamentos do motor, com polaridade invertida. Isto é conseguido através da abertura da segunda chave do inversor, que ainda permanecia fechada no estado anterior. O terceiro estado de

comutação deve ser aplicado durante um intervalo angular suficiente para que a corrente de fase seja reduzida a zero. Segundo o autor, esta estratégia tem um efeito positivo na força normal atuante no MRC, resultando em menor ruído acústico do motor. Uma desvantagem deste método reside no fato de serem necessários mais recursos do conversor utilizado, ou seja, é necessário que o conversor imponha os três níveis de tensão no barramento C.C.: positivo, zero e negativo. Além disso, é necessário um conversor com maior flexibilidade, tipo meia ponte assimétrica, de modo a estabelecer os três estados de comutação necessários.

Em [21], Wu e Pollock estudaram a relação entre o ruído acústico, vibração do estator e a comutação da corrente de fase durante o período de aplicação da tensão reversa nas fases do MRC. Deste estudo concluíram que o grande transitório de corrente, durante o período de aplicação da tensão reversa nas fases do MRC, induz altas amplitudes do primeiro modo de vibração no motor. Assim, de modo a suprimir estes efeitos, Wu e Pollock desenvolveram quatro métodos para a minimização e cancelamento de ruído acústico denominados: (1) *“Two-Stage Commutation Method”*, (2) *“Voltage-Smoothing Method”*, (3) *“Three-Stage Commutation Method”* e (4) *“Extended Freewheeling Method”*. Em (1), inicialmente é aplicada uma tensão positiva do barramento C.C. sobre as fases do MRC. A seguir esta tensão é reduzida para zero. Depois de meio ciclo ressonante, a tensão sobre os enrolamentos é alterada de zero para o valor de tensão reversa do barramento C.C., permanecendo assim, até que a corrente de fase seja reduzida a zero. Este procedimento gera vibrações defasadas 180° com aquelas geradas inicialmente do primeiro modo de vibração, cancelando-as. Em (2), a tensão reversa é aplicada sobre as fases do MRC através de uma modulação PWM, cuja razão cíclica é gradualmente decrementada em pelo menos 20 (vinte) ciclos ressonantes até tornar-se totalmente negativa. A desvantagem deste método está no tempo despendido para a execução da rotina que pode afetar a produção de torque e influenciar o controle do MRC. Em (3), a tensão reversa é aplicada em estágios. No primeiro estágio, é aplicada uma tensão reversa que gera o primeiro modo de vibração sobre o motor. A seguir, no segundo estágio é aplicada uma tensão positiva que gera vibração em oposição ao primeiro modo. Depois de algum tempo, no terceiro estágio é aplicada novamente tensão reversa e esta é mantida até que a corrente de fase seja reduzida a zero. O tempo de duração dos dois primeiros estágios deve ser obtido através de tentativa e erro. Em (4), assim como em (1), inicialmente é

aplicada uma tensão positiva do barramento C.C. sobre as fases do MRC. A seguir esta tensão é reduzida para zero durante um longo intervalo de tempo, fazendo com que vibração do primeiro modo seja reduzida, devido ao atraso de tempo inserido entre o pulso positivo e reverso da tensão do barramento C.C.. Em seguida, a tensão sobre os enrolamentos é alterada de zero para o valor de tensão reversa do barramento C.C., permanecendo assim, até que a corrente de fase seja reduzida a zero. O quarto método apresentado assemelha-se muito com o primeiro, a não ser pelo tempo em que a tensão permanece nula nas fases do MRC. O quarto método assemelha-se muito também com o trabalho apresentado em [20], e acaba complementando este estudo devido às poucas informações disponibilizadas a respeito do mesmo. Vale observar ainda que, segundo Wu e Pollock, somente os métodos (1) e (3) são considerados efetivos para o cancelamento do ruído acústico, os demais métodos apenas são responsáveis pela minimização do mesmo. Uma desvantagem comum a todos estes métodos é a necessidade de um conversor mais elaborado, com maior flexibilidade para implementar as estratégias de comutação propostas e aplicar, às vezes dois níveis, ou mesmo três níveis de tensão, proveniente do barramento C.C., sobre os enrolamentos do MRC: tensão positiva, zero e negativa.

Em [22], no trabalho de Rochford *et al* foram utilizadas as características estáticas de fluxo concatenado – corrente – posição e de torque – corrente – posição do MRC de forma a linearizar e desacoplar as equações do sistema. Além disso, foi proposta uma estratégia de controle com realimentação de velocidade e posição, em tempo real, que resultou num controle satisfatório do torque.

Reay *et al* em [23] realizaram um estudo semelhante à Schramm, trabalhando com um perfil trapezoidal de torque de referência por fase, onde as dimensões do trapézio foram otimizadas de modo a reduzir o pico de corrente por fase. Este perfil de torque foi obtido a partir da característica estática de torque – corrente – posição do MRC. De modo a controlar o MRC, este estudo propôs uma rede neural com duas entradas (torque e θ) e uma saída (corrente). Como desvantagem, o método apresentou a condição de aprendizagem da rede neural, que foi influenciada devido a condições iniciais desfavoráveis. Vale observar, que este perfil trapezoidal trata-se de uma aproximação realizada para baixas e altas velocidades, não sendo aplicável para velocidades muito altas, onde geralmente, ocorre a necessidade de se atrasar o ângulo de início de condução, fazendo com que ocorra uma deformação no perfil

de torque. Em [3], Miller relata que o perfil trapezoidal de torque impõe inatingíveis requisitos para o conversor eletrônico, uma vez que no início da condução, a parcela $\frac{dL}{d\theta}$ é praticamente nula, então caso seja solicitado ao MRC um alto torque de partida, isto acarretará uma infinita derivada de corrente, que pode ser observada através da equação (16) do apêndice C.

Filicori *et al* em [24] estudaram um controlador dinâmico de torque de alto desempenho associado a um MRC, destinado à aplicação robótica de rastreamento de trajetória. A estrutura do modelo e as técnicas de estimação dos parâmetros foram apresentadas. Uma estrutura do controlador em cascata foi apresentada e consiste de um compensador de torque não-linear de alimentação de avanço e um controlador corrente ou fluxo não-linear em malha fechada. Neste estudo dois critérios de otimização foram propostos (*TSF*): o primeiro minimizava as perdas ôhmicas no MRC, enquanto o segundo minimizava a máxima tensão do barramento de alimentação. O primeiro método, que considerava as perdas ôhmicas, possuía como vantagem uma menor dissipação de potência, porém só era indicado para baixas velocidades. Já o segundo método, era eficiente, pois fornecia a menor tensão do barramento para a devida operação do MRC, em contrapartida apresentava uma alta dissipação de potência. Uma combinação de ambas as estratégias de controle continua sob investigação e é proposta para trabalhos futuros. Apesar da validação matemática das duas propostas de otimização apresentadas por Filicori, na prática, existe uma grande dificuldade computacional para a obtenção das formas de onda.

O'Donovan *et al* em [25] utilizaram uma rede neural *feedforward* com um algoritmo de *backpropagation*. A partir das características de fluxo concatenado – corrente – posição do MRC, eles determinaram os dados de treino, através dos quais obtiveram uma aproximação matemática do fluxo.

Elmas e Bay em [26] utilizaram a lógica *Fuzzy* de modo a substituir a um controlador PI convencional. Neste trabalho foram modelados tanto as não-linearidades inerentes do MRC, como o controle de velocidade através de lógica *Fuzzy*. Como desvantagem da utilização deste tipo de lógica, existe o problema de estabelecer, em primeiro plano, as regras *Fuzzy*.

Em [27], Husain e Ehsani apresentaram uma nova estratégia de controle de corrente modulada em largura de pulso (PWM), de modo a suavizar a operação do

acionamento em relação a ondulação de torque. A estratégia deveria ser aplicada na operação em baixa velocidade e atuava durante os instantes de comutação, onde, segundo este estudo, estavam as maiores contribuições da ondulação de torque. O método proposto para a minimização de ondulação de torque foi baseado na otimização do perfil das correntes de fases, onde as mesmas seguem um contorno estabelecido para a produção de torque constante durante os períodos de sobreposição de fases. O método levou em consideração os efeitos de saturação, porém podem existir casos onde um modelo mais pormenorizado seja necessário.

Em [28], Kjaer; Grimble e Miller realizaram uma abordagem diferenciada no estudo da ondulação de torque. Segundo eles, a redução da ondulação de torque como objetivo primário deve estar vinculada a um objetivo secundário como máxima eficiência, mínimas perdas, ou máximo fator de potência, etc. O estudo propôs o desenvolvimento de um controlador de alto grau de desempenho que vislumbrava: um controle de torque em uma maior faixa de frequência, uma baixa ondulação de torque, a operação do acionamento nos quatro quadrantes com ampla faixa de velocidade, inclusive em velocidade nula, máxima eficiência, e um melhor aproveitamento da tensão do inversor. A estratégia de controle proposta foi baseada na variação do parâmetro θ_c (ângulo de condução) e em uma TSF , onde além da ondulação de torque, foram definidos objetivos secundários de otimização. A escolha da TSF afeta diretamente as perdas ôhmicas ri^2 e a tensão de alimentação requerida $\frac{d\psi}{dt}$. As perdas ôhmicas estão relacionadas com a eficiência do acionamento, e a tensão de alimentação está relacionada à capacidade de torque/velocidade. Desta forma, dois possíveis objetivos puderam ser formulados: TSF com minimização de perdas e TSF com minimização da tensão de alimentação. Além disso, diante do complexo modelo magnético do MRC, uma análise matemática mais pormenorizada não foi possível, ao invés disso, para obtenção de dados, foram realizadas medidas experimentais e análise numérica. Vale observar ainda que, mesmo sem o modelo analítico, a estratégia de controle foi obtida com sucesso.

Em [29], Inanç *et al* propuseram um método para a redução da ondulação de torque levando em consideração as indutâncias mútuas entre fases. A estratégia proposta foi baseada na estimação da corrente de referência que é fornecida através da soma dos quadrados das correntes de fase. A desvantagem desta estratégia está

na limitada quantidade de sensores de corrente, fazendo com que o sistema operasse com apenas duas fases por vez.

O trabalho desenvolvido em [30] por Russa *et al* trata da aplicação de um método de controle robusto simplificado, realizado de forma a minimizar a ondulação de torque através do uso de uma placa controladora DSP. Além da redução da ondulação de torque, o objetivo do método foi projetar um controlador que proporcionasse uma maior eficiência de energia podendo ser aplicado a uma maior faixa de velocidade. Diferentemente dos métodos convencionais, o controle não foi baseado nos perfis de corrente e de fluxo com valores pré-calculados, ao contrário, o método utilizou um controlador adaptativo em tempo real, levando em consideração a variação de parâmetros no MRC. Uma das vantagens de se utilizar um controlador em tempo real é a simplificação das etapas de projeto, evitando-se desta forma a necessidade dos ensaios com rotor travado para levantamento de parâmetros do MRC. Contudo, a utilização de um algoritmo adaptativo em tempo real aumentou demasiadamente o tempo computacional das malhas de controle e os atrasos associados, prejudicando o desempenho do programa na minimização da ondulação de torque, principalmente durante os períodos de comutação. Outra limitação imposta pelo método foi que o mesmo só poderia ser aplicado em MRC onde pelo menos duas fases pudessem fornecer simultaneamente torque positivo.

Em [31], Mir; Elbuluk e Husain utilizaram um controlador DSP trabalhando com algoritmos adaptativos em lógica *Fuzzy*, objetivando a minimização da ondulação de torque. Nesse caso, o controlador não dependia de características pré-determinadas do MRC, assim, podia se adaptar a qualquer mudança das características do motor dinamicamente. Além disso, o controlador apresentava robustez em relação a erros na realimentação de posição do rotor, evitando a produção de torque negativo durante a comutação, e reduzindo a ondulação de torque até a velocidade de base do MRC. As vantagens do sistema proposto, em relação aos demais, era a possibilidade de utilização de sensores de posição mais simples e de menor custo, além disso, a natureza adaptativa do controlador com estimação de parâmetros em tempo real fazia do mesmo um controlador universal, não sendo dedicado a apenas um específico MRC.

Em [32], Russa *et al* apresentaram um controlador com recurso de auto-sintonia, através de uma plataforma DSP. O controlador utilizava um modelo não-linear de MRC, que era atualizado em tempo real usando um algoritmo recursivo de

identificação. O controle de redução da ondulação de torque era implementado através de técnicas de identificação e adaptação em tempo real. A estratégia de comutação era simples, eficiente e adaptativa, podendo ser aplicada a uma maior faixa de velocidade. O controlador era universal, pois, através das técnicas de adaptação propostas, podia ser utilizado em qualquer MRC. O algoritmo do controlador utilizava os ciclos iniciais para identificar o sistema e, então, procedia de modo a satisfazer o objetivo do controle. A única entrada requerida era a resistência do enrolamento de fase. As aproximações em tempo real proporcionavam ao sistema uma maior robustez. Os resultados em baixas e médias velocidades evidenciavam que a ondulação de torque permanecia dentro de níveis aceitáveis. Em altas velocidades era observada uma degradação no desempenho do MRC devido ao longo tempo computacional necessário para o cálculo das variáveis de controle de torque e identificação do sistema, ainda assim, os resultados em altas velocidades foram satisfatórios.

No trabalho desenvolvido em [33], Rodrigues; Suemitsu e Costa Branco apresentaram um método para a atenuação da ondulação de torque baseado na utilização da lógica *Fuzzy* para a otimização dos ângulos de desligamentos. Os sinais de velocidade e corrente foram utilizados diretamente para o treinamento *off-line* de modo que se produzissem, automaticamente, os ângulos de desligamentos que minimizaram a ondulação de torque, durante a operação dinâmica do MRC. O método pode ser aplicado a uma maior faixa de velocidade, e não utiliza sinais de realimentação de torque, o que aumenta sua simplicidade e confiabilidade.

Ishikawa; Wang e Naitoh, em [34], apresentaram um trabalho diferenciado onde propuseram a utilização de uma topologia de circuito de acionamento para a minimização da ondulação de torque. Inicialmente, realizaram uma análise do MRC através do Método dos Elementos Finitos, de modo a calcular o torque e o fluxo concatenado por pólo, considerando o posicionamento do rotor e a corrente de fase com parâmetros. Considerando uma forma de onda de torque com perfil plano, sintetizaram a corrente de fase ideal. Em seguida, através da análise do perfil da corrente obtida, propuseram a adição de capacitores e um *chopper* ao circuito do acionamento, de modo a reproduzir, de maneira mais fiel possível, a forma de onda da corrente ideal. Os resultados obtidos revelaram que, devido à adição do novo circuito, a ondulação de torque passou de uma relação de 28% para 14%, representando uma diminuição de 50%, em relação à configuração anterior. Além

disso, houve o aumento da relação torque / corrente, que foi incrementada em 30%, representando um aumento de eficiência de conversão de energia. Este estudo também apresenta o dimensionamento dos componentes e suas implicações nos parâmetros do circuito. As desvantagens apresentadas por este estudo estão relacionadas ao fato de que os resultados foram obtidos somente através de simulação computacional, portanto representam apenas uma tendência. Além disso, o método proposto é avaliado somente em velocidade muito baixa.

Em [35], Parreira *et al* utilizaram um método para a atenuação da ondulação de torque baseado nos dados de tabelas características de torque – corrente – posição do MRC. Estes dados foram levantados experimentalmente, em regime estático, e fornecem o perfil de corrente correspondente ao torque e posição do rotor. Os dados obtidos foram armazenados em formato tabular na memória de um microcontrolador, de modo a serem utilizados durante a operação dinâmica do motor. A principal desvantagem do método utilizado por Parreira está associada à utilização dos dados estáticos que acabam por desprezar as perdas do MRC, uma vez que estas só ocorrem em regime dinâmico.

No trabalho desenvolvido em [36], Henriques propôs uma nova abordagem para tratar o problema da ondulação de torque e do sensoriamento de posição. Para o desenvolvimento do compensador, que visava à minimização da ondulação de torque, foi proposto um sistema sem qualquer realimentação do sinal de torque, seja medido ou estimado. Este compensador foi baseado na técnica *Neuro-Fuzzy* com aprendizagem automática. Para eliminar o sinal do sensor de posição foi utilizada uma modelagem com aprendizagem supervisionada em tempo real. Além disso, Henriques propôs uma classificação dos métodos para a redução da ondulação de torque. Existe uma limitação que pode ser apontada neste trabalho com relação aos ensaios realizados, pois apesar do motor apresentar uma velocidade nominal de 1800 rpm, os ensaios foram realizados em velocidades muito baixas, em uma faixa de 50 a 200 rpm.

1.6 CONTRIBUIÇÕES DO ESTUDO

Em relação aos trabalhos abordados na seção 1.5, os que mais se assemelham ao estudo proposto nesta dissertação são os trabalhos apresentados em [10] e [17], pois apresentam propostas de melhorias conjuntas, ou seja, tanto melhorias do ponto de vista da geometria do MRC como do aspecto de controle do acionamento. A proposta de melhorias conjuntas possui como vantagens melhores resultados, uma vez que os esforços são somados de ambos os lados. Em contrapartida, a limitação desta proposta está no fato de que os objetivos desejados resumem-se a um ponto específico de operação, ponto nominal, portanto o funcionamento do MRC pode ficar degradado nas demais regiões de operação. Outra importante contribuição deste trabalho foi o desenvolvimento de uma metodologia de avaliação da ondulação de torque, específica para ensaios dinâmicos em alta velocidade [5-8]. E, por fim, a principal contribuição deste estudo, que foi o desenvolvimento da plataforma digital, através da qual se viabilizou a implementação de diferentes estratégias de comutação das chaves do inversor [19], [20], [21], através das quais se proporcionou a redução da vibração e ondulação de torque sobre o MRC 4/2, sob o ponto de vista de controle do acionamento. Vale destacar ainda que, apesar da plataforma digital ter sido fundamentalmente desenvolvida com a finalidade de obter resultados de vibração e ondulação de torque sobre o MRC 4/2, nada impede que sua utilização seja estendida para outros tipos de motores.

1.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou um panorama dos diversos métodos utilizados para a minimização da vibração e da ondulação de torque em MRCs. No decorrer da seção 1.5, verificou-se que nos primeiros trabalhos eram considerados apenas os aspectos construtivos do motor, como alterações no número de pólos, número de fases, etc. Posteriormente, surgiram estudos sobre a individualidade de cada fase do MRC, dando origem às primeiras “*Torque Sharing Functions*” (TSF). Em seguida, foram propostas técnicas para a linearização do MRC através de modelos

simplificados. Com o desenvolvimento da eletrônica digital e de microprocessadores mais eficientes, surgiram trabalhos que exploraram as tabelas de características magnéticas estáticas do MRC, onde estas eram armazenadas na memória destes componentes, e posteriormente, utilizadas durante a operação dinâmica. Importantes trabalhos foram desenvolvidos utilizando-se de estratégias de sobreposição das correntes de fase, de modo a minimizar os picos de corrente por fase. Em seguida, surgiram trabalhos que estabeleceram relações entre o ruído acústico, vibração do estator e as estratégias de comutação da corrente de fase. Posteriormente, desenvolveram-se algoritmos para a estimação de parâmetros de controle como, corrente, torque, etc., e também com a finalidade de produzir perfis de corrente de fase, de modo a atenuar os efeitos da comutação nos enrolamentos dos MRC. A seguir, surgiram os primeiros trabalhos utilizando controladores DSP, onde através de sua velocidade de processamento, viabilizaram o desenvolvimento de aplicações de controle em tempo real, controle PWM, redes neurais e lógicas *Fuzzy*. Finalmente, foram desenvolvidas propostas de controle adaptativo, que, diferentemente do controle convencional, não são baseadas nas características magnéticas da máquina. Este tipo de controle sugere uma nova geração de controladores universais, que se auto-adaptam a qualquer tipo de MRC, independente do número de pólos, número de fases, geometria, etc. Vale observar que nem sempre são necessários novos métodos para minimizar a ondulação de torque, muitas vezes, a superposição de algumas das técnicas já desenvolvidas pode resultar numa melhora considerável no desempenho do sistema estudado.

Em [10], Hussain afirma que existem, essencialmente, duas formas para se abordar o problema da ondulação de torque, a primeira é baseada na melhoria do projeto magnético e a outra através do uso do controle eletrônico. Considerando a afirmação de Hussain e adicionando as novas perspectivas do controle adaptativo, pode-se propor uma nova classificação para as técnicas de redução da ondulação de torque: metodologias de redução baseadas nos dados estáticos de tabelas de características magnéticas e metodologias de redução baseadas na variação dos parâmetros de máquina através de controladores adaptativos, conforme figura 2:

Figura 2 – Classificação proposta para as Técnicas de Redução da Ondulação de Torque.

Existem ainda algumas observações que devem ser consideradas neste estudo:

1) O uso de ferramentas computacionais sofisticadas e de métodos de modelagem mais completos indica uma tendência de distanciamento, cada vez maior, do projetista de máquinas do manuseio de seus protótipos. O mesmo acontece com os engenheiros da área de controle, que devido à utilização de técnicas de controle adaptativo evitam a necessidade de se realizar ensaios estáticos, caracterizando um afastamento dos ensaios experimentais;

2) Levando em consideração as inovações do controle adaptativo, em relação aos controladores de motores as soluções caminham para uma padronização de programas, onde provavelmente se estabeleça um único programa como solução geral para o acionamento de muitos motores. No caso dos motores, em contrapartida, as soluções dependem muito de cada aplicação, portanto é pouco provável que existam soluções gerais;

3) Apesar de todos os métodos apresentados neste estudo e do considerável avanço nas técnicas de controle e componentes, o problema da ondulação de torque ainda está longe de ser resolvido para todas as faixas de trabalho e configurações de MRC.

Capítulo 2 – METODOLOGIA DE AVALIAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

2.1 INTRODUÇÃO

Um dos principais problemas dos MRCs que, ainda hoje, não está completamente resolvido é a sua elevada ondulação de torque. Desta forma, verifica-se um grande número de trabalhos dedicados à minimização desta característica nos acionamentos de MRC [10], [33-36]. Somado ao problema da ondulação de torque, existe ainda outra dificuldade que é a determinação experimental de seus valores. Geralmente, para se obter dados da ondulação de torque de um MRC realizam-se ensaios com a máquina parada, denominados ensaios de torque estático, ou ainda, com a máquina em operação utilizam-se transdutores de torque, que respondem a baixas velocidades de operação do motor. A desvantagem desses métodos é que não reproduzem, efetivamente, as condições dinâmicas de operação dos MRC e de seus acionamentos, fornecendo resultados parciais de ondulação de torque, de forma que para obter resultados mais confiáveis, do ponto de vista do motor e de seu acionamento, é necessária a utilização de outras metodologias mais complexas para obtenção da ondulação de torque [4]. A implementação destas metodologias visa resolver o problema da não disponibilidade de sensores adequados, que possuam ampla resposta em frequência, conforme [37]. Assim, este capítulo propõe uma metodologia alternativa para a avaliação da ondulação de torque de motores de alta velocidade, tais como o MRC 4/2. A metodologia proposta é baseada na análise dos dados obtidos através dos ensaios de vibração do MRC realizados no domínio da frequência, em condições nominais de torque e velocidade. De modo a validar a metodologia proposta, são apresentados resultados de simulações, através do MEF (Método dos Elementos Finitos), e resultados experimentais de torque estático e vibração, obtidos sobre dois rotores fabricados, um rotor de referência e outro otimizado. Os resultados obtidos estão disponibilizados no capítulo 5.

2.2 REVISÃO DAS METODOLOGIAS DE AVALIAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

Nesta seção, são apresentadas e discutidas as principais metodologias de avaliação da ondulação de torque aplicadas aos MRCs. O tipo de metodologia que deve ser aplicada depende, fundamentalmente, do objetivo do estudo. Existem métodos direcionados ao estudo da ondulação de torque sob o ponto de vista do motor e outros que levam em consideração também as contribuições do acionamento. Kjaer [4] enumera as cinco principais metodologias utilizadas para a avaliação da ondulação de torque:

- a) **Medidas com o rotor travado:** o método mais usual, utilizado para a avaliação da ondulação de torque em MRC é denominado de ensaio de torque estático. Segundo este método, a ondulação de torque é obtida através da região de depressão de torque, fornecida através do perfil de torque – corrente – posição do MRC. Para a implementação deste método, o eixo do motor deve ser acoplado a um cabeçote divisor ou “*dividing head*”, utilizado em máquinas fresadoras, através de um transdutor de torque. A carcaça do motor também deve ser fixada de modo a não se movimentar quando o motor estiver submetido à carga. Em seguida, injeta-se uma corrente C.C. em uma das fases do motor e gradualmente varia-se a posição angular do rotor até que seja excursionada uma volta completa. Para cada posição angular do rotor excursionada anota-se o valor do referido torque. A seguir, altera-se o valor da corrente de fase do MRC e repete-se o procedimento desde o início, até que se obtenha o perfil de torque – corrente – posição do motor, para diversos valores de corrente de fase. O passo de variação da posição angular do rotor é limitado pela precisão mecânica do cabeçote divisor utilizado. Como vantagem, este método apresenta o argumento da facilidade de implementação e da necessidade de um número menor de equipamentos em relação aos ensaios dinâmicos. Como desvantagens, os ensaios de torque estático se limitam em fornecer resultados de ondulação de torque parciais, nos quais são considerados apenas os aspectos construtivos do motor, tais como: geometria dos pólos,

número de fases, etc. Desta forma, a ondulação de torque proveniente do processo de comutação das chaves do inversor ou de qualquer estratégia de comutação, avanço ou sobreposição de fases e as perdas relacionadas a estes processos são desconsideradas por este método;

- b) Transdutores de torque em ensaios dinâmicos:** a ondulação de torque pode ser obtida através de dispositivos de medidas de torque, tais como: as células de carga e os transdutores de torque de acoplamento indutivo. Geralmente, estes dispositivos de medidas são limitados em relação à sua resposta em frequência e devem, em geral, ser considerados não confiáveis para medidas de torque dinâmico em altas velocidades, embora muito adequados para variações lentas ou para medidas de torque médio. Desta forma, os transdutores de torque podem ser utilizados em ensaios dinâmicos, em velocidade muita baixa, desde que sejam respeitadas suas frequências de operação. A vantagem desse método, em relação ao estático, é que a ondulação de torque, devido às contribuições do acionamento, passa a ser considerada em menor escala, uma vez que motores operam sob condições limitadas. Como desvantagem, é relacionado o alto custo atribuído aos transdutores de torque;
- c) Braço do conjugado e medidor de força:** este método é baseado no ensaio de torque estático do MRC e depende de uma estrutura mecânica trabalhosa e, muitas vezes, sem confiabilidade. Inicialmente, o eixo do motor sob teste é fixado através de algum dispositivo mecânico de modo a impedir seu movimento de rotação. A seguir, é realizada a fixação de uma haste metálica (braço) no corpo do estator. A ponta da haste é apoiada sobre uma balança de precisão. Desta forma, ao alimentar-se o motor, este reage com a carcaça, aplicando uma determinada força sobre a balança. O produto da força pelo comprimento do braço fornece o valor de torque alcançado;
- d) Plataforma de medição de força no estator através de um sensor piezo-elétrico:** este método propõe a montagem de um motor sobre uma plataforma de medida de força contendo um cristal piezo-elétrico sensível à força. Através da medida de carga elétrica do cristal pode-se determinar o torque

instantâneo. A desvantagem deste método está na grande precisão mecânica demandada na construção da bancada de testes. A montagem apresenta uma resposta em frequência muito elevada, desta forma é indicada para ensaios dinâmicos de motores, em alta velocidade;

- e) Dados de Aceleração:** a ondulação de torque de um MRC pode ser obtida através dos dados de aceleração, uma vez que a ondulação de torque é o resultado da aceleração do rotor multiplicado pelo momento de inércia girante do mesmo, conforme equação (21) do apêndice C. Basicamente, pode-se obter os dados de aceleração por meio de dois métodos: através da dupla derivação do sinal de posição, proveniente, por exemplo, de um encoder, ou ainda, através de ensaios de vibração, com a utilização de recursos mais avançados de sensores de aceleração (acelerômetros), módulos condicionadores de sinal, analisadores de espectro, etc. Como vantagem, o primeiro método apresenta os argumentos de serem necessários menos recursos para sua implementação, caracterizando-se como um método menos oneroso. Em contrapartida, devido à dupla derivação do sinal de posição, o sinal resultante acaba sendo muito ruidoso, tornando este método, na maioria das vezes, impraticável. O ensaio de vibração, apesar de se caracterizar como um método mais trabalhoso e que exige mais recursos em relação aos equipamentos utilizados, fornece uma resposta mais confiável e completa, na medida em que pode ser executado em condições dinâmicas de funcionamento do motor, sob condições nominais de operação. Desta forma, os dados de aceleração obtidos refletem os aspectos de funcionamento do motor, e de seu acionamento, sendo influenciados inclusive pelas diferentes estratégias de comutação sob as quais o MRC estiver submetido.

2.3 METODOLOGIA PROPOSTA PARA A AVALIAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

A metodologia proposta para a avaliação da ondulação de torque do MRC 4/2 é baseada em um procedimento experimental de medida da aceleração do estator, conforme item e da seção 2.2, em condições nominais de torque e velocidade. Para isso, foram conduzidos ensaios de vibração, conforme Pillay *et al* [38], [39], de modo a se obter valores comparativos de aceleração de dois rotores com geometrias diferentes (o rotor de referência e o otimizado). Desta forma, instrumentou-se a carcaça do motor com um sensor de aceleração (acelerômetro piezo-elétrico) e, a seguir, utilizou-se um conversor eletrônico (plataforma digital), de modo a impor condições nominais de torque e velocidade, necessárias à realização do experimento. O acelerômetro capta o sinal das vibrações de origem mecânica e eletromagnética [40], em unidade de carga elétrica (Coulomb), e o injeta num módulo amplificador e condicionador de sinais que se encarrega da conversão e amplificação do sinal para a unidade de volts. Do módulo condicionador, o sinal segue para um analisador dinâmico de sinais, onde através dos recursos de processamento de sinais, tais como: janelamento, médias, FFT (Fast Fourier Transform), realiza sua captura e decomposição no domínio da frequência. Para ajustar a velocidade do MRC desejada, utilizou-se o incremento manual da tensão do barramento C.C., desta forma, o ensaio foi conduzido em malha aberta, de modo que o controle do acionamento influenciasse, minimamente, nos resultados obtidos. Devido às características construtivas e operacionais do motor e de seu acionamento eletrônico, estimou-se que a frequência fundamental da ondulação de torque estaria localizada numa faixa 4 (quatro) vezes superior à frequência de rotação do motor (400 Hz). Vale observar que este dado é válido considerando-se um MRC 4/2 com velocidade nominal de 100 Hz sendo acionado sob a estratégia de operação de Pulso Único. Desta forma, realizaram-se dois tipos de aquisições com o analisador dinâmico de sinais: a primeira, considerando-se uma banda de 0 a 800 Hz, e a segunda, considerando-se uma banda, ao redor da frequência fundamental de ondulação de torque, de 375 a 475 Hz. A opção de se analisar a ondulação de torque através dos dados de vibração deve-se, principalmente, à dificuldade de conseguir transdutores de torque específicos, conforme Neely *et al* [37], que

respondam a uma maior faixa de frequência, uma vez que os transdutores existentes, geralmente, fornecem valores de torque médio, não sendo aplicáveis em ensaios dinâmicos de motores em alta rotação. Outro aspecto considerado no método proposto é a questão da carga acoplada ao eixo do motor sob teste. Kjaer [4] cita que nos ensaios dinâmicos, geralmente, são acoplados aos eixos dos motores outras máquinas elétricas, de modo a estabelecer uma condição de carga específica. Este tipo de acoplamento deve ser muito rígido a fim de se evitarem oscilações causadas devido a problemas de folgas e falta de alinhamento entre os eixos dos motores. Uma forma de se evitar estes problemas é através do uso de equipamentos específicos, tais como, Dinamômetro Magtrol [41] ou ainda, utilizar-se de freio eletromagnético (Freio de Foucault). Nestes equipamentos o acoplamento entre o motor sob teste e a carga é eletromagnético, desta forma, não existe contato físico entre as partes, minimizando qualquer tipo de problema de acoplamento. O diagrama esquemático apresentado na figura 3 fornece a estrutura completa dos equipamentos necessários para a realização dos ensaios de vibração:

Figura 3 – Diagrama esquemático da montagem implementada para o ensaio de vibração.

Ainda em relação ao método proposto, vale observar que os dados obtidos são provenientes de medidas realizadas através de instrumentos específicos, fornecendo uma maior precisão destes resultados, ao contrário do que ocorre na maioria dos casos, onde os dados de ondulação de torque são obtidos, indiretamente, a partir de procedimentos de cálculos. Este fato merece uma consideração especial, uma vez que relaciona os aspectos de precisão dos dados

obtidos. Assim, os resultados alcançados através deste trabalho oferecem uma maior precisão em relação aos métodos calculados, devido aos problemas de truncamento e aproximações advindos dos processos de cálculo.

2.4 DESCRIÇÃO DA BANCADA DE TESTES

O transdutor de torque (célula de carga) foi acoplado à carcaça do motor através de uma estrutura metálica em alumínio e todo o conjunto foi disposto na posição vertical. Na ponta do eixo do MRC 4/2 foi fixado um disco de inércia de alumínio sobre o qual foi aplicada carga ao motor através de um freio eletromagnético (freio de Foucault). O sinal do transdutor de torque foi enviado para o medidor de torque analógico Teldix, de forma a se ajustar o torque médio. O medidor Teldix foi utilizado também como indicador de velocidade do rotor através de um sensor óptico integrado ao próprio equipamento. O sensor de aceleração (acelerômetro piezo-elétrico) foi fixado na base da carcaça do motor. O sinal do acelerômetro passa por um módulo amplificador e condicionador de sinal que permite o ajuste do ganho e outros parâmetros, tais como: unidade, faixa de trabalho, *off-set*, etc. Em seguida, o sinal de saída do módulo amplificador foi enviado para o canal 1 do analisador dinâmico de sinais, onde foi decomposto no domínio da frequência. Além do sinal de aceleração, foram armazenados também os sinais de tensão e corrente nos enrolamentos do MRC. A relação completa dos equipamentos utilizados nos ensaios de vibração encontra-se no apêndice C. A montagem completa do ensaio pode ser visualizada nas figuras 4, 5 e 6:

Figura 4 – Bancada de ensaios de vibração do MRC 4/2

Figura 5 – Acelerômetro piezo-elétrico

Figura 6 – Montagem completa do ensaio de vibração.

Capítulo 3 – *DESENVOLVIMENTO DA PLATAFORMA DIGITAL* – *ASPECTOS CONSTRUTIVOS*

3.1 INTRODUÇÃO

Como consequência da evolução tecnológica e da redução do custo dos circuitos integrados, tem-se observado nos últimos anos o aumento da utilização de acionamentos e aplicações para os MRCs. A simplicidade de construção, a robustez, a confiabilidade e o baixo custo de fabricação fizeram com que este tipo de máquina elétrica se transformasse numa excelente alternativa em aplicações que, anteriormente, eram realizadas pelos motores de ímãs permanentes, motores de corrente contínua ou por motores de indução. Isto se deve, em grande parte, à possibilidade de utilização de novos dispositivos eletrônicos, como os novos e mais rápidos controladores DSP (*Digital Signal Processing Controllers*), Microcontroladores, FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) e módulos integrados de potência, que tendem a minimizar o custo de produção do acionamento, aumentar a confiabilidade dos projetos e viabilizar técnicas de controle mais avançadas. Apesar das vantagens advindas do desenvolvimento tecnológico, hoje ainda não existe uma solução única para atender a todos os tipos de aplicação e faixas de trabalho dos MRCs. Dentro deste contexto, este capítulo aborda não só o desenvolvimento de um acionamento dedicado para o MRC 4/2, mas o desenvolvimento do que se denominou de plataforma digital de avaliação da ondulação de torque em condições nominais de operação. A plataforma digital reúne o conjunto de um acionamento dedicado ao MRC 4/2 - bifásico, os sensores necessários, uma interface de controle e comunicação serial e a bancada de testes de vibração, cuja finalidade é a minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o MRC 4/2 – bifásico e seu acionamento eletrônico. A bancada de teste de vibração já foi pormenorizada no capítulo anterior, desta forma, este capítulo aborda os aspectos construtivos dos demais componentes da plataforma digital. Os aspectos referentes à programação dos dispositivos e as estratégias de controle e

comutação adotadas para minimização da vibração e ondulação de torque serão abordadas no capítulo 4.

3.2 PROJETO DE UM ACIONAMENTO DEDICADO AO MRC 4/2

3.2.1 ESPECIFICAÇÕES PARA O PROJETO DO ACIONAMENTO

Diante das diversas possibilidades de aplicações e da grande faixa de operação existente para os MRCs, algumas premissas devem ser estabelecidas de modo a viabilizar o projeto de um acionamento dedicado, atendendo a todas as necessidades de uma determinada aplicação. No caso particular do MRC 4/2, as principais premissas ou especificações necessárias para o devido encadeamento do projeto de acionamento são relacionadas abaixo:

- Tipo de motor: MRC 4/2 – bifásico e irregular;
- Potência nominal: $\frac{1}{4}$ CV;
- Faixa de tensão de operação: barramento C.C. de 200 Vdc máximo;
- Torque nominal: 0,28 N.m;
- Velocidade nominal: 6000 rpm;
- Tipo de sensoriamento: óptico de velocidade e posição angulares;
- Número de quadrantes de operação: 1 (primeiro);
- Requisito principal: redução de ondulação de torque;
- Variáveis controladas: velocidade, posição e corrente;
- Controlador: DSP;
- Tipo de interface: interface de controle para inserção de parâmetros;

O estabelecimento dessas premissas tem a finalidade de direcionar o desenvolvimento do acionamento, uma vez que, através dessas, serão definidas suas características fundamentais, tais como: a topologia do conversor eletrônico, a estratégia de controle, o tipo de controlador, as variáveis a serem controladas, etc. De modo a implementar um projeto de um acionamento eletrônico dedicado para o

MRC 4/2 – bifásico, foram levantadas todas as especificações necessárias para seu correto dimensionamento.

3.2.2 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO ACIONAMENTO

Segundo Rasmussen [20], de modo a melhor organizar o projeto de um acionamento eletrônico, esse pode ser dividido em três blocos principais: motor, conversor e controlador. O motor estudado nesta dissertação não é o escopo principal deste capítulo, portanto foi devidamente pormenorizado no apêndice A. Desta forma, este capítulo aborda os aspectos construtivos ou *hardware* do conversor, do controlador e dos circuitos de interface, necessários para a devida operação do MRC. Os aspectos de programação ou *software*, incluindo as estratégias de controle aplicadas na redução da ondulação de torque serão abordados no capítulo 4.

3.2.2.1 CONVERSOR ELETRÔNICO

O conversor eletrônico de um MRC é constituído, basicamente, por um circuito inversor, um filtro capacitivo do barramento C.C. e os circuitos integrados, que realizam o acionamento das chaves do inversor. O circuito inversor é composto basicamente por chaves responsáveis pelo processo de comutação das fases do motor e por diodos de retorno, que têm a função de proteger as chaves do inversor e devolver a energia armazenada nos enrolamentos do MRC ao barramento C.C., durante o processo de comutação do inversor. Um inversor utilizado no acionamento de um MRC possui uma estrutura diferenciada em relação às topologias utilizadas no acionamento de outros motores, uma vez que exige que os enrolamentos da máquina estejam em série com as chaves semicondutoras. Em relação ao filtro capacitivo, de modo geral, um conversor eletrônico opera a partir de um barramento C.C., proveniente de uma bateria (fonte de alimentação C.C.), ou através de um circuito retificador, alimentado a partir da rede C.A. A ondulação de corrente do barramento C.C. tende a ser alta, com formas de onda irregulares ricas em

harmônicas. O conteúdo harmônico depende, fundamentalmente, da velocidade de operação e da carga sob a qual o MRC estiver submetido, em função disto, é essencial prover um filtro capacitivo, devidamente dimensionado, nos terminais de alimentação do MRC [9]. As chaves do inversor podem ser comandadas por diversas topologias de circuitos de acionamento, algumas das quais são apresentadas no decorrer do capítulo.

3.2.2.1.1 CORRENTE UNIDIRECIONAL

Num MRC o sinal de torque depende, exclusivamente, do sinal da derivada da indutância em relação à posição angular do rotor. A vantagem disso é que a corrente e o fluxo podem ser unipolares (não alternados), fato este que incorre em menores perdas no ferro e facilidade de operação do controlador. Desta forma, o conversor deve alimentar os enrolamentos do MRC com pulsos de corrente unipolares sincronizados com a posição relativa do rotor. Através desta alimentação, é possível controlar a amplitude e, até mesmo, o perfil da corrente de fase, de modo a cumprir os requisitos de torque e velocidade e assegurar a operação segura do motor e dos transistores de potência [9].

3.2.2.1.2 NÚMERO DE CHAVES POR FASE

Devido ao fato da corrente ser unidirecional nos enrolamentos do MRC, existe a possibilidade do controlador possuir menos do que duas chaves por fase. Operando a partir do barramento C.C., o conversor deve utilizar chaves totalmente controladas, por exemplo, transistores, tiristores, etc, de modo a impor tensão reversa sobre o enrolamento do MRC em determinadas posições do rotor, e extinguir o fluxo e a corrente de fase a cada passo polar. Miller [9] relata que para a alimentação do conversor foram realizadas tentativas de se utilizar fontes C.A. com dispositivos semi-controlados, porém as perdas de flexibilidade de controle foram elevadas, inviabilizando este tipo de alimentação. Considerando uma alimentação a partir do barramento C.C., a tensão reversa nos enrolamentos do MRC aparece no

momento em que as chaves ou chave de um dos braços do inversor são desligadas e é sustentada pelos diodos de retorno ou de “*freewheeling*” do conversor, até que a corrente e o fluxo nos enrolamentos do motor decaiam a zero. Indiferentemente do número de chaves por fases, deve sempre existir um caminho para a descarga da energia magnética armazenada nos enrolamentos do motor, caso contrário as chaves ficariam submetidas a grandes diferenças de potencial, correndo-se o risco de queima das mesmas. Além disso, os enrolamentos do MRC devem ser desenergizados, antes que se atinja o ponto de máxima indutância de fase, caso contrário, o motor gerará torque no sentido contrário ao do movimento, causando a frenagem do MRC. No caso de conversores que utilizam apenas uma chave por fase, o processo da imposição de tensão reversa nos enrolamentos é mais complicado, pois se por um lado economiza-se uma chave, por outro lado existe a necessidade da utilização de outros dispositivos, tais como capacitores, enrolamentos bifilares, diodos zener, etc., de modo a reverter a polaridade da tensão na fase do MRC e fazer com que a mesma fique estabelecida até o momento em que toda a energia do enrolamento tenha sido convertida. Além disso, nestes tipos de conversores não é possível estabelecer a estratégia de comutação denominada de “*hard chopping*”, estratégia esta que será pormenorizada no capítulo 4. Esta característica do conversor representa uma perda de flexibilidade por parte do controlador. De modo a atender os recursos de maior flexibilidade, exigidos para o estabelecimento dos algoritmos de comutação para a minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o MRC 4/2, adotou-se um conversor de duas chaves por fase.

3.2.2.1.3 QUADRANTES DE OPERAÇÃO DO MRC

Um dos aspectos essenciais para o projeto de um acionamento é a especificação dos sentidos de rotação do motor. Além disso, é necessário saber se o acionamento deve atender aos requisitos como gerador e possuir recursos de frenagem. Estas informações especificam os quadrantes em que o motor deve ser operado, conforme a figura 7. De forma a oferecer maior flexibilidade, geralmente um acionamento é projetado para operar nos quatro quadrantes, isto é, o motor movimenta-se nos dois sentidos de rotação e ainda atende aos requisitos de

geração e frenagem. A princípio, o acionamento proposto pode operar nos quatro quadrantes, possuindo uma restrição apenas em relação à partida, pois possui um sentido preferencial de rotação devido à geometria irregular do rotor. Diante desta característica geométrica do rotor e partindo do princípio de sua aplicação como ferramenta elétrica, foi proposto que o acionamento operasse como motor, somente no primeiro quadrante.

Figura 7 – Diagrama dos possíveis quadrantes de operação.

3.2.2.1.4 TOPOLOGIAS DE INVERSORES

Atualmente, existem mais de 20 (vinte) topologias de inversores desenvolvidos para os MRC [20]. Cada topologia de inversor é desenvolvida segundo os requisitos da aplicação específica ao qual será direcionado, possuindo vantagens e desvantagens. O desenvolvimento de novas topologias, geralmente, está fundamentado na geração de novos arranjos de componentes, de modo a se reduzir o número de dispositivos do conversor, mantendo a mesma eficiência. Muitas vezes, a economia obtida por esta otimização de componentes resulta em uma perda de flexibilidade [20]. Para o desenvolvimento deste trabalho, procurou-se estudar os tipos de inversores com topologias mais simplificadas e que possuíssem o menor número de dispositivos. A seguir, são apresentados os tipos de inversores mais adequados para a o acionamento proposto [9] [42]:

▪ Inversor Meia Ponte Assimétrica Bifásico:

O inversor apresentado na figura 8 tem como característica uma grande flexibilidade no controle de corrente, onde cada fase é controlada independentemente das outras, permitindo operação com qualquer nível de superposição de corrente, além de ser uma configuração bastante confiável por evitar curto-circuito no barramento C.C. do inversor. No passado, esta configuração não era a de menor custo, pois necessitava de pelo menos duas chaves semicondutoras e dois diodos de retorno por fase. Hoje, no entanto, já se encontram disponíveis comercialmente módulos de potência integrados bifásicos dedicados ao acionamento de MRCs. Estes módulos encontram-se na configuração de Meia Ponte Assimétrica e incorporam o circuito do inversor com 4 (quatro) chaves, diodos de retorno, circuito de acionamento das chaves do inversor e diodos do circuito de Bootstrap [43].

Figura 8 – Inversor Meia Ponte Assimétrica Bifásico.

▪ Inversor Oulton Bifásico:

O circuito apresentado na figura 9 foi muito utilizado no passado e possui a vantagem de reverter completamente a tensão sobre os enrolamentos do motor no momento do desligamento das chaves, apesar de possuir apenas uma chave e um diodo por enrolamento. A desvantagem desta topologia reside no fato de não ser possível estabelecer a estratégia de comutação denominada de “*soft chopping*”, estratégia esta que será pormenorizada no capítulo 4. Esta característica do inversor representa uma perda de flexibilidade por parte do controlador.

Figura 9 – Inversor Oulton Bifásico.

▪ **Inversor com compartilhamento de dispositivos:**

Outra proposta de inversor é a apresentada na figura 10. Ao contrário das demais topologias ela propõe um arranjo de dispositivos compartilhados para seu funcionamento. Como vantagem, esta topologia apresenta o fato de existirem menos de duas chaves e diodos de retorno por enrolamento, representando um menor custo de implementação. Em contrapartida, é uma configuração que não permite falhas nos dispositivos de potência, uma vez que, no caso de queima do transistor conectado ao barramento C.C., todo o funcionamento do inversor ficará comprometido.

Figura 10 – Inversor Bifásico com compartilhamento de chaves e diodos de retorno.

▪ Ponte Completa trifásica para conversores C.A.:

A figura 11 apresenta a configuração de um inversor convencional trifásico, geralmente utilizado para comutação de C.A. e aplicado em motores de indução. Estes inversores são fabricados, em sua maior parte, na versão trifásica possuindo um total de 6 chaves. A combinação do acionamento dessas chaves (duas a duas) fornece um total de 64 combinações possíveis, porém nem todas úteis. Desta forma, apesar desta topologia não ser específica para os MRCs, possui alguma flexibilidade devido ao fato de ser aplicada a um motor bifásico. Além disso, existem outras vantagens advindas de sua utilização: um menor custo, devido à grande disponibilidade destes inversores pela indústria, e a diminuição do número de conexões, de 4 (quatro) fios para 3 (três) fios. Atualmente, a maior parte dos inversores trifásicos é encontrada na forma de módulos de potência integrados, compostos pelas chaves do inversor, diodos de retorno, circuitos de acionamento das chaves do inversor e demais proteções internas de sobre corrente e temperatura. A integração dos inversores ainda apresenta outros aspectos positivos: a compactação dos circuitos, o aumento da confiabilidade e minimização dos problemas de compatibilidade eletromagnética. O acionamento implementado neste trabalho faz uso deste tipo inversor (IRAMS10UP60B) [44], e o diagrama esquemático com as chaves do inversor e as interligações com os enrolamentos do

MRC são apresentados na figura 12. Três estratégias de comutação foram implementadas utilizando este tipo de inversor:

- 1) Na primeira estratégia chaveou-se o par Q1 e Q4 e, a seguir, o par Q3 e Q6, alternadamente;
- 2) Na segunda estratégia implementada, manteve-se Q4 fechada, e alternadamente, chaveou-se Q1 e Q5. Esta configuração possibilitou o chaveamento simultâneo das duas fases do MRC;
- 3) A terceira estratégia de comutação foi aplicada através da utilização de dois módulos de potência, cada um chaveando uma fase individual através da comutação de duas chaves (Q1 e Q4) de cada módulo. Esta última estratégia, apesar de utilizar o módulo de potência trifásico, pode topologicamente ser denominada de Meia Ponte Assimétrica.

Vale observar que todas as entradas lógicas do circuito de acionamento das chaves do inversor possuem internamente um diodo zener de 5,2 V e um resistor de *pull-up* conectadas ao pino de alimentação VDD. Desta forma, a comutação das chaves do circuito inversor (IRAMS10UP60B) ocorre em lógica inversa, isto significa que a chave é fechada quando é aplicado nível lógico zero na entrada do circuito de acionamento das chaves.

As estratégias de comutação serão melhor descritas na seção 3.2.2.1.7 deste capítulo e posteriormente no capítulo 4.

Figura 11 – Inversor Ponte Completa Trifásico.

Figura 12 – Diagrama elétrico do inversor utilizado e interligações com os enrolamentos do MRC 4/2.

3.2.2.1.5 CIRCUITOS DE ACIONAMENTO DAS CHAVES DO INVERSOR

A grande dificuldade dos circuitos de acionamento das chaves do inversor está no estabelecimento do nível de tensão adequado para a correta polarização do *gate* das chaves, geralmente *MOSFET* ou *IGBT*, localizadas no lado superior do inversor ou *high-side*. Desta forma, esta seção apresenta os requisitos fundamentais de operação desses circuitos, as principais topologias utilizadas, suas vantagens e desvantagens, conforme referência [45]:

- A tensão de *gate* deve ser de 10 a 15 volts superiores a tensão do barramento C.C. utilizado;
- A tensão do *gate* deve ser controlada através de circuitos lógicos referenciados ao potencial de terra (GND). Desta forma, os sinais de controle devem ser alimentados por outro potenciais desacoplados do barramento C.C.;
- A potência despendida nos circuitos de disparo não deve ser excessiva a ponto de comprometer a eficiência do acionamento;

Algumas das principais topologias de circuitos de acionamento para as chaves do *high-side* são discutidas abaixo:

- **Circuito de acionamento com alimentação isolada:**

O circuito proposto na figura 13 é uma das configurações mais utilizadas de acionamento para chaves do *high-side*. Como vantagem, esta configuração fornece o controle total da tensão de *gate* em qualquer instante desejado. Os circuitos deslocadores de nível ou opto isolados têm a função de estabelecer outro potencial de referência para os sinais de comando, diferente do potencial de terra do circuito de potência. Os circuitos denominados de *gate drive*, são compostos por circuitos de portas lógicas, *buffers* ou circuitos integrados dedicados para o acionamento de chaves. A principal desvantagem desta configuração de circuito de acionamento encontra-se no alto custo de implementação, uma vez que são necessárias tantas fontes isoladas quanto forem as chaves de *high-side*.

Figura 13 - Circuito de acionamento alimentado por uma fonte isolada.

▪ Transformador de Pulso:

A figura 14 apresenta um circuito de acionamento de chaves do *high-side* baseado em transformador de pulso. A configuração apresentada é extremamente simples e robusta, porém apresenta a limitação de não operar em toda a faixa da razão cíclica de um controlador PWM. Para isto, devem ser implementados circuitos muito complexos. Além disso, para baixas frequências de operação, as dimensões do transformador aumentam significativamente.

Figura 14 - Circuito de acionamento baseado em um transformador de pulso.

▪ Bootstrap:

A figura 15 apresenta a configuração de um circuito de acionamento que utiliza a tecnologia *bootstrap* para comandar as chaves do *high-side*. As vantagens desta tecnologia são a integração dos elementos de deslocamento de nível e de *gate drive* dentro de uma única pastilha e também a utilização de poucos componentes periféricos, como um diodo rápido e um capacitor por chave de *high-side*. A utilização do circuito integrado de *bootstrap* é simples e seu custo é relativamente baixo. A principal desvantagem desta configuração está no fato que, de tempos em tempos, os capacitores de *bootstrap* precisam receber um pulso de alimentação de modo a continuar em operação contínua. O processo de carregamento do capacitor de *bootstrap* é realizado através de um diodo rápido,

ligado à fonte auxiliar de alimentação, e da comutação das chaves inferiores do inversor. Desta forma, cada vez que uma chave do lado baixo comuta, essa estabelece o caminho de recarga do capacitor de *bootstrap*, que se origina na fonte de alimentação, percorre o diodo e o capacitor e termina no potencial de terra do inversor.

Figura 15 - Circuito de acionamento que utiliza a tecnologia Bootstrap.

O conversor proposto neste trabalho utiliza uma combinação de topologias de acionamento para comandar as chaves do inversor: circuito integrado de *bootstrap* alimentado com fonte isolada. Essa combinação foi necessária devido ao fato da utilização parcial do módulo de potência (IRAMS10UP60B) nas diversas estratégias de comutação aplicadas, no intuito da minimização da ondulação de torque. De forma a operar um MRC bifásico, não foram utilizadas uma ou duas chaves do lado baixo do inversor, dependendo do arranjo implementado, conforme comentado no item de topologias de inversores utilizados. Desta maneira, os respectivos capacitores de *bootstrap* ligados a essas chaves deixavam de se carregar ocasionando falhas no processo e chaveamento do inversor. De modo a contornar este problema, foi implementada a montagem de uma fonte externa isolada para cada capacitor não alimentado corretamente. A solução proposta apresentou bons resultados, porém a eficiência do circuito de acionamento das chaves foi prejudicada.

3.2.2.1.6 DIMENSIONAMENTO DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA

Os dispositivos de potência do conversor são compostos basicamente pelas chaves e diodos de retorno do inversor e pelo capacitor eletrolítico do barramento C.C.. Em se tratando do acionamento de cargas indutivas, alguns cuidados devem ser tomados com o regime transitório de operação desses dispositivos. Os critérios de dimensionamento destes componentes são descritos a seguir:

- **Chaves do inversor:** em relação aos critérios de dimensionamento das chaves, três aspectos são fundamentais: a máxima frequência de operação, a máxima tensão e a máxima corrente às quais essas são submetidas. Geralmente, para o caso de acionamento de motores, a frequência de operação do PWM é, no máximo, da ordem de 20 KHz [46]. Essa frequência é plenamente satisfeita por transistores do tipo *MOSFET*, que podem trabalhar na faixa de MHz. Outro tipo de transistor muito utilizado em acionamentos de motores é o *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Esse por sua vez não opera em frequências muito elevadas, chegando no máximo a algumas dezenas de KHz. Para se obter a máxima tensão à qual as chaves são submetidas deve-se considerar a estratégia de comutação adotada e a topologia do conversor utilizado. No presente trabalho utilizou-se o *Conversor Meia Ponte Assimétrica* operando sob estratégias de comutação variadas, de modo a se obter melhores resultados de ondulação de torque. Desta forma, considerando-se a estratégia de comutação denominada de “*soft chopping*” tem-se a pior condição de chaveamento em relação as chaves semicondutoras. Nesta configuração, apenas uma das duas chaves do inversor é comutada isoladamente, permanecendo a outra fechada. Desta forma, a chave responsável pela comutação ficará submetida a 2 (duas) vezes a tensão do barramento C.C., devido à inversão da tensão nos enrolamentos quando do desligamento da chave, conforme Barbi [47]. Em relação à máxima corrente suportada pelas chaves, deve-se verificar inicialmente se estas atendem ao valor eficaz de corrente que circula pelos enrolamentos do MRC. A seguir, deve-se verificar se, sob regime transitório, estas atendem às altas derivadas de corrente que ocorrem nos enrolamentos do motor quando da comutação das chaves do inversor. Se estas correntes

forem demasiadamente altas podem causar não só a queima das chaves, como comprometer a isolamento dos enrolamentos do motor. Todas estas características em regime permanente ou transitório devem ser verificadas junto à respectiva folha de dados dos componentes;

- **Diodos de retorno ou de “freewheeling”:** a maioria dos transistores *MOSFET* ou *IGBT* possui em antiparalelo diodo de retorno que pode ser utilizado, principalmente na operação junto a cargas indutivas, como por exemplo, transformadores e máquinas elétricas. Na operação com MRC, estes diodos devem ser específicos para comutação em alta velocidade, pois devem descarregar rapidamente a energia armazenada nos enrolamentos, a cada passo polar, quando as chaves são desligadas. Desta forma, devem ser especificadas chaves com diodos de retornos rápidos ou ultra-rápidos, com tempo de recuperação da ordem de, no máximo, centenas de nano segundos e tensão reversa superior à tensão nominal das chaves. Geralmente os diodos de retorno suportam a mesma corrente suportada pelas chaves, mas estes dados devem ser avaliados em suas respectivas folhas de dados. Os diodos de retorno também podem ser escolhidos independentemente das chaves do inversor e os critérios de escolha são os mesmos já apresentados;

- **Capacitor eletrolítico do barramento C.C.:** três parâmetros são fundamentais para a especificação de um capacitor eletrolítico: o valor da capacitância do mesmo, o valor da máxima tensão nominal e a frequência de operação. Para a operação em frequências abaixo de 100 KHz, o circuito equivalente de um capacitor pode ser representado por um capacitor equivalente e uma resistência equivalente (resistência série *RSE*). A *RSE* de um capacitor está diretamente ligada as perdas neste componente, desta forma, quanto maior a *RSE*, maior será o aquecimento do capacitor, principalmente em circuitos chaveados. O aquecimento dos capacitores implica em uma diminuição da vida útil destes componentes, por isso em circuitos que exigem maior confiabilidade, costuma-se trabalhar com capacitores *long life*, ou seja, capacitores fabricados especificamente para operar em ambientes com uma maior elevação de temperatura. A *RSE* também influencia na ondulação de tensão de saída de um circuito chaveado

(*ripple*), por isso também segundo este critério especifica-se um capacitor de baixa *RSE*. O conversor eletrônico utilizado neste trabalho operava a partir de uma fonte linear C.C. regulada. Ainda assim, instalou-se um capacitor no barramento C.C., na saída da fonte, de modo a suprir as altas derivadas de correntes drenadas durante o processo de comutação das chaves do inversor. De modo a determinar um valor ideal para o capacitor do barramento C.C., realizou-se uma análise das formas de onda da tensão e corrente no barramento. Na tentativa de reduzir a grande ondulação de corrente observada sobre o barramento, optou-se por um valor elevado de capacitância (680 μF), uma vez que o motor operava sob condições nominais de operação, solicitando uma elevada potência da fonte regulada. A tensão de trabalho do capacitor é fornecida em função do valor máximo do barramento C.C. acrescido de um fator de folga. O fator de folga adotado depende do fabricante e da faixa da tensão de trabalho do capacitor. Desta forma, para o capacitor utilizado o fator de folga recomendado pelo fabricante era de 1,15 vezes a tensão do barramento C.C. [48]. Na prática, utilizam-se fatores de folga ainda maiores em função, principalmente, dos valores comerciais disponíveis. Desta forma, especificou-se que a tensão nominal do capacitor seria de 400 V. Com relação à frequência de operação, especificou-se um capacitor para operação em altas frequências, uma vez que a carga (MRC) poderia solicitar derivadas de corrente de alta frequência, em função dos algoritmos de comutação adotados para minimização da ondulação de torque, desta forma determinou-se um capacitor com baixa resistência série, cerca de 170m Ω [48]. De modo a minimizar a resistência série do capacitor do barramento C.C., muitas vezes procede-se a associação em paralelo de um banco de capacitores. Através do capacitor especificado, conseguiu-se uma diminuição acentuada da ondulação de corrente no barramento C.C. e uma operação segura do conversor, mesmo sob condições nominais de operação. O valor do capacitor do barramento C.C. também pode ser obtido analiticamente, neste caso considera-se que o conversor opere a partir de um circuito retificador de onda completa, alimentado a partir da rede C.A.. Barbi [47] propõe uma metodologia completa para o cálculo tanto do capacitor, como para os demais componentes do retificador.

3.2.2.1.7 CONVERSOR PROPOSTO PARA O ACIONAMENTO DO MRC 4/2

Como comentado anteriormente, o conversor eletrônico de um MRC é constituído, basicamente, por 3 (três) blocos: um circuito inversor, um filtro capacitivo do barramento C.C. e os circuitos integrados, que realizam o acionamento das chaves do inversor. A seguir, são comentados isoladamente o desenvolvimento de cada um desses blocos apresentando as vantagens e desvantagens atribuídas às configurações implementadas com estes circuitos:

- **Circuito inversor:** considerando a figura 12 como referência, durante o desenvolvimento do conversor para o acionamento do MRC 4/2 foram ensaiadas basicamente três estratégias de comutação utilizando a topologia de inversor denominado de Ponte Completa Trifásica:
 - 1) Chaveou-se o par Q1 e Q4 e a seguir o par Q3 e Q6, alternadamente segundo a estratégia de comutação denominada de Pulso Único. Através desta estratégia de comutação foi possível operar o motor sob condições nominais, porém não foi possível aplicar nenhum tipo de estratégia para a minimização da vibração e da ondulação de torque, na medida em que esta configuração apresentou-se pouco flexível, impedindo o estabelecimento de qualquer algoritmo de sobreposição de fases sob o risco de curto-circuito no barramento C.C.;
 - 2) Manteve-se Q4 fechada e, alternadamente, chaveou-se Q1 e Q5. Esta estratégia possibilitou a sobreposição de fases do motor, porém não foi bem sucedida, na medida em que impedia a abertura da chave inferior do inversor (Q4) que estava sendo compartilhada entre as duas fases do MRC 4/2. O fato desta chave permanecer comutada continuamente, influenciou na capacidade de geração de torque pelo motor, não sendo possível operar sob condições nominais. Isto se deve, provavelmente, ao fato de que, nessa configuração, não foi possível estabelecer a tensão negativa do barramento C.C. sobre os enrolamentos do motor no momento do desligamento das chaves, impedindo que a corrente de fase fosse anulada e que o ciclo de formação do fluxo fosse completado;

- 3) De forma a sanar os problemas de flexibilidade encontrados nas configurações anteriores, uma terceira estratégia de comutação foi aplicada através da utilização de dois módulos de potência (IRAMS10UP60B), cada qual chaveando uma fase individual, através da comutação de duas chaves (Q1 e Q4) de cada módulo. Esta última estratégia, apesar de utilizar o módulo de potência trifásico, pode topologicamente ser denominada de Meia Ponte Assimétrica. Através desta configuração foi possível não só operar sob condições nominais, como estabelecer os algoritmos de comutação para a redução de vibração e ondulação de torque. Desta forma, esta foi a configuração consagrada que permitiu o estabelecimento de estratégias de comutação para a redução efetiva da vibração e ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2. A utilização do módulo de potência (IRAMS10UP60B) proporcionou uma considerável integração e redução do número de componentes do circuito e uma diminuição do comprimento de trilhas entre componentes, aumentando conseqüentemente a confiabilidade do projeto, minimizando, inclusive, possíveis problemas de ordem de compatibilidade eletromagnética. O inconveniente desta montagem é que foram necessários 2 (dois) módulos de potência trifásicos (IRAMS10UP60B) para alimentar, independentemente, cada uma das fases do motor. Isto poderia ser evitado através da utilização de módulos de potência específicos para MRCs, já disponíveis comercialmente [43];
- **Filtro capacitivo do barramento C.C.:** o capacitor do barramento C.C. do conversor proposto foi obtido através da análise das formas de onda da tensão e corrente no barramento. Na tentativa de reduzir a grande ondulação de corrente observada sobre o barramento, sobre dimensionou-se o valor da capacitância do mesmo (680 μ F). Para aplicações comerciais de acionamentos, o capacitor do barramento poderia ter seu valor otimizado através de simulações e de métodos analíticos de cálculo;
 - **Circuitos de acionamento das chaves do inversor:** em relação aos circuitos de acionamento das chaves do inversor, utilizou-se uma combinação

de topologias, ou seja, adotou-se um circuito integrado com *bootstrap* alimentado por fontes isoladas, conforme já pormenorizado no item 3.2.2.1.5. Essa combinação foi necessária devido ao fato da utilização parcial do módulo de potência (IRAMS10UP60B) nas diversas estratégias de comutação aplicadas. Como vantagem, esta configuração fornece o controle total da tensão de *gate* em qualquer instante desejado. As desvantagens estão associadas à eficiência do circuito de acionamento das chaves que foi prejudicada e aos custos que também sofreram um acréscimo considerável com a aquisição de um transformador e um circuito retificador para cada chave do *high-side*. Uma proposta para se contornar este problema seria a utilização de um módulo de potência dedicado ao MRC, que já foi mencionado anteriormente.

3.2.2.2 CONTROLADOR

Um controlador utilizado no acionamento de um MRC é composto basicamente por circuitos lógicos e/ou programáveis, responsáveis pela execução das seguintes funções:

- Gerar os sinais de comando necessários para a operação segura do motor e de seu conversor;
- Executar os algoritmos de controle pré-programados;
- Realizar a comunicação de dados e monitorar as variáveis de controle.

O desempenho de um acionamento de MRC é altamente dependente do controlador utilizado [49], desta forma, quanto maiores os requisitos de otimização solicitados, maior será o grau de sofisticação exigido do controlador.

3.2.2.2.1 TECNOLOGIAS DISPONÍVEIS DE CONTROLADORES

A escolha de um determinado controlador é realizada, principalmente, em função das necessidades da aplicação. Desta forma, se o objetivo do acionamento

é, por exemplo, acionar uma carga em baixa velocidade, sem nenhum tipo de controle avançado, um controlador analógico ou microcontrolado pode ser suficiente. Porém, se os requisitos do acionamento envolvem controles em altas velocidades, com algum critério de otimização, tal como redução do ruído acústico, otimização de eficiência, etc., o acionamento projetado necessitará de um controlador mais sofisticado, por exemplo, um DSP ou um FPGA. Outros fatores ainda podem influenciar na escolha do controlador, como: a habilidade do projetista numa determinada tecnologia e/ou linguagem de programação, a disponibilidade dos circuitos integrados, etc. Basicamente, as tecnologias de controladores disponíveis para a implementação de acionamentos de MRC podem ser divididas em quatro tecnologias [9]:

- Circuitos analógicos associados a circuitos de portas-lógicas;
- Microcontroladores;
- DSP;
- FPGA.

Os circuitos analógicos (amplificadores operacionais, comparadores, etc.), associados a circuitos integrados de portas-lógicas, foram as primeiras tecnologias existentes para a implementação de circuitos de controle. O desenvolvimento dos microprocessadores e microcontroladores de 8 bits no final dos anos 70 e início dos anos 80 introduziu uma nova era na implementação de controles em tempo real. Avanços consideráveis foram realizados no desenvolvimento de acionamentos baseados em microcontroladores, uma vez que estes componentes são compostos por dispositivos periféricos internos, tais como contadores, conversores analógicos – digitais e unidades de comunicação serial, que viabilizaram o desenvolvimento dos acionamentos e de novas técnicas de controle. Como desvantagem, os microcontroladores apresentam uma limitada velocidade de execução dos programas, inviabilizando determinadas estratégias de controle mais elaboradas. Com o surgimento dos primeiros DSPs, estes problemas foram sanados devido à grande capacidade de processamento numérico destes circuitos integrados. Posteriormente, foram incorporados aos DSPs, dispositivos periféricos similares àqueles incluídos aos microcontroladores, isso permitiu alcançar soluções a partir de um único circuito integrado, aumentando a confiabilidade dos sistemas

implementados devido à redução do número de componentes envolvidos no projeto do acionamento. Além disso, a incorporação de periféricos resulta na minimização dos comprimentos de trilhas, garantindo melhores soluções de ordem de compatibilidade eletromagnética. Em seguida, surgiram os primeiros FPGAs que, assim como os DSPs, conseguiam implementar estratégias de controle avançadas através de rotinas rápidas e complexas. A principal vantagem dos FPGAs sobre os demais controladores era o fato de possuírem uma estrutura diferenciada de programação. Estes componentes, diferente dos DSPs, são compostos internamente por blocos lógicos sequenciais e combinacionais que viabilizam diversas implementações digitais, podendo ser empregados em rotinas de controle ultrarápidas. A desvantagem dos FPGAs residia no fato de não possuírem uma interface de periféricos, tais como os microcontroladores e os DSPs. Desta forma, no passado, estes componentes só podiam ser utilizados quando associados à microcontroladores, DSPs ou outros dispositivos periféricos. Atualmente, já existem FPGAs com interface de periféricos, porém, existe uma tendência para sua aplicação na indústria de transmissão de dados e telecomunicações. Da mesma forma, percebe-se uma tendência dos controladores DSPs que possuem séries dedicadas para o acionamento de motores e aplicações em eletrônica de potência, sendo indicados para aplicações que exigem maior robustez.

3.2.2.2.2 CONTROLADOR PROPOSTO PARA O ACIONAMENTO DO MRC 4/2

O circuito do controlador adotado para o acionamento do MRC 4/2 é composto basicamente pelo kit de desenvolvimento eZdsp LF2407A [50]. O kit de desenvolvimento possui como núcleo um controlador DSP (TMS320LF2407A) [51] e tem como funções principais: a comutação das chaves do inversor, geração de comandos, processamento dos algoritmos de controle, comunicação de dados e monitoramento de variáveis através de seus periféricos, conforme já discutido na seção 3.2.2.2. Além do controlador DSP, o kit de desenvolvimento conta com uma série de recursos, tais como: memória externa, unidade de multiplicação, conversor analógico-digital (A/D), unidades de geração de sinais PWM, etc., que serão

devidamente pormenorizados na seção 3.2.2.2.3, a qual trata sobre a arquitetura do controlador DSP.

3.2.2.2.3 ARQUITETURA DO CONTROLADOR

O kit de desenvolvimento eZdsp LF2407A utilizado neste trabalho possui uma arquitetura muito compacta e robusta, sendo específico para aplicações de controle de motor. As características principais do kit são relacionadas abaixo:

- Controlador DSP (TMS320LF2407A);
- 20 MHz de *clock*;
- Tamanho de palavra igual a 16 bits;
- 16 (dezesesseis) canais multiplexados para conversão analógico-digital (A/D);
- 3 (três) temporizadores programáveis de 16 bits;
- Unidades de comparação para a geração de sinais PWM;
- Unidade lógica para a geração de tempo morto ou *dead time*;
- Unidade de multiplicação 16 bits X 16 bits;
- 32 K de memória de 16 bits do tipo *flash*;
- 64 K de memória de 16 bits do tipo RAM para dados e programa;
- 3 (três) conectores de expansão (analógico, I/O e expansão);
- Emulador de porta paralela, responsável pela gravação, transferência de dados e depuração passo a passo do programa via PC.

A figura 16 apresenta um diagrama esquemático do controlador utilizado.

Figura 16 – Diagrama esquemático do controlador DSP (eZdsp LF2407A).

3.2.2.3 CIRCUITOS DE INTERFACE

Em um acionamento, os circuitos de interface têm a função de realizar o condicionamento dos sinais entre os sensores, o controlador e o conversor. Muitos dispositivos integrantes de acionamento requerem um nível de tensão específico para alimentação ou para disparo. Desta forma, dentro de uma mesma PCI, podem existir diferentes potenciais para a alimentação destes dispositivos, inclusive com diferentes referências de aterramento. De forma a garantir a operação segura e eficiente de todos estes dispositivos e do próprio acionamento, tanto em regime permanente ou transitório utilizam-se os circuitos de interface. Para o caso do acionamento proposto neste trabalho foram necessários os seguintes circuitos de interface:

- **Sinais de Corrente:** Para o interfaceamento dos sinais de corrente entre os sensores de efeito Hall (LEM - LA 25-NP [52]) e o controlador, utilizaram-se amplificadores operacionais numa montagem de amplificador com ganho

ajustável, de modo a limitar a tensão na entrada do conversor A/D do controlador DSP. A limitação da tensão na entrada do conversor A/D se faz necessária, de modo a se evitar danos devido a transitórios de corrente nos enrolamentos do motor. O amplificador operacional utilizado para o circuito de interface de corrente foi o LM358 [53], que além de não necessitar de fonte simétrica, possui uma ampla faixa de alimentação, de 3 à 15 V. Desta forma, o amplificador foi alimentado através de uma fonte simples de 3,3 V e, no caso de saturação da tensão de saída do operacional, devido a algum transitório de corrente nos enrolamentos do motor, a tensão de saída atinge no máximo a tensão de alimentação do operacional, evitando danos a entrada do conversor A/D do DSP. O circuito de interface de corrente pode ser visualizado na figura 17:

Figura 17 – Circuito de interface de corrente.

- **Sinais do inversor:** para o interfaceamento entre os sinais do controlador DSP e do circuito de acionamento das chaves do inversor (IRAMS10UP60B) foi implementado o circuito de um *buffer*, como pode ser visualizado na figura 18. A principal e única função deste circuito é compatibilizar os níveis de alimentação entre os dois circuitos, uma vez que as saídas do controlador DSP operam entre 0 e +3,3 V e as entradas lógicas do circuito de acionamento das chaves do inversor necessitam de níveis de tensão entre 0 e +5,0 V de modo a definir devidamente os estados lógicos de comutação.

Figura 18 – Circuito de interface do inversor.

- **Sinais dos sensores ópticos:** no caso do interfaceamento entre os sinais dos sensores ópticos e o controlador DSP, foi necessária a inserção de um *buffer* no circuito, de modo a compatibilizar os níveis de alimentação entre os dois circuitos, como pode ser constatado na figura 19. Foram implementados dois circuitos idênticos, um para a realimentação de velocidade e outro para a realimentação de posição:

Figura 19 – Circuito de interface óptica.

3.3 SENSORES

Duas variáveis são fundamentais para o controle de um MRC: a posição do rotor e a corrente de fase. A posição do rotor está relacionada diretamente com o princípio de funcionamento do MRC fornecendo a localização do rotor para a correta comutação das chaves de potência. O monitoramento da corrente de fase é necessário de modo a não se ultrapassar os limites de corrente dos enrolamentos, comprometendo a isolamento dos mesmos. Além do mais, é necessário conhecer os níveis de corrente, pois a partir deles é possível identificar possíveis falhas (curto-circuito) nos dispositivos de potência, podendo-se interromper a comutação das chaves do inversor a fim de se evitarem maiores danos aos circuitos de potência. A seguir, são apresentados os sensores utilizados no desenvolvimento da plataforma digital:

3.3.1 SENSOR DE CORRENTE DE FASE

Geralmente, para a monitoração dos sinais de corrente de fase, utilizam-se resistores *shunts* associados a amplificadores operacionais ou sensores de efeito Hall. De modo a obter uma maior precisão, confiabilidade, além da isolamento galvânica ao sinal de corrente enviado ao controlador DSP, optou-se pela utilização

de um sensor de corrente baseado no efeito Hall. O sensor especificado pode ser utilizado na medição de formas de onda em C.C., C.A. e pulsadas, para uma faixa de corrente de 5 a 25 [A] (LEM - LA 25-NP [52]).

3.3.2 SENSOR DE POSICIONAMENTO DO ROTOR

O sensor de posição é um dos principais acessórios para a operação dos MRC devido à estrutura de duplos pólos salientes do estator e do rotor. Geralmente, o número de sensores de posição necessários a uma aplicação está vinculado ao número de fases do MRC utilizado. Isso se deve ao fato de cada fase ser independente uma da outra, e também está associado à simplificação do programa de controle que pode ser realizada através da utilização de sensores independentes para cada fase. De modo a atender requisitos de maior simplicidade e de menor custo, propôs-se para o acionamento do MRC 4/2 – bifásico o desenvolvimento de um sensor óptico de posicionamento do rotor de baixo custo, uma vez que, para as aplicações de modo geral, são utilizados *encoders* incrementais ou absolutos com recursos de maior precisão, mas que acabam encarecendo as aplicações. Para a confecção do sensor foi necessária a fabricação de um disco obturador com 72 dentes, conforme a figura 20. Além disso, foram utilizados dois sensores ópticos de alta velocidade com aletas (OPB625[54]), com *slew rate* da ordem de dezenas de nano segundos. Um dos sensores ópticos foi destinado à captura do sinal de velocidade angular e o outro destinado à captura do sinal de posição angular do rotor. O motivo pelo qual se utilizou sensores ópticos de alta velocidade deve-se principalmente ao fato do motor operar em velocidades relativamente altas. Neste caso, os períodos de transição entre os dentes do obturador devem ser considerados e contabilizados. A somatória dos atrasos gerados na leitura individual de cada borda pelos sensores, durante uma volta completa, deve ser inferior ao período de transição de um dos dentes, caso contrário, corre-se o risco da perda de pulsos durante uma volta, resultando em erros de comutação nas fases do motor e leituras incorretas de velocidade [55]. Para a fixação dos sensores ópticos à carcaça do motor, utilizou-se uma base móvel ajustável, de modo a proporcionar o ajuste da posição do rotor em relação ao estator. Em relação ao disco obturador, observa-se que este foi fabricado de modo que, na região das bordas, foram definidos os dentes do sensor, responsáveis por fornecer o sinal de velocidade

do motor, e na região mais interna do disco foi inserido um furo de modo a proporcionar a identificação do sinal de referência da posição angular do rotor, em relação ao estator. Vale observar que, de forma a facilitar o ajuste da razão cíclica dos pulsos obtidos na detecção do disco obturador, os dentes do disco foram projetados em forma de “V”. Desta forma, para o ajuste da razão cíclica dos pulsos obtidos, basta proceder o deslocamento do sensor óptico para uma posição mais interna, ou não, do disco obturador. O número de dentes do obturador é função da resolução desejada, ou seja, para se determinar o número de dentes do obturador, basta dividir 360° do disco pela resolução desejada. Em função do passo polar do MRC 4/2 ser muito extenso, cerca de 180° , definiu-se que uma resolução de 5° mecânicos seria suficiente para a realização dos ensaios experimentais. Desta forma, dividindo-se 360° do disco por 5° de resolução chega-se a um total de 72 dentes do disco obturador. Os detalhes do projeto mecânico do disco obturador, das características de montagem do sensor óptico e disco obturador junto ao motor e dos sensores ópticos utilizados podem ser visualizados, respectivamente, nas figuras 20, 21 e 22.

Figura 20 – Projeto mecânico do disco obturador.

Figura 21 – Características da montagem do sensor óptico e disco obturador junto ao MRC 4/2.

Figura 22 – Detalhes dos sensores ópticos utilizados.

3.4 INTERFACE DE CONTROLE E COMUNICAÇÃO SERIAL

De modo a facilitar a condução dos ensaios experimentais de vibração, foi desenvolvida uma interface gráfica de controle e comunicação serial através da utilização de um microcomputador e de um circuito integrado dedicado à comunicação serial. Os objetivos da interface serial são inserir e modificar os parâmetros de controle do motor através da interface gráfica. Em função das estratégias de controle desenvolvidas, foram definidos como principais parâmetros de controle os ângulos de ligamento (θ_{on}) e condução (θ_c) e a velocidade angular do motor. A interface gráfica de comunicação foi desenvolvida num microcomputador, através de um aplicativo no programa LabView [56]. As principais funções desempenhadas por esta interface são: receber os parâmetros de controle do motor via teclado do microcomputador, realizar as devidas conversões e enviá-los ao controlador DSP. De modo a melhor organizar o processo de construção da interface de comunicação serial, este foi dividido em duas etapas: a implementação do *hardware* da placa, e a construção de uma interface gráfica através do programa LabView. Na seção 3.4.1 são pormenorizados os aspectos construtivos da interface de comunicação. Os aspectos relacionados à programação da mesma serão abordados mais adiante, no capítulo 4.

3.4.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DA INTERFACE DE COMUNICAÇÃO SERIAL

Para a implementação do *hardware*, utilizou-se um circuito integrado dedicado para a comunicação com a porta serial do PC o MAX3232 [57]. A utilização deste circuito integrado proporcionou a comunicação de dados entre a porta serial do PC e placa controladora DSP. Além disso, MAX3232 compatibiliza todos os níveis de tensão entre os dois periféricos. O diagrama elétrico da interface serial construída é apresentado na figura 23. Vale observar que apesar do circuito integrado de comunicação serial possuir dois canais de entrada e dois canais de saída, para a implementação da rotina de atualização de dados do controlador DSP utilizou-se

apenas um dos canais, de modo que o MAX3232 enviasse um dado de 8 bits por vez, a cada interação do programa de controle.

Figura 23 – Diagrama elétrico do *hardware* da interface serial.

3.5 APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

A figura 24 apresenta a foto do protótipo de acionamento desenvolvido, com componentes identificados:

Figura 24 – Foto frontal do protótipo de acionamento desenvolvido com os circuitos identificados.

Capítulo 4 – *DESENVOLVIMENTO DA PLATAFORMA DIGITAL*

– *ASPECTOS OPERACIONAIS, DE CONTROLE E PROGRAMAÇÃO*

4.1 INTRODUÇÃO

Como já mencionado no capítulo 1, a ondulação de torque é uma característica inerente dos MRC devido à estrutura de duplos pólos salientes do rotor e estator [9], [10]. Os fatores que exercem influências sobre sua magnitude podem ser divididos em três categorias: aspectos construtivos do MRC e do acionamento eletrônico, aspectos de controle e aspectos operacionais [11]. Em relação aos aspectos de controle e as estratégias empregadas na comutação das chaves do inversor, pode-se dizer que são consideravelmente diferentes dos métodos clássicos de controle, utilizados em máquinas elétricas alimentadas com formas de onda senoidal (máquinas síncronas de ímãs permanentes, máquinas de indução e máquinas síncronas de relutância). Isto se deve principalmente às características construtivas de pólos salientes e a dependência da posição do rotor. O único aspecto comum a ambos os tipos de máquinas são as estruturas de realimentação (malhas de controle) de corrente, velocidade, posição e torque utilizadas [20]. Dentro deste contexto, este capítulo aborda, inicialmente, as estratégias de controle básicas, responsáveis pela operação dos MRCs. Em seguida, são propostas algumas técnicas de controle e comutação das chaves do inversor, de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque do MRC 4/2 – bifásico, sob condições nominais de operação. Por fim, são abordados os aspectos de programação ou *software* do controlador DSP e da interface de comunicação construídos.

4.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E OPERAÇÃO DO MRC

O fluxo magnético num MRC não é constante e deve ser estabelecido, novamente, a cada passo polar, através do chaveamento sincronizado dos enrolamentos. Durante o processo de magnetização dos enrolamentos de fase, o chaveamento das ondas quadradas produzidas deve coincidir com o período com que os pólos do rotor estão se aproximando dos pólos do estator, ou seja, quando a variação da derivada da indutância de fase é positiva (operação como motor). Este processo é controlado através dos ângulos de ligamento e desligamento (θ_{on} e θ_{off}). Em seguida, deve ser aplicada aos enrolamentos do motor uma tensão negativa e normalmente não chaveada, de modo a realizar o processo de desmagnetização do enrolamento, fazendo com a corrente de fase e o fluxo concatenado atinjam novamente o valor zero. Desta forma, as estratégias básicas para a operação de um MRC podem ser resumidas através dos seguintes procedimentos [36]:

- Controlar a aplicação de pulsos de corrente unipolar em cada fase, sincronizada com a posição angular do rotor, de modo a produzir movimento de rotação;
- Controlar a amplitude e a forma de onda das correntes de fase;
- Controlar a aplicação de pulsos de tensão reversa nos enrolamentos que tenham acabado de ser alimentados, no intuito de reduzir o fluxo, e a corrente nesta fase a zero no menor tempo possível, a fim de não gerar torque negativo;

Outro aspecto fundamental a ser considerado em relação à operação de um MRC, é o ajuste dos ângulos de comutação do acionamento. Estes ângulos devem ser ajustados em função da velocidade e do torque desenvolvido. De modo a determinar os melhores ângulos de comutação, pode-se proceder de duas maneiras: realizar uma série ensaios de tentativa e erro e/ou realizar simulações. Outro método utilizado na obtenção do ponto ótimo de trabalho do acionamento é através de algoritmos de otimização.

4.3 PRINCIPAIS ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E COMUTAÇÃO

O acionamento dos MRCs pode ser realizado, fundamentalmente, através de três diferentes estratégias de controle e comutação [9]:

- a) **Controle de tensão (PWM):** é considerada a estratégia de comutação mais simples e utilizada para a operação de MRCs [20]. Esta estratégia ainda pode ser subdividida em duas outras estratégias, denominadas de *soft chopping* e *hard chopping*. Na estratégia de comutação denominada de *soft chopping*, uma das chaves do inversor permanece fechada, enquanto a outra é acionada em alta frequência. Já na estratégia denominada de *hard chopping*, as duas chaves são acionadas simultaneamente em alta frequência. Em relação às duas estratégias apresentadas, a estratégia de *soft chopping* geralmente é a mais utilizada, na medida em que produz menos ruído acústico e ondulação de corrente no barramento C.C.. Ambas as estratégias operam com uma razão cíclica fixa, e geralmente são indicadas para baixas velocidades de operação do motor. As formas de onda de tensão e corrente para ambas as estratégias podem ser visualizadas, respectivamente, nas figuras 25 e 26:

Figura 25 – Curvas para a operação em controle de tensão (PWM) - *soft chopping*.

Figura 26 – Curvas para a operação em controle de tensão (PWM) - *hard chopping*.

- b) **Controle de corrente (histerese):** o controlador de corrente com histerese é um controlador analógico onde os transistores são chaveados em função da corrente de referência e da largura de banda determinada. O controlador trabalha com frequência de chaveamento variável e uma elevada resposta em frequência. Estes requisitos fazem com que o projeto do conversor seja mais sofisticado. Vale observar que a corrente de referência e a banda de histerese são fixas durante um período completo de condução. A figura 27 apresenta as formas de onda de tensão e corrente para um controlador de corrente com histerese;

Figura 27 – Curvas para a operação em controle de corrente com histerese.

- c) **Controle de Pulso Único:** é uma estratégia de comutação que pode derivar de todas as outras estratégias [20]. Caso a estratégia adotada seja controle de tensão (PWM), neste caso a razão cíclica será máxima ou unitária. Se for adotado controle de corrente por histerese, a referência de corrente tem que ser maior que a corrente limitada pela força contra-eletromotriz (f_{cem}). A figura 28 apresenta as curvas de indutância ideal, de tensão, de fluxo concatenado e de corrente em função da posição angular para esta estratégia

de operação. A estratégia de Pulso Único é indicada para a operação na velocidade nominal ou acima dela. Através da figura 28, observa-se que a corrente decresce antes de se alcançar θ_{off} devido à f_{cem} que limita a corrente em altas velocidades;

Figura 28 – Curvas para a operação em pulso único.

4.4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE E COMUTAÇÃO PROPOSTAS PARA A MINIMIZAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TORQUE NO MRC 4/2 EM CONDIÇÕES NOMINAIS DE OPERAÇÃO

Conforme já abordado no item 1.5 do capítulo 1, existe um número elevado de estratégias destinadas à redução da vibração e ondulação de torque nos acionamentos de MRC. Porém os critérios particulares de operação de cada acionamento limitam sua utilização. A maior parte das estratégias é destinada à operação de motores em médias e baixas velocidades, desta forma são adotadas

técnicas de controle e comutação chaveadas para operação dos mesmos. Para os motores que operam em altas velocidades existe um número limitado de estratégias, devido a dois motivos principais: o limitado tempo de processamento existente para a execução de instruções de controle do MRC e a elevada *f_{cem}* que impossibilita a imposição de técnicas de controle chaveadas nas fases do motor. Devido ao reduzido número de estratégias de controle para a operação em altas velocidades, inicialmente foi definido que o controlador DSP deveria realizar o controle em malha fechada das variáveis de velocidade e corrente do acionamento do MRC 4/2. Desta forma, o controlador deveria operar segundo a estratégia de Pulso Único, realizando apenas o controle das variáveis, fazendo com que as mesmas trabalhassem dentro dos limites especificados. No decorrer do trabalho, tomou-se outro direcionamento, na medida em que se decidiu explorar e amadurecer novas estratégias de controle e comutação que excitassem ou provocassem menos vibração e ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2. Estas estratégias foram exploradas em malha aberta, na medida em que se pretendia avaliar a excitação das mesmas sobre o acionamento e não corrigi-las através do controle. Desta forma, foram desenvolvidas diversas estratégias de comutação, chaveados ou não, na tentativa de minimizar as amplitudes de vibração e ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2. Porém, somente duas obtiveram sucesso em sua minimização. As duas estratégias referenciadas são apresentadas no decorrer das seções 4.4.1 e 4.4.2. Vale observar que as implementações em malha fechada são fundamentais para o controle do acionamento e na obtenção de resultados ainda melhores em relação à vibração e à ondulação e torque. Desta forma, os estudos para sua implementação foram iniciados neste trabalho através da implementação de toda a estrutura de *hardware* e *software* e propõe-se a sua continuidade em um trabalho futuro, conforme comentado no capítulo 6.

4.4.1 PULSO ÚNICO COM SOBREPOSIÇÃO DAS CORRENTES DE FASE

Uma tentativa para a minimização da vibração e da ondulação de torque no acionamento do MRC 4/2 foi realizada utilizando-se como referência o trabalho de Schramm [19], já apresentado no item 1.5 do capítulo 1. A idéia básica do autor foi estabelecer uma estratégia de sobreposição de correntes de fases, de modo a minimizar o pico de corrente por fase, diminuindo conseqüentemente os resultados de ondulação de torque sobre o motor. A equação (16) do apêndice C relaciona a corrente de fase com o torque eletromagnético instantâneo gerado por uma fase do motor. Através da análise desta equação, conclui-se que pequenas variações na corrente de fase implicam em grandes variações de torque, uma vez que existe uma relação quadrática entre ambos. Desta forma, observa-se que esta equação, além de validar as idéias de Schramm, indica a corrente como um excelente parâmetro de controle de torque em um MRC. Outra equação que comprova os resultados de Schramm é a equação (15) do apêndice C. Esta equação valida o conceito de sobreposição de fases, uma vez que afirma que o torque total instantâneo do motor é dado pela soma dos torques individuais instantâneos de cada fase. De forma semelhante ao proposto por Schramm, este trabalho propõe uma estratégia de sobreposição das correntes de fase de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2 em condições nominais de operação. Para isso, inicialmente foram realizados os levantamentos, para os dois rotores estudados (rotor de referência e o otimizado), do perfil de torque – corrente - posição e do perfil de indutância própria de fase vs. posição angular do rotor do MRC 4/2. Através de uma análise criteriosa, onde foram levados em consideração os ângulos de ligamento (θ_{on}) e condução (θ_c) e ambos os perfis mencionados anteriormente (figuras 29 e 30) demonstrou-se a possibilidade de estabelecer uma estratégia de sobreposição de correntes de fase de modo a reduzir a vibração e a ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2. Vale observar que, de modo a facilitar a implementação das estratégias de controle, convencionou-se que todos os ângulos mencionados nesta seção e nas demais se referem a ângulos mecânicos e não elétricos. Desta forma, como passo inicial estabeleceu-se um procedimento experimental de tentativa e erro para a obtenção do valor ideal do ângulo de ligamento (θ_{on}) e, posteriormente do ângulo de condução (θ_c). Para a obtenção do

ângulo de ligamento, adotou-se inicialmente um ângulo de condução (θ_c) de referência e a estratégia de comutação denominada de Pulso Único. O ângulo de condução (referência) foi obtido através da análise da curva de indutância própria de fase do motor vs. posição angular do rotor (figura 29). A partir desta curva, determinou-se que o ângulo de referência seria o maior ângulo de condução (θ_c) possível, sem que houvesse sobreposição de fases. Este ângulo pode ser obtido entre os valores máximos de indutância própria de duas fases distintas. Desta forma, através da figura 29, determinou-se que o maior ângulo nesta condição era de 90 (noventa) graus, que passou a ser utilizado como ângulo de referência. A estratégia de comutação de Pulso Único foi definida em função da necessidade de operar o acionamento do MRC 4/2 em altas velocidades e condições nominais de operação. A seguir, realizou-se os ensaios experimentais de vibração, mantendo-se o ângulo de condução (θ_c) (referência) fixo, variou-se os ângulos de ligamento (θ_{on}) ou de avanço de 0° à 55°, em passos de 5°. Vale ressaltar que, para o estabelecimento desta estratégia de comutação, a posição de 0° graus do sensor de posicionamento do rotor foi definida como o ponto de alinhamento de indutância máxima entre rotor e estator, ou seja, o ponto onde ambos, rotor e estator, estão totalmente sobrepostos. Os resultados experimentais de vibração revelaram que com um ângulo de avanço de 45° foram obtidos valores expressivos na redução da vibração e da ondulação de torque. Desta forma, determinou-se o ângulo de avanço, e a seguir, procedeu-se o levantamento do ângulo de condução ideal. Para isso, analisando os dois perfis já comentados anteriormente, estimou-se que a sobreposição de correntes deveria possuir um intervalo angular máximo em de torno de 15°, na medida em que operando em altas velocidades, é necessário desligar as fases do motor com relativa antecedência, de modo que a corrente de fase seja totalmente anulada dentro do mesmo passo polar. Desta forma, realizaram-se ensaios de vibração, mantendo-se o ângulo de ligamento fixo em 45°, variando-se apenas o ângulo de condução. Os resultados obtidos nestes ensaios revelaram que a utilização do ângulo com 100° de condução, isto é 10° de sobreposição, possibilitou a obtenção dos menores níveis de vibração e ondulação de torque registrados, comprovando a eficácia do método utilizado. Analisando as curvas de torque estático das figuras 29 e 30, conclui-se que os resultados obtidos devem-se ao fato de que início da condução de cada fase o torque é compartilhado entre as mesmas, possuindo um pico positivo em uma fase e

um pico negativo na outra. A somatória instantânea destes picos possivelmente resulta numa atenuação da ondulação de torque no período de sobreposição de fases.

Figura 29 – Perfil de Indutância própria de fase e torque estático vs. posição angular do rotor (rotor de referência)

Figura 30 – Perfil de Indutância própria de fase e torque estático vs. posição angular do rotor (rotor otimizado)

De modo a validar os resultados obtidos através da utilização da estratégia de Sobreposição das Correntes de Fase, estes foram comparados com resultados obtidos com o mesmo rotor operando com a estratégia de comutação convencional de Pulso Único, com mesmo ângulo de avanço (45°), sem sobreposição de correntes de fase. Ambas as estratégias de comutação foram aplicadas aos dois rotores fabricados (rotor de referência e o otimizado). Nas figuras 31 e 32, são apresentadas as formas de onda das correntes medidas nas fases A e B do MRC 4/2, com o rotor de referência, em condições nominais de operação, operando sob as estratégias de comutação denominadas, respectivamente, Pulso Único e Pulso Único com Sobreposição de Correntes de Fase. Comparando as formas de onda das duas figuras, observa-se na figura 32 que devido à estratégia de sobreposição de correntes de fase, a região denominada de *Depressão de Corrente* alcançou uma redução de aproximadamente 12%, em relação à estratégia de Pulso Único convencional. A região denominada de *Depressão de Corrente*, na prática, fornece a amplitude da ondulação de corrente de fase. Desta forma, analisando novamente a equação (16) do apêndice C, observa-se que devido à relação quadrática existente entre a corrente de fase e o torque eletromagnético instantâneo gerado na mesma, atribui-se a ondulação de torque uma redução relativamente maior que a obtida pela corrente. Isto pode ser comprovado pelos resultados dos ensaios experimentais de vibração apresentados no capítulo 5. Nas figuras 33 e 34, da mesma forma que o caso anterior, são apresentadas as formas de onda das correntes medidas nas fases A e B do MRC 4/2, em condições nominais de operação, operando sob as estratégias de comutação denominadas, respectivamente, Pulso Único e Pulso Único com Sobreposição de Correntes de Fase. Neste caso existe apenas uma diferença em relação ao caso anterior, é que o rotor do MRC 4/2, foi substituído pelo rotor denominado de otimizado. Comparando as formas de onda das duas figuras, observa-se na figura 34 que devido à estratégia de sobreposição de correntes de fase, a região denominada de *Depressão de Corrente* alcançou uma redução de aproximadamente 14%, em relação à estratégia de Pulso Único convencional. Em função da relação entre o torque instantâneo e a corrente de fase, atribui-se a ondulação de torque uma redução relativamente maior que a obtida pela corrente. Isto pode ser comprovado pelos resultados dos ensaios experimentais de vibração apresentados no capítulo 5. Vale observar que, os resultados de ondulação das correntes de fase, assim como, os de vibração obtidos nos ensaios experimentais

(capítulo 5), apontam que a montagem com o rotor otimizado respondeu melhor que o rotor de referência as estratégias aplicadas no intuito da minimização de vibração e ondulação de torque. Este fato reforça a teoria de que a otimização da ondulação de torque deve ser realizada segundo duas frentes: otimização mecânica (geométrica) e eletrônica (controle), conforme [10] [17]. Apesar dos resultados representativos obtidos com a implementação deste método, as desvantagens encontradas relacionam-se a dificuldades de implementação prática para a determinação dos ângulos ideais de avanço e condução. Além disso, observa-se a necessidade de sensores mais precisos e de um conversor mais elaborado, com maior flexibilidade para implementar as estratégias de comutação. Vale observar ainda que, para a execução deste método foi necessária a implementação de um algoritmo de controle e comutação através do LabView e do controlador DSP, de modo que os ângulos de ligamento e condução fossem variáveis e pudessem ser alterados ao longo dos ensaios de vibração, podendo-se inclusive estabelecer as condições de sobreposição de fases.

Figura 31 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor de referência)

Figura 32 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único com sobreposição das correntes de fase, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$ (rotor de referência)

Figura 33 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor otimizado)

Figura 34 – Formas de onda das correntes da fase A e B do MRC 4/2 e sinais de comando do DSP, Pulso Único com Sobreposição das Correntes de fase, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$ (rotor otimizado).

4.4.2 CONTROLE EM TRÊS NÍVEIS

Outra tentativa para a minimização da vibração e da ondulação de torque no acionamento do MRC 4/2 foi realizada utilizando-se como referência o trabalho de Hedlund apud Rasmussen [20], já pormenorizado no item 1.5 do capítulo 1. A metodologia utilizada neste trabalho foi denominada de Controle em Três Níveis (*“Three Level Control”*) e propõe o controle do MRC através da aplicação de três estados de comutação diferentes dentro do mesmo passo polar, conforme a figura 35. Cada estado de comutação baseia-se na aplicação de um nível de tensão diferente, em intervalos angulares distintos. Uma das características que chamou atenção nesta estratégia foi o fato da mesma não ser chaveada, podendo ser utilizada, em altas velocidades e em condições nominais de operação. Ainda no item 1.5, observa-se também o trabalho de Wu e Pollock [21] que propõe 4 (quatro) estratégias de controle destinadas a minimização de vibração e ruído acústico em MRCs. Uma dessas estratégias apresentadas, denominada de *“Extended Freewheeling Method”* se assemelha muito com a estratégia proposta por Hedlund.

Tanto na estratégia apresentada por Hedlund como naquela apresentada por Wu e Pollock são aplicados basicamente três níveis de tensão, provenientes do barramento C.C., sobre os enrolamentos do motor: +v, zero e -v. O primeiro estado de comutação aplica +v por intervalo angular determinado (θ_1), proporcional ao torque desejado. Este estado de comutação é executado através do fechamento das duas chaves do inversor de um mesmo braço, que alimenta uma das fases do MRC. No segundo estado de comutação (θ_2), deve-se abrir uma das chaves do inversor e manter a outra chave fechada. Desta forma, aplica-se uma tensão nula sobre os enrolamentos do motor, geralmente por um curto intervalo angular. Por fim, executa-se o terceiro estado de comutação (θ_3), através da aplicação de -v sobre os enrolamentos do motor. Isto é conseguido através da abertura da segunda chave do inversor, que ainda permanecia fechada no estado anterior. O terceiro estado de comutação deve ser aplicado durante um intervalo angular suficiente para que a corrente de fase seja reduzida a zero. Segundo Wu e Pollock, este tipo de estratégia atenua os efeitos da vibração e ruído acústico no acionamento do MRC, pois reduz o grande transitório de corrente produzido durante o período de aplicação da tensão reversa sobre as fases do MRC, que faz com que sejam induzidas altas amplitudes do primeiro modo de vibração sobre o motor. A figura 35 ilustra as formas de onda de corrente de fase, tensão de fase e Indutância ideal operando sob a estratégia de comutação denominada de Controle em Três Níveis. Observa-se nesta figura, o detalhe dos três intervalos angulares (θ_1 , θ_2 e θ_3) e dos três níveis de tensão (+v, zero e -v), necessários a sua aplicação:

Figura 35 – Curvas para a operação no Controle em Três Níveis.

Dentro deste contexto, este estudo propôs a utilização da estratégia de Controle em Três Níveis, de modo a reduzir a vibração e a ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2 em condições nominais de operação. Para isso, foram realizados uma série de ensaios experimentais de tentativa e erro, com os dois rotores diferentes (rotor de referência e o rotor otimizado) de modo a determinar os três intervalos angulares ideais (θ_1 , θ_2 e θ_3), sob os quais devem ser aplicados, respectivamente, os três níveis de tensão (+v, zero e -v), que teoricamente conduziriam a uma redução dos dados de vibração e ondulação de torque. Em relação ao ângulo de avanço (θ_{on}), foi adotado o mesmo da estratégia anterior, uma vez que este já havia sido otimizado segundo os critérios de vibração. Como resultado dos ensaios experimentais de vibração, determinou-se que a melhor configuração para os intervalos angulares foi de $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$. De modo a validar os resultados obtidos através da utilização da estratégia de Controle em Três Níveis, estes foram comparados com resultados obtidos com os mesmos rotores operando sob a estratégia convencional de Pulso Único, considerando os mesmos ângulos de avanço e condução. As formas de onda de tensão e corrente

obtidas para os dois rotores (rotor de referência e otimizado) operando sob as duas estratégias de comutação, são apresentadas nas figuras 36, 37, 38 e 39. Analisando detalhadamente as figuras, nota-se, na área destacada das figuras 37 e 39, que ocorreu um “alisamento” do perfil de corrente na região de aplicação do ângulo θ_2 . Isto se deve ao desligamento de apenas uma das chaves do inversor, que resultou numa tensão nula sobre os enrolamentos do motor, e conseqüentemente na redução da derivada de corrente de fase. Segundo Wu e Pollock [21], o efeito do ângulo θ_2 é a diminuição das amplitudes do primeiro modo de vibração sobre o motor. Os efeitos da aplicação deste método podem ser comprovados através dos excelentes resultados de vibração e ondulação de torque obtidos para os dois rotores e apresentados no capítulo 5.

Figura 36 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle de Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor de referência).

Figura 37 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle em Três Níveis, $\theta_{on} = 45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$ (rotor de referência).

Figura 38 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Pulso Único, $\theta_{on} = 45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$ (rotor otimizado).

Figura 39 – Formas de onda de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e sinais de comando do DSP obtidas sob a estratégia de Controle em Três Níveis, $\theta_{on} = 45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$ (rotor otimizado).

Apesar dos resultados representativos alcançados com a implementação desta estratégia, podem ser apontadas como desvantagens a difícil e desgastante tarefa de obtenção experimental dos intervalos angulares. Além disso, assim como para estratégia anterior, existe a necessidade de um sensor de posicionamento do rotor e conversor mais elaborado, com maior flexibilidade para implementar as estratégias de comutação propostas e aplicar os três níveis de tensão proveniente do barramento C.C..

4.5 ALGORITMOS DE CONTROLE E PROGRAMAÇÃO

O programa do controlador DSP foi desenvolvido em linguagem C, devido à disponibilidade de um compilador específico. A utilização da linguagem C, associada ao uso de um kit de desenvolvimento, facilitou a implementação dos programas e diminuiu o tempo de aprendizado, necessário para a manipulação dos códigos. Isto

se deve, principalmente, ao *hardware* dedicado do kit e ao fato desta linguagem não ser considerada de baixo nível. Nesta seção, são pormenorizados os aspectos de programação ou o *software* do controlador DSP, assim como, da interface de controle e comunicação serial desenvolvidos. Desta forma, são apresentados os principais algoritmos de controle e comutação desenvolvidos para o estabelecimento das estratégias de controle aplicadas na minimização da vibração e ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2.

4.5.1 DESCRIÇÃO DO PROGRAMA

O programa do controlador DSP é composto basicamente por uma rotina principal e por sub-rotinas, que realizam o controle de corrente, a estimação da posição e velocidade angular do rotor, a comunicação de dados, e a comutação das chaves do inversor [46]. A realimentação de corrente de fase é proveniente dos circuitos de interface de corrente com o sensor de efeito Hall, comentado no item 3.2.2.3. No programa desenvolvido, a corrente foi apenas monitorada, de forma a não ultrapassar seu valor limite e danificar os dispositivos de potência ou a isolamento dos enrolamentos do motor. A realimentação de velocidade é obtida através da monitoração do tempo entre os dentes do disco obturador, quando estes atravessam o sensor óptico. Desta forma, devido à geometria do obturador (item 3.3.2), é possível obter uma atualização do sinal de velocidade a cada $1/72$ (um setenta e dois avos) de volta do rotor. A realimentação de posição é obtida através de outro sensor óptico, que detecta a transição de uma borda de subida, sinalizando que terminou uma volta completa e iniciou-se uma nova volta do rotor. A partir da detecção desta borda de subida é iniciada uma contagem dos pulsos de modo a se determinar em que ângulo deve ocorrer a comutação do ângulo de ligamento (θ_{on}). Em relação à comunicação de dados, esta é realizada entre a placa controladora DSP e o microcomputador através de uma interface serial já pormenorizada no item 3.4 do capítulo 3. Como parâmetros de controle do acionamento foram estabelecidos os ângulos de ligamento (θ_{on}) e de condução (θ_c). Estes parâmetros são carregados via teclado numa interface gráfica desenvolvida em um aplicativo do LabView. Em seguida, estes parâmetros são convertidos no interior da própria interface gráfica em pacotes de dados de oito bits e enviados serialmente ao controlador DSP. No

controlador DSP, os dados seriais são recebidos, novamente convertidos para inteiros e alocados em variáveis, para serem utilizados nos algoritmos de minimização de vibração e ondulação de torque. A lógica de comutação das chaves do inversor depende dos parâmetros carregados na interface gráfica e da informação de realimentação de posição do rotor.

4.5.2 ESTRUTURA DO PROGRAMA PRINCIPAL

O programa principal do controlador DSP é composto, basicamente, por rotinas de inicialização, uma rotina de laço infinito e sub-rotinas de controle que rodam no interior da rotina de laço infinito. Uma vez terminada a inicialização do controlador, a rotina de laço infinito inicia sua execução, e permanece neste estado, indefinidamente, até que o sistema passe por um *reset* ou ocorra alguma interrupção. A seguir, é executada a rotina de recebimento dos dados seriais, que tem a função de receber os dados com as informações dos ângulos de ligamento (θ_{on}) e condução (θ_c). Em seguida, o programa passa pela rotina de estimação de velocidade e verifica se é o momento de realizar a atualização de parâmetros. Na sequência, é executada uma lógica de chaveamento de um led (pisca led), cuja função é apenas fornecer uma realimentação visual de que o código está rodando devidamente. A seguir, verifica-se se a ocorrência de alguma interrupção do temporizador (“estouro” da contagem) ou através de alguma borda de captura. Quando ocorre a interrupção do temporizador, o programa sai da rotina do laço infinito para “varrer” todas as variáveis de controle numa determinada ordem de prioridade. No caso do programa desenvolvido, as únicas variáveis controladas através desta interrupção são as correntes na fase A e B do motor. As rotinas de realimentação de posição, velocidade e comutação das chaves do inversor são executadas através do serviço de interrupção por captura de bordas. O fluxograma macro do programa pode ser visualizado na figura 40:

Figura 40 – Fluxograma do programa principal do controlador DSP.

4.5.3 SUB-ROTINAS DE CONTROLE

Uma das vantagens de um código escrito na linguagem C é possibilidade do desenvolvimento modular de cada função, ou seja, é possível desenvolver cada função isoladamente e no final realizar a chamada dessas funções no programa principal. Isto facilita o desenvolvimento e o entendimento do código e ainda possibilita o intercambio de funções entre diferentes aplicações. De modo a facilitar o desenvolvimento do programa do controlador DSP, este foi dividido basicamente nas seguintes funções ou sub-rotinas: carregamento e conversão dos dados seriais, estimação da velocidade angular, realimentação visual, interrupção do temporizador (controle de corrente) e interrupção de captura de bordas (atualização dados velocidade, posição e controle de comutação).

4.5.3.1 SUB-ROTINA DE CARREGAMENTO E CONVERSÃO DOS DADOS SERIAIS

Os dados seriais são inicialmente carregados na interface gráfica serial do LabView. A seguir, na própria interface serial, os dados carregados são convertidos e empacotados para o formato de 8 bits, para em seguida, serem enviados através da interface serial (MAX3232) até o controlador DSP. No controlador, são necessárias algumas iterações do programa principal até que todos os dados tenham sido recebidos. Uma vez recebidos todos os dados, é necessário realizar uma conversão de formatos, pois os dados recebidos pelo controlador são originalmente recebidos no formato ASCII, desta forma é necessário realizar sua conversão para o formato de número inteiro. A figura 41 ilustra o fluxograma do algoritmo utilizado para a rotina de recebimento dos dados seriais:

Figura 41 – Fluxograma da rotina de Recebimento dos Dados Seriais.

4.5.3.2 SUB-ROTINA DE ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE

O cálculo da velocidade é uma das operações que demandam maior consumo de ciclos de processamento do controlador DSP devido ao fato que para sua execução é necessária a realização de duas operações de multiplicação e uma operação de divisão. Devido a este fato, este cálculo é realizado na área do laço infinito de modo a não comprometer as demais operações. A velocidade instantânea é calculada a partir da medição do número de interrupções ocorridas dentro do intervalo de duas bordas do sensor de posicionamento. Desta forma, toda vez que o sensor de velocidade detecta uma borda, inicialmente o contador é reposicionado (reset) e em seguida é disparado à contagem do mesmo. O contador conta o número de interrupções (“estouros” de contagem) de um temporizador pré-ajustado. Quando a próxima borda é detectada é realizada a operação descrita no fluxograma da figura 42, e processo é iniciado novamente. A rotina de estimação de velocidade foi inicialmente desenvolvida para o uso em malha fechada. Desta forma, através da interface Gráfica poderia ser inserida a velocidade desejada a qual, em malha fechada seria comparada com a velocidade estimada. O erro resultante da diferença

entre os dois valores de velocidade seria compensado provavelmente por compensador digital PI (Proporcional-Integral). Em malha aberta, o valor da velocidade estimada é utilizado apenas no auxílio para o estabelecimento da velocidade do MRC 4/2 nos ensaios experimentais de vibração. A figura 42 ilustra o fluxograma do algoritmo utilizado para o cálculo da velocidade instantânea:

Figura 42 – Fluxograma da rotina de Estimação de Velocidade.

4.5.3.3 SUB-ROTINA DE REALIMENTAÇÃO VISUAL

A rotina de realimentação visual é executada a partir de um led localizado no próprio kit de desenvolvimento eZdspLF2407A. A única função desta rotina é fornecer uma realimentação visual de que o programa está rodando devidamente. Desta forma, quando o programa está sendo executado, o led pisca continuamente, numa frequência ajustável, determinada através da interrupção do Temporizador. Quando o programa deixa de ser executado ou “trava” por algum motivo, o led deixa

de piscar, permanecendo no último estado em que foi acionado devidamente. Apesar da simplicidade deste tipo de estratégia de realimentação, ela é muito útil no momento de se realizar o *debugging* do código, ou mesmo na solução de alguns problemas. A figura 43 ilustra o fluxograma do algoritmo utilizado para a realimentação visual:

Figura 43 – Fluxograma da rotina de Realimentação Visual.

4.5.3.4 SUB-ROTINA DE INTERRUPTÃO DO TEMPORIZADOR

A rotina de interrupção do temporizador fornece a base de tempo para a execução de diversas rotinas (velocidade, realimentação visual, corrente, etc). A única rotina desenvolvida totalmente no seu interior é a rotina de controle de corrente. O controle de corrente é basicamente uma rotina de proteção de sobre corrente que possui o maior grau de prioridade do programa principal. Desta forma, ela é executada através do serviço de interrupção do temporizador a uma frequência de 5 kHz. Durante a execução desta rotina, são realizadas as leituras dos canais dos

conversores A/D, que medem ambas as correntes de fase do MRC 4/2 – bifásico, nas fases A e B. Uma vez realizada as leituras dos canais do A/D, são descontados os níveis de *off-set* médio de cada canal e assim são obtidos os valores instantâneos de corrente que circulam pelos enrolamentos do motor. Em seguida, a corrente medida nos enrolamentos é comparada com o valor de referência da corrente de fase, adotada como valor de fundo de escala. Caso o valor da corrente medida seja superior ao valor da corrente de referência de fundo de escala, todas as saídas PWM do controlador DSP são colocadas em nível alto, abrindo todas as chaves do inversor. Além disso, o serviço de interrupção por captura de bordas é interrompido, evitando qualquer procedimento de comutação das chaves do inversor. Este procedimento é válido numa eventual condição de falha, na medida em que pode não evitá-la, mas pelos menos protege os dispositivos de potência e os enrolamentos do motor de maiores danos. A figura 44 ilustra o fluxograma do algoritmo utilizado para o controle de corrente de fase:

Figura 44 – Fluxograma da rotina de Controle de Corrente.

4.5.3.5 SUB-ROTINA DE INTERRUPTAO POR CAPTURA DE BORDAS

As rotinas de captura de bordas são baseadas na utilização dos serviços de interrupção do controlador DSP, que processa uma interrupção a cada borda detectada. Para o programa do acionamento utilizou-se dessas rotinas para o desenvolvimento dos algoritmos de atualização das medidas de posição, velocidade e comutação das chaves do inversor. Para diferenciar os sinais de posição e velocidade foram utilizadas duas entradas distintas de captura: *capture1* e o *capture2*. O *capture1* foi utilizado para identificar as bordas de posição e o *capture2* para identificar as bordas de velocidade. A sub-rotina de interrupção por captura de bordas é pormenorizada no apêndice E.

4.6 INTERFACE DE CONTROLE E COMUNICAÇÃO SERIAL

A interface de controle e comunicação serial foi desenvolvida no programa LabView com o objetivo principal de facilitar os ensaios de vibração do acionamento do MRC 4/2. Durante os ensaios de vibração os ângulos de ligamento (θ_{on}) e condução (θ_c) precisavam ser alterados constantemente de modo a se localizar os ângulos onde a vibração e a ondulação de torque tivessem suas amplitudes mais reduzidas. Desta forma, decidiu se implementar uma lógica de controle de modo a facilitar a entrada dos dados no controlador DSP. De modo a estabelecer uma lógica de controle para a construção do programa no LabView, foram levantados inicialmente os requisitos operacionais necessários aos ensaios de vibração. Para o desenvolvimento da interface gráfica, convencionou se denominar de avanço qualquer ângulo de ligamento que fosse comutado antes do ponto de sobreposição de fases (marco zero do sensor óptico) e atraso, qualquer ângulo de ligamento que fosse comutado depois desse ponto. Além disso, convencionou se sinalizar esses ângulos da seguinte forma: avanço (negativo) e atraso (positivo). Desta forma, baseado na resolução mecânica do sensor de posicionamento do rotor, e considerando o movimento do disco do obturador (figura 45), no sentido horário, determinou se os seguintes requisitos:

- 1) Ângulo de ligamento (θ_{on}) com avanço e atraso flexíveis, com passo de variação de 5° ;
- 2) Ângulo de condução (θ_c) flexível com passo de variação de 5° ;
- 3) Os ângulos de avanço (θ_{on}) com excursão de 0° a -55° ;
- 4) Os ângulos de atraso (θ_{on}) com excursão 0° a 55° ;
- 5) Os ângulos de condução (θ_c) com excursão de 0° a 120° .

Com o intuito de melhor ilustrar a lógica desenvolvida para os ângulos de avanço e atraso e para a inserção dos parâmetros no LabView, pode-se visualizar as figuras 45 e 46:

Figura 45 – Disco obturador do sensor de posicionamento do rotor, identificados o avanço e atraso.

Figura 46 – Interface gráfica construída através do programa LabView.

Figura 47 – Logica de controle da interface gráfica construída através do programa LabView, com os principais módulos identificados.

Para melhor entendimento da lógica de controle desenvolvida, foram implementados dois fluxogramas dos algoritmos, um para ângulo de ligamento (θ_{on}) (figura 48) e outro para o ângulo de condução (θ_c) (figura 49):

Figura 48 – Fluxograma da rotina de inserção dos parâmetros de teta_c (θ_c) na interface serial.

Figura 49 – Fluxograma da rotina de inserção dos parâmetros de teta_on (θ_{on}) na interface serial.

Capítulo 5 – *RESULTADOS*

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados dos ensaios experimentais realizados com o MRC 4/2 e seu acionamento dedicado (plataforma digital). Além disso, são apresentados também alguns resultados de simulações realizadas através do MEF (Método dos Elementos Finitos). O objetivo desses ensaios foi inicialmente validar a metodologia de avaliação da ondulação de torque em condições nominais de torque e velocidade (capítulo 2). Num segundo momento, os ensaios realizados se prestaram a validar as diferentes estratégias de comutação propostas para a minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2.

A apresentação dos resultados está organizada em sete seções: 5.2.1 - Resultados dos ensaios experimentais de torque estático do MRC 4/2; 5.2.2 - Resultados dos ensaios experimentais para a obtenção do perfil de indutância própria de fase do MRC 4/2; 5.2.3 – Resultados dos ensaios experimentais de vibração sob a estratégia de comutação de Pulso Único; 5.2.4 - Resultados dos ensaios experimentais de vibração sob a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase; 5.2.5 - Resultados dos ensaios experimentais de vibração sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis; 5.2.6 – Análise Comparativa dos Resultados de Aceleração entre as Estratégias de Comutação Aplicadas; 5.2.7 – Análise da Eficiência do Acionamento sob as Diversas Estratégias de Comutação Aplicadas. Vale observar que todos os ensaios foram realizados considerando os dois rotores fabricados (rotor de referência e o rotor otimizado). Além do mais, os ensaios de vibração foram realizados sob condições nominais de torque e velocidade.

5.2 RESULTADOS

5.2.1 RESULTADOS DE TORQUE ESTÁTICO

Conforme discutido nas seções anteriores, uma análise preliminar da ondulação de torque de um MRC pode ser realizada através do levantamento do perfil de características estáticas de Torque – Corrente – Posição do MRC. O perfil de características estáticas do MRC pode ser obtido basicamente através de dois métodos: simulação computacional pelo Método dos Elementos Finitos ou através de um método experimental, denominado de ensaio de torque estático. Neste trabalho, o perfil de características estáticas do MRC 4/2 foi obtido através de ambos os métodos e são apresentados nas seções 5.2.1.1 e 5.2.1.2.

5.2.1.1 RESULTADO DE TORQUE ESTÁTICO SIMULADO DO MRC 4/2

O perfil de características estáticas de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 foi obtido através do MEF (Método dos Elementos Finitos), em regime estático e considerando-se as não linearidades do material ferromagnético [5–8]. Nessas simulações, considerou-se a alimentação de apenas uma das fases do motor com uma força magnetomotriz em uma faixa angular de 0° até 90° da posição do rotor. Desta forma, foram obtidos os perfis de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 para as duas montagens, MCR 4/2 com o rotor original e com o rotor otimizado, conforme figura 50. Em relação à ondulação de torque, vale observar que normalmente ela é definida como a diferença entre o máximo e mínimo torque instantâneo e, vem expressa em forma de porcentagem do torque médio, conforme equação (18) do apêndice C. No presente trabalho, foi adotada uma definição diferenciada para a ondulação de torque devido ao fato de que o menor valor de torque não estar situado na região denominada de depressão de torque, mais sim numa região de vale da curva de torque. Desta forma, para a análise da forma de onda simulada, considerou-se que a ondulação de torque como definida pela equação (19) do apêndice C. A partir da análise da equação (19) e da curva apresentada na figura 50, estimou-se que a montagem com o rotor otimizado

apresentou uma atenuação da ondulação de torque de 44%, em relação à montagem com rotor de referência.

Figura 50 – Simulação através do MEF dos perfis de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2.

5.2.1.2 RESULTADOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DE TORQUE ESTÁTICO DO MRC 4/2

O perfil de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 foi obtido também de modo experimental. Os resultados de simulação apresentados anteriormente foram importantes, pois forneceram os alicerces para o estabelecimento do procedimento de otimização geométrica do rotor, apresentado no apêndice B deste trabalho. Porém, de modo a estabelecer os algoritmos de controle e comutação para a minimização da vibração e da ondulação de torque do MRC 4/2, havia a necessidade de resultados mais precisos. Desta forma, procedeu-se o levantamento experimental dos perfis de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2. Para isso, o motor foi alimentado com corrente contínua por uma fonte C.C., e esta foi ligada em série a um resistor (R) e ao enrolamento do motor, conforme a figura 51. No circuito

implementado, R_f e L_f são, respectivamente, a resistência de fase e a indutância de fase do motor.

Figura 51 – Circuito implementado para realização dos ensaios de torque estático.

O papel do resistor é limitar a corrente de fase motor, de modo que esta não ultrapasse os limites operacionais, comprometendo a isolação dos enrolamentos. Então, ajustou-se o resistor de modo que o ensaio de torque estático fosse realizado com 3 (três) níveis diferentes de correntes de fase. Em seguida, o rotor foi posicionado numa determinada posição angular e fixado nela através de algum dispositivo mecânico de travamento do eixo. A seguir, alimentou-se o circuito implementado com a fonte C.C. e através de um medidor de torque médio, realizou-se a leitura de torque em função da posição angular do rotor e da corrente a que o motor estava submetido. Variando-se a posição angular do rotor em passos constantes, previamente definidos (5°), este procedimento deve ser repetido até que excursione uma volta completa do motor. Uma vez realizado os procedimentos comentados anteriormente levantou-se o perfil de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2. Estes perfis foram levantados para os dois rotores fabricados (rotor de referência e o rotor otimizado) e podem ser visualizados, respectivamente, nas figuras 52 e 53:

Figura 52 – Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 obtidos através do ensaio experimental de torque estático (rotor de referência).

Figura 53 – Perfil de características de Torque – Corrente – Posição do MRC 4/2 obtidos através do ensaio experimental de torque estático (rotor otimizado).

Analisando os perfis obtidos através dos ensaios experimentais, observa-se que a ondulação de torque apresentada pela montagem com o rotor otimizado obteve uma redução da ondulação de torque de aproximadamente 14%, em relação a montagem com o rotor de referência. Esta análise foi realizada considerando-se apenas a diferenças entre os valores mínimos e máximos de torque (parte positiva da curva de torque), conforme equação (18) do apêndice C. Comparando os resultados obtidos experimentalmente com aqueles obtidos através de simulação, observam-se algumas discrepâncias que são relacionadas ao tipo de material utilizado nas simulações e também as imperfeições na fabricação dos protótipos dos rotores. Em relação a ondulação de torque, vale observar que os resultados de torque estático refletem apenas as características do motor ensaiado, as características do acionamento e de operação não são consideradas neste tipo de ensaio, portanto estes resultados podem ser considerados parciais em relação a ondulação de torque de todo o conjunto. Resultados mais completos serão apresentados mais adiante através dos ensaios de vibração em condições nominais de operação.

5.2.2 RESULTADOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS PARA OBTENÇÃO DO PERFIL DE INDUTÂNCIA PRÓPRIA DE FASE DO MRC 4/2

O perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor de um MRC é de fundamental importância no levantamento das características da máquina de relutância sob estudo. Através deste perfil, pode-se obter um esboço da forma de onda do torque médio de saída da máquina de relutância, bastando para isto, estabelecer uma hipotética estratégia de aplicação de corrente nas fases do motor. Realizando uma análise do perfil de torque médio obtido, é possível se propor duas considerações: a primeira diz respeito ao nível de ondulação de torque existente no perfil de torque médio, analisando a depressão de torque existente, outra consideração pode ser estabelecida em relação aos ângulos de chaveamento do acionamento, pois através do esboço da forma de onda de torque de saída, é possível, numa primeira abordagem, estabelecer uma estratégia de comutação inicial. Considerando o MRC 4/2 – bifásico estudado neste trabalho, o perfil de indutância em função da posição angular do rotor foi obtido através de medição com

um *LCR Meter* (modelo: *HP-4261A*) na frequência de 120 Hz. Este tipo de medição não oferece muita precisão, uma vez que o equipamento injeta uma baixa corrente nos enrolamentos do motor de modo a realizar as leituras, portanto os dados para uma corrente mais elevada não foram obtidos. De qualquer forma, o objetivo deste ensaio era apenas obter um esboço do perfil de indutância das fases do motor, de forma a auxiliar no estabelecimento das estratégias de comutação para a minimização da vibração e da ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2, conforme exposto no capítulo 4. A obtenção efetiva do perfil de indutância própria de fase não é uma tarefa simples, desta forma deve ser implementada uma montagem experimental mais elaborada. A referência [58] fornece os procedimentos experimentais necessários a sua implementação. O perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor foi obtido para os dois rotores fabricados e podem ser visualizados através das figuras 54 e 55:

Figura 54 – Perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor do MRC 4/2 obtido através do ensaio experimental (rotor de referência).

Figura 55 – Perfil de indutância própria de fase em função da posição angular do rotor do MRC 4/2 obtido através do ensaio experimental (rotor otimizado).

Comparando as figuras 54 e 55, observa-se que o perfil de indutância do rotor otimizado possui uma derivada positiva de indutância maior, em torno de 120° , que estende da posição angular de 60° até 180° , considerando-se a fase B (curva de cor verde). O perfil de indutância do rotor de referência possui uma derivada positiva de indutância de 110° , que se estende da posição angular de 70° a 180° . Esta diferença nos perfis de indutância foi responsável por uma derivada inicial de corrente menor no rotor otimizado, em relação ao rotor de referência que pode ser observado nas formas de onda apresentadas no capítulo 4.

5.2.3 RESULTADOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DE VIBRAÇÃO SOB A ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DE PULSO ÚNICO

No capítulo 2 deste trabalho foi proposta uma metodologia de avaliação da ondulação do torque do acionamento do MRC 4/2 baseada nos dados de aceleração. O desenvolvimento desta metodologia foi necessário em função da carência de transdutores de torque que respondessem a frequências mais elevadas

de operação do motor sob estudo. De modo a validar a metodologia utilizada, foi realizada uma análise comparativa dos resultados de vibração obtidos entre duas montagens: MRC 4/2 com rotor de referência e com rotor otimizado. Para a realização dos ensaios experimentais foi considerada a operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único, ângulo de avanço de 45° e ângulo de condução de 90° . Além disso, foi considerada a operação em condições nominais de torque e velocidade para ambos os rotores ($T_n = 28 \text{ N.cm}$ e $\omega_n = 6000 \text{ rpm}$ ou 100 Hz). As aquisições dos sinais de aceleração foram realizadas no domínio da frequência, em duas bandas diferentes, uma banda de 100 Hz (375 a 475 Hz) e uma banda mais ampla de 800 Hz (0 a 800 Hz). Nas aquisições na banda de 100 Hz , procurou-se focar a frequência de 400 Hz , que corresponde à frequência fundamental da ondulação de torque (4 vezes a rotação do rotor). Nas aquisições com banda de 800 Hz , procurou-se identificar as principais frequências e harmônicas mais representativas nos sinais analisados. Os dados de aceleração foram obtidos na unidade de volts rms, mas foram posteriormente convertidos para a unidade de aceleração a (m/s^2), através da relação de ganho do módulo condicionador de sinais: $316\text{mVrms} = 1 \text{ m/s}^2$. Desta forma, foram obtidas as figuras 56 e 57, que apresentam os resultados de vibração para os dois rotores ensaiados, respectivamente, nas bandas de 100 e 800 Hz :

Figura 56 - Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Pulso Único.

Analisando os resultados obtidos através da figura 56, observa-se que a amplitude de aceleração, produzida na montagem com o rotor otimizado (curva em azul), apresentou uma redução de aproximadamente 66%, em relação a montagem com o rotor de referência (curva em vermelho). Isto pode ser observado através da análise da banda de 100 Hz (375 a 475 Hz), onde se localiza a frequência fundamental de ondulação de torque (400 Hz). Esses resultados de vibração fornecem o comportamento de ambos os rotores sendo excitados segundo as mesmas condições e estratégia de comutação. Vale ressaltar que, na estratégia de comutação de Pulso Único, adotada para este caso, não existe nenhuma técnica especial para atenuar os efeitos da ondulação de torque, assim atribui-se as diferenças de aceleração observadas às características construtivas (geométricas) entre os dois rotores.

Figura 57 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Pulso Único.

Na figura 57, tem-se uma visão geral das componentes harmônicas do sinal de aceleração de 0 até a frequência de 800 Hz. No sinal analisado, identifica-se na frequência de 60 Hz uma harmônica atribuída a frequência de operação dos equipamentos. Além dela, observa-se na frequência de 100 Hz uma harmônica em evidência, que corresponde à frequência de rotação do MRC 4/2. Nas frequências de 200, 300, 400, 500, 600, 700 e 800 Hz observam-se componentes harmônicas múltiplas da frequência de rotação do motor. Particularmente na frequência de 400 Hz observa-se a componente fundamental de ondulação de torque do MRC 4/2, já analisada anteriormente. Nas frequências de aproximadamente 550 Hz e 600 Hz têm-se componentes elevadas de aceleração que são atribuídas aos rolamentos do motor. Vale observar ainda que, nas medidas realizadas, existem pequenas discrepâncias entre os valores nominais de rotação do motor. Isto se deve à dificuldade de ajuste simultâneo dos parâmetros do acionamento (sinais de torque, tensão e velocidade), uma vez que o ensaio foi realizado em malha aberta.

5.2.4 RESULTADOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DE VIBRAÇÃO SOB A ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DE PULSO ÚNICO COM SOBREPOSIÇÃO DAS CORRENTES DE FASE

Na figura 58, são apresentados os resultados dos ensaios de vibração para os dois rotores fabricados, operando sob a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase. Para o ensaio com ambos os rotores, além das condições nominais, foram consideradas também as mesmas condições de operação, ou seja, ângulo de avanço de 45° e ângulo de condução de 90° . Comparando o nível de aceleração obtida com rotor otimizado em relação ao rotor de referência obtém-se uma diferença de aceleração de aproximadamente 73%.

Figura 58 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.

Em relação ao rotor otimizado, observa-se que, apesar das reduzidas amplitudes de aceleração obtidas nas frequências de 400 Hz e 100 Hz da figura 59, foram obtidas também altas amplitudes de aceleração nas frequências de 550 Hz e 600 Hz. Esse resultado revela que apesar da estratégia de Pulso Único com

Sobreposição de Correntes de Fase ser indicada para a minimização da ondulação de torque no MRC 4/2, o mesmo não acontece em relação à vibração de modo geral.

Figura 59 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase.

5.2.5 RESULTADOS DOS ENSAIOS EXPERIMENTAIS DE VIBRAÇÃO SOB A ESTRATÉGIA DE COMUTAÇÃO DE CONTROLE EM TRÊS NÍVEIS

Na figura 60, são comparados os resultados de vibração obtidos para os dois rotores operando sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis. Para o ensaio com ambos os rotores, foram consideradas também as mesmas condições de operação, ou seja, ângulo de avanço de 45° e intervalos angulares de $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$ e $\theta_3 = 70^\circ$. Comparando o nível de aceleração obtida com rotor otimizado em relação ao rotor de referência obtém-se uma diferença de aceleração de aproximadamente 75%.

Figura 60 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotores fabricados. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 100 Hz e operação em Controle em Três Níveis.

Em relação a banda de 800 Hz, na figura 61, observa-se que a montagem com o rotor otimizado apresentou uma redução das amplitudes de aceleração em quase toda a faixa. Somente na faixa de 500 a 600 Hz é que as amplitudes de aceleração foram superiores a montagem com rotor de referência.

Figura 61 – Sinal de aceleração em função da frequência nos dois rotors. Vermelho: rotor de referência; azul: rotor otimizado, considerando uma banda de 800 Hz e operação em Controle em Três Níveis.

5.2.6 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS RESULTADOS DE ACELERAÇÃO SOB AS ESTRATÉGIAS DE COMUTAÇÃO APLICADAS

Na figura 62, são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor de referência operando sob a três estratégias de comutação abordadas neste trabalho. Observa-se que em relação à estratégia de comutação convencional de Pulso Único (curva em vermelho), a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase (curva em verde) obteve uma redução na amplitude de aceleração de aproximadamente 23%. Comparando a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis (curva em azul) com a de Pulso Único observa-se que a redução da amplitude de aceleração foi ainda maior, cerca de aproximadamente 24%.

Figura 62 – Sinal de aceleração em função da frequência obtidos com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de Pulso Único; verde: estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e azul: estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.

Na figura 63, são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor otimizado operando sob a três estratégias de comutação já referenciadas anteriormente. Em relação à estratégia de comutação convencional de Pulso Único (curva em vermelho), a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase (curva em verde) obteve uma redução na amplitude de aceleração de aproximadamente 41%. Comparando a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis (curva em azul) com a de Pulso Único observa-se uma redução da amplitude de aceleração de aproximadamente 45%.

Figura 63 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtidos com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de Pulso Único; verde: estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e azul: estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.

Os resultados obtidos com ambos os rotores comprovam a validade das estratégias aplicadas na redução da ondulação de torque, uma vez que a aceleração e a ondulação de torque são inter-relacionadas pela equação (21) do apêndice C. Vale observar que todos os resultados foram obtidos em regime de malha aberta, portanto, observa-se o grande potencial de redução da aceleração existente na aplicação de alguma estratégia em malha fechada.

Na figura 64, observa-se a montagem com o rotor otimizado operando com as estratégias de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e Controle em Três Níveis. Na operação em Controle em Três Níveis observa-se uma redução das amplitudes de aceleração em praticamente toda banda ensaiada. Neste caso pode-se concluir que houve uma atenuação da vibração do conjunto como um todo.

Figura 64 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fases; azul: operação sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.

Na figura 65, compara-se a montagem com o rotor otimizado sob duas estratégias de operação: Pulso Único e Controle em Três Níveis. Da mesma forma que o caso anterior, percebe-se uma atenuação da aceleração em praticamente toda a banda ensaiada. Desta forma, pode se concluir que houve também, neste caso, uma redução da vibração do conjunto.

Figura 65 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único; azul: operação sob a estratégia de comutação de Controle em Três Níveis.

5.2.7 ANÁLISE DA EFICIÊNCIA DO ACIONAMENTO DO MRC 4/2 SOB AS DIVERSAS ESTRATÉGIAS DE COMUTAÇÃO APLICADAS

O acionamento do MRC 4/2 foi ensaiado com os dois rotores fabricados sob três estratégias de comutação exploradas neste trabalho: Pulso Único, Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e Controle em Três Níveis. Na tabela 1 são fornecidos os resultados destes ensaios. Vale observar que para a obtenção da potência de entrada (P_e) foram utilizados os sinais medidos de tensão e corrente da fonte C.C. conectada ao barramento C.C.. Para a obtenção da potência de saída mecânica disponível do eixo do motor (P_{mec}), utilizou-se para o seu cálculo os valores torque e velocidade angular através da equação (6) do apêndice A.

Analisando os resultados de eficiência obtidos, observa-se que a montagem com o rotor otimizado operando sob estratégia de comutação de Controle em Três Níveis obteve a menor eficiência em relação as demais configurações (65,95%), apesar de apresentar os melhores resultados de redução da ondulação de torque

(aceleração) (45%). Desta forma, conclui-se que perde-se aproximadamente 3% de eficiência, mas obtém-se uma redução de aceleração (ondulação de torque) de 45%. Na montagem com rotor otimizado e operação sob a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Corrente de Fase ocorre uma situação semelhante a anterior. Neste caso, perde-se aproximadamente 3% de eficiência, mas obtém-se uma redução de ondulação de torque (aceleração) da ordem de 41%.

Tabela 1 – Resumo dos Ensaio de Eficiência do Acionamento.

Condição Ensaio	Pe [W]	Pmec[W]	$\eta=(Pmec/Pe)*100[\%]$
Rotor de referência em Pulso Único	254,80	175,92	69,04
Rotor otimizado em Pulso Único	253,75	175,92	69,33
Rotor de referência em Pulso Único e Sobreposição de Correntes	262,20	175,92	67,10
Rotor otimizado em Pulso Único e Sobreposição de Correntes	266,07	175,92	66,12
Rotor de referência em Controle em Três Níveis	261,32	175,92	67,32
Rotor otimizado em Controle em Três Níveis	266,76	175,92	65,95

Capítulo 6 – *CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS*

6.1 CONCLUSÕES

No decorrer deste trabalho foram discutidos e analisados diversos estudos sobre a minimização da vibração e da ondulação de torque em MRCs. Dentre os trabalhos estudados, verificou-se que em grande parte, estes se dedicam ao estudo da redução dessas características aplicadas a operação de motores em médias e baixas velocidades. Para isso, estes estudos propõem basicamente técnicas chaveadas para contornar o problema da vibração e da ondulação de torque. Uma das grandes dificuldades encontradas neste trabalho foi encontrar técnicas que pudessem ser aplicadas a motores de altas velocidades e em condições nominais de operação. Em altas velocidades a *f_{cem}* torna-se elevada, conforme equação (21) do apêndice C, desta forma é necessário utilizar técnicas de comutação de pulso único ou alguma outra variação de pulso único de modo a estabelecer altas correntes de fase necessária para vencer a *f_{cem}* estabelecida nos enrolamentos do motor a cada passo polar. Com o objetivo de minimizar a vibração e a ondulação de torque no acionamento do MRC 4/2, foram realizadas algumas tentativas para o estabelecimento de estratégias de comutação através da variação dos ângulos de ligamento e condução do acionamento do MRC 4/2. O resultado dessas implementações conduziu a duas estratégias básicas de comutação que resultaram numa redução significativa da vibração e da ondulação de torque: Estratégia de Comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase e Estratégia de Comutação de Controle em Três Níveis, pormenorizadas na seção 4.4. Estas estratégias foram aplicadas em malha aberta no acionamento do MRC 4/2, no intuito de se avaliar a excitação das mesmas sobre o acionamento. Para a implementação da estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase procedeu-se inicialmente o levantamento, e posterior análise dos perfis de Torque – Corrente – Posição e de Indutância própria de fase vs. Posição angular do rotor do MRC 4/2. Desta forma, determinaram-se os ângulos iniciais para a realização dos ensaios experimentais. A seguir, estabeleceu-se um procedimento

experimental de tentativa e erro para a determinação dos ângulos ideais de ligamento e condução, que resultaram em valores significativos na redução das amplitudes de vibração e ondulação de torque sobre o acionamento do MRC 4/2, descritos na seção 5.2.4 e 5.2.6. Para a implementação da estratégia de Controle em Três Níveis executou-se um procedimento experimental de tentativa e erro para a determinação dos três intervalos angulares ideais. Através desses intervalos angulares, obtiveram-se valores significativos na redução da vibração e da ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2, descritos na seção 5.2.5 e 5.2.6. Vale observar que todos os ensaios de vibração foram realizados para ambos os rotores fabricados (rotor de referência e o rotor otimizado) operando sob três estratégias de comutação, as duas mencionadas anteriormente e uma terceira estratégia adotada como referência (Pulso Único). Os resultados apresentados no capítulo 5 mostram que as estratégias de comutação propostas aplicadas ao rotor otimizado obtiveram um desempenho quase duas vezes superior aos obtidos pelo rotor de referência. Esses resultados reforçam a idéia de que para se obterem melhores resultados de ondulação de torque, esta deve ser tratada sob duas frentes: otimizações mecânicas (geométricas) e eletrônicas (controle). As principais dificuldades encontradas na implementação dos métodos propostos é a determinação experimental dos ângulos de ligamento e condução ideais, uma vez que demandam muito tempo de execução devido ao princípio de tentativa e erro. Esse tempo poderia ser reduzido através de simulações computacionais de vibração, que determinassem o ponto ótimo de trabalho.

Nos ensaios de vibração também foram considerados a eficiência do acionamento no estabelecimento das estratégias de comutação. Os resultados obtidos revelam uma perda muito pequena de eficiência do acionamento comparado aos níveis de redução de vibração e ondulação de torque alcançados, conforme apresentado na seção 5.2.7.

Além do estabelecimento das estratégias de comutação necessárias a minimização das características de vibração e ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2, este trabalho aborda ainda as dificuldades relacionadas à obtenção de dados experimentais de ondulação de torque nos ensaios dinâmicos de motores em alta velocidade. Geralmente, as metodologias utilizadas baseiam-se na obtenção de dados em caráter estático de operação ou através de sensores que possuem baixa resposta em frequência. Desta forma, este trabalho propõe o desenvolvimento de

uma metodologia de avaliação da ondulação de torque voltada aos ensaios dinâmicos de motores em alta velocidade, baseado nos valores de aceleração obtidos a partir de ensaios de vibração, como descrito no capítulo 2. Estes ensaios são realizados no domínio da frequência, focando a frequência fundamental da ondulação de torque e foram apresentados no capítulo 5. Vale observar que a relação entre os dados de aceleração e de ondulação de torque são fornecidos pela equação (21) do apêndice C.

Outro aspecto abordado neste trabalho é a construção do que se denominou de plataforma digital de avaliação da ondulação de torque em condições nominais de operação. A plataforma digital reúne o conjunto de um acionamento dedicado ao MRC 4/2 - bifásico, os sensores necessários, uma interface de controle e comunicação serial e a bancada de testes de vibração. Além disso, incluem-se na plataforma digital, os algoritmos desenvolvidos para o controlador DSP e a interface gráfica desenvolvida no programa LabView. Os capítulos 3 e 4 abordam os aspectos de desenvolvimento da plataforma digital e fornecem, passo a passo, os detalhes de construção da mesma, apontando as vantagens e desvantagens da utilização de determinadas topologias, dispositivos e componentes.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para desenvolvimento futuro propõem-se as seguintes sugestões:

- I) Implementação de um sistema realimentado em malha fechada de corrente e velocidade, que utilizasse as técnicas exploradas de comutação estabelecidas neste trabalho. A partir do fechamento desta malha, espera-se atingir níveis de vibração e ondulação de torque ainda melhores que os alcançados por este trabalho;
- II) No presente trabalho realizou-se uma análise quantitativa dos dados de aceleração, realizando comparações de seus valores entre as diversas estratégias de comutação aplicadas sobre dois rotores de geometria diferentes, de modo a estabelecer uma relação entre a aceleração e a ondulação de torque,

conforme a equação (20) do apêndice C. De forma a obter valores absolutos de ondulação de torque, desprezando as contribuições de outras componentes de vibração do motor e da própria bancada de testes, propõem-se a construção de uma bancada estática, extremamente rígida, dedicada aos ensaios de vibração. A bancada de testes implementada seria projetada em função das dimensões do motor e mediria a os dados de força instantânea através de um cristal piezo-elétrico, conforme sugerido em Kjaer [4]. Os dados de força obtidas do cristal, multiplicados pelo comprimento da base do motor resultariam na ondulação de torque instantânea a que o motor estaria submetido. A resposta em frequência da bancada seria extremamente alta devido à extrema rigidez da construção, desta forma esta poderia ser usada em ensaios de motores em alta velocidade de operação. Um croqui desta bancada é apresentada através figura 66.

Figura 66 – Croqui da bancada proposta para ensaios de ondulação de torque.

- III) Desenvolvimento de um conversor DC/DC do tipo “*Buck*”, inserido em série com acionamento do MRC. Este conversor teria a função de controlar a tensão imposta sobre o barramento C.C., de modo a proporcionar um controle em malha fechada de velocidade, independente do acionamento projetado para o MRC, uma vez que este estaria operando segundo uma estratégia específica de

controle para a minimização da ondulação de torque, sob condições nominais de operação. Desta forma, apesar do aumento de complexidade do circuito, espera-se um resultado significativo em relação a ondulação de torque. A figura 67 demonstra a configuração do circuito proposto:

Figura 67 – Circuito proposto para realimentação em malha fechada e controle do barramento C.C..

- IV) Implementação de um sistema realimentado através de uma interface gráfica, onde os perfis de vibração e ondulação de torque pudessem ser alterados *on-line*, e através de recursos de auto-sintonia. Através desta interface gráfica poder-se-ia determinar quais estratégias e pontos de operação seriam mais recomendados para cada motor sob teste. Esta proposta poderia ser aplicada a outros tipos de motores inclusive.
- V) Realização de um estudo generalizado que abordasse as características de vibração, ruído acústico e ondulação de torque sobre os MRC, uma vez que estas grandezas estão inter-relacionadas;
- VI) Desenvolvimento de um modelo de vibração que pudesse fornecer valores simulados de vibração de modo a facilitar a obtenção do ponto ótimo de trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] http://www.f-16.net/f-16_news_articles594.html, November 2000;
- [2] Radun, A.V.: **“High-Power Density Switched Reluctance Motor Drive for Aerospace Applications”**, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, nº 1, January / February 1992;
- [3] Miller, T.J.E.: **“Electronic Control of Switched Reluctance Machines”**, Newness Power Engineering Series, 2001;
- [4] Kjaer, P.C.: **“An Alternative Method to Servo Motor Drive Ripple Assessment”**, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Trondheim, 1997;
- [5] Nabeta, S.I., Correa, D.A.P., Silva, W.M. da, et al.: **“Mitigation of the Torque Ripple of a Switched Reluctance Motor Through a Multi-Objective Optimization”**, 16th International Conference on the Computation of Electromagnetic Fields (Compumag), p.827-828, 2007;
- [6] Silva, W.M. da, Nabeta, S.I., Chabu, I. E., Lebensztajn, L., Correa, D.A.P., et al.: **“Kriging Models and Torque Improvements of a Special Switched Reluctance Motor”**, International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), p. 559-563, 2007;
- [7] Correa, D.A.P., Silva, W.M. da, Nabeta, S.I., Chabu, I. E., Lebensztajn, L., et al.: **“Torque ripple measurements of a Special Switched Reluctance Motor”**, Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), p. 550-554, 2007;
- [8] Nabeta, S.I., Chabu, I. E., Lebensztajn, L., Correa, D.A.P., Silva, W.M. da, et al.: **“Mitigation of the Torque Ripple of a Switched Reluctance Motor Through a Multi-Objective Optimization”**, IEEE Trans. On Mag. v. 44, n. 4, pp. 411-414, 2008;
- [9] Miller, T.J.E.: **“Switched Reluctance Motors and their Control”**, Oxford University Press and Magna Physics Publications, 1993;
- [10] Hussain, I.: **“Minimization of Torque ripple in SRM Drives”**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, nº 1, February 2002;
- [11] Wallace R.S., Taylor D.G.: **“Low-Torque-Ripple Switched Reluctance Motors for Direct-Drive Robotics”**, IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol.7, nº 6, December 1991;
- [12] Byrne, J.V., McMullin, M.F., O'Dweyer J.B.: **“A High Performance Variable Reluctance Drive: A New Brushless Servo”**, Motor-Con Proceedings, pp.147-160, October 1985;

- [13] Ray, W.F., Lawrenson P.J., Davis, R., et al.: ***“High Performance Switched Reluctance Brushless Drives”***, IEEE Transactions on Industry Applications , vol.22, nº 4, pp.722-730, Jul. / Ago.1986;
- [14] Ilic-Spong, M., Miller, T.J.E., MacMinn, S.R., and Thorp, J.S.: ***“Instantaneous Torque Control of Electric Motor Drives”***, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.2, nº 1, pp. 55-61, 1987;
- [15] Ilic-Spong, Marino R., Peresada, S.M., Taylor, D.G.: ***“Feedback linearizing control of Switched Reluctance Motors”***, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.ac-32, nº 5, May 1987;
- [16] Kavanagh, R.C., Murphy, J.M.D., Egan, M.: ***“Torque ripple minimization in Switched Reluctance Drives using Self-Learning Techniques”***, Proceeding of IECON, pp.289-294, vol.1, Japão 1991;
- [17] Wallace R.S., Taylor D.G.: ***“A Balanced Commutator for Switched Reluctance Motors to Reduce Torque Ripple”***, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, nº 4, October 1992;
- [18] Moreira, J.C.: ***“Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Via Bi-Cubic Spline Interpolation”***, PESC, pp. 851-856, 1992;
- [19] Schramm, D.S., Williams, B.W., Green, T.C.: ***“Torque ripple reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling”***, PESC, pp.857-860, 1992;
- [20] Rasmussen, P.O.: ***“Design and Advanced Control of Switched Reluctance Motors”***, PhD. Thesis, 257 p., Aalborg University, Denmark, 2002;
- [21] Wu, C.Y. and Pollock, C.: ***“Analysis and Reduction of Vibration and acoustic noise in the Switched Reluctance Drive”***, Conf. Record, IEEE IAS Ann. Mtg., 93CH3366-2, 1993, pp. 106-113;
- [22] Rochford, C., Kavanagh, R.C., Egan, G.,Murphy, J.M.D.: ***“Development of smoth Torque in Switched Reluctance Motors using Self-Learning Techniques”***, EPE, pp.14-19, 1993;
- [23] Reay, D.S., Green, T.C.E., Williams, B.W.: ***“Applications of Associative Memory Neural Networks to the Control a Switched Reluctance Motor”***, Proceedings of the IECON'93, International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, pp. 200-206, vol.1, 1993;
- [24] Filicori, F., et al.: ***“Modeling and Control Strategies for a Variable Reluctance Direct-Drive Motor”***, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 40, nº 1, February 1993;

- [25] O'Donovan, J.G., Roche, P.J., Kavanagh, R.C. et al.: ***“Neural Network Based Torque Ripple Minimization in a Switched Reluctance Motor”***, in Conf. Rec. IEEE-IAS – Annual Meeting, pp.1226-1231, 1994;
- [26] Elmas, Ç., Bay, O.F.: ***“Modelling and Operation of a nonlinear Switched Reluctance Motor Drive Based on Fuzzy Logic”***, EPE, vol.13, pp.592-597, 1995;
- [27] Husain, I., Ehsani, M.: ***“Torque ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control”***, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.11, n° 1, pp. 83-88, January 1996;
- [28] Kjaer, P.C., Grimble, J.J., Miller, T.J.E.: ***“High-Grade Control of Switched Reluctance Machines”***, in Conf. Rec. IEEE – IAS - Annual Meeting, pp. 92-100, 1996;
- [29] Inanç, I., Derdiyork, A., et al: ***“Torque Ripple Reduction of a Switched Reluctance Motor Including Mutual Inductances”***, ISE, vol.2, pp.489-492, 1997;
- [30] Russa, K., Husain, I., Elbuluk, M.E., et al.: ***“Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range”***, IEEE Transaction on Industry Application, vol.34, n° 5, September / October 1998;
- [31] Mir, S., Elbuluk, M.E., Husain, I.: ***“Torque- Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptative Fuzzy Control”***, IEEE Transaction on Industry Application, vol. 35, n° 2, pp. 461-468, March / April 1999;
- [32] Russa, K., Husain, I., Elbuluk, M.E., et al.: ***“Self-Tuning Controller for Switched Reluctance Motors”***, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.15, n° 3, May 2000;
- [33] Rodrigues, M.G., Suemitsu, W.I., Costa Branco, P.J.: ***“Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-off Angle Compensation for Switched Reluctance Motors”***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.48, n° 3, pp.711-715, June 2001;
- [34] Ishikawa, H., Wang, D., Naitoh, H.: ***“A New Switched Reluctance Motor Drive Circuit for Torque Ripple Reduction”***, Proceedings of the Power Conversion Conference. PCC, Osaka, vol.2, pp. 683-688, 2002;
- [35] Parreira, B., Rafael, S., Pires, A.J., Costa Branco, P.J.: ***“Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6-Switched Reluctance Machines: FEM Analysis and Experimental Tests”***, ISIE, Rio de Janeiro, Brasil, 2003;
- [36] Henriques, L.O.P.: ***“Implementação de Estratégias de Minimização de Oscilação de Torque e Remoção do Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável usando técnica Neuro-Fuzzy”***, Tese (Doutorado), 172 p., COPPE – UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2004;

- [37] Neely, J., Sttuts, D., et al.: **“Piezoeletric Torque Ripple Sensor”**, Non-confidential Abstract of invention, University of Missouri, Office of Technology and Special Projects, disclosure number 02UMR038, 2005;
- [38] Pillay, P., Cai, W., Tang, Z., Omekanda A.: **“Vibration Measurements in the Switched Reluctance Motor”**, IEEE Transactions on Industry Applications, IAS Annual Meeting, vol.1, pp.11-17, September 2001;
- [39] Pillay, P., Cai, W.: **“An investigation into vibration in the switched reluctance motor”**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No.3, pp. 589-596, May/June 1999;
- [40] Tímár, P.L.: **“Noise and Vibration of Electrical Machines”**, Studies in Electrical and Electronic Engineering 34, Elsevier Science Publisher, 1989.
- [41] Manual do Dinamômetro Magtrol;
- [42] Silva, W.M.da, **“Proposta de Novas Topologias de Conversores C-Dump para o Acionamento de Motores e Geradores de Relutância Chaveados”**, Tese (Doutorado), EPUSP, São Paulo, Brasil, 2004;
- [43] Data sheet, Fairchild, **Smart Power Module for SRM – FCAS20DN60BB**, January 2008;
- [44] Data sheet, International Rectifier, **IRAMS10UP60B**, July 2005;
- [45] Application Note AN-978, International Rectifier: **“HV Floating MOS-Gate Driver ICs”**, March 2007;
- [46] DiRenzo, M.T.: **“Switched Reluctance Motor Control – Basic Operation and Example Using the TMS320F240”**, Texas Instruments Application Report, SPRA 420A, February 2000;
- [47] Barbi, I.: **“Projeto de Fontes Chaveadas”**, 2001;
- [48] Data sheet, Epcos: **“Outstanding ripple current capacitor”**, December 2006;
- [49] Literatura número: BPRA058, **“Digital Signal Processing Solutions for the Switched Reluctance Motors”**, Texas Instruments Europe, July 1997;
- [50] Technical Reference, Spectrum Digital, **eZdsp LF2407A**, December 2000;
- [51] Data sheet, Texas Instruments, **TMS320LF2407A**, 1997;
- [52] Data sheet, LEM, **Current Transducer LA 25 - NP**, 2002;
- [53] Data sheet, Texas Instruments, Operational Amplifier LM -358P, 2001;
- [54] Data sheet, Optek, **Photologic Slotted Optical Switch OPB-625**, March 2006;

- [55] <http://www.VexRobotics.com>, março 2009;
- [56] **LabView Software v. 7.0**;
- [57] Data sheet, Maxim, **True RS-232 Transceivers MAX3232**, 2005;
- [58] Gobbi R., Sahoo, N. C., Vejian R.: **“Experimental Investigations on Computer-Based Methods for Determinations of Electromagnetic Characteristics of Switched Reluctance Motor ”**, IEEE Trans. on Instrum. And Measur., v. 57, n.10, pp. 2196-2211, October 2008;
- [59] Chabu, I.E., Nabeta, S.I., Cardoso, J.R.: **“Design Aspects Of 4:2 Pole-2 Phase Switched Reluctance Motors”**, Proceedings of the IEEE-IEMDC, v. 1, p. 63-65, 1999;
- [60] Lebensztajn, L., et al.: **“Kriging: a useful tool to electromagnetic devices optimization”**, IEEE Trans. on Mag., v. 40, n. 2, pp. 1196-1199, 2004;
- [61] De Paula, P.P.: **“Aspectos de Projeto, Simulação e Operação de Geradores e Motores de Relutância Chaveados”**, Tese (Doutorado), 178 p., EPUSP, São Paulo, Brasil, 2000;
- [62] Lawrenson, P.J., Stephenson, J.M., et al.: **“Variable-Speed Switched Reluctance Motors”**, IEE Proceedings, vol.127, Pt.B, nº 4, pp.253-265, July 1980;
- [63] El-Khazendar, M.A., Stephenson, J.M.: **“Analysis and Optimization of the 2-Phase Self-Starting Switched Reluctance Motor”**, ICEM, pp. 1031-1034, Munich, September 1986;
- [64] Byrne, J.V. e Lacy J.G.: **“Characteristics of Saturable Stepper and Reluctance Motors”**, IEE Conf.Publ., nº 136, Small Electrical Machines, 1976;
- [65] Byrne, J.V., US patent 4670696: Variable Speed Variable Reluctance Electrical Machines - Controlled Saturation, June 1987;
- [66] Reinert, J., Inderka, R., et al.: **“Optimizing Performance in Switched-Reluctance Drives”**, IEEE Industry Application Magazine, July / August 2000;

APÊNDICE A - *MOTOR DE RELUTÂNCIA CHAVEADO*

A.1) INTRODUÇÃO

Nos últimos anos tem-se observado o surgimento cada vez maior de acionamentos e aplicações para os MRC. A simplicidade de construção, a robustez, a confiabilidade e o baixo custo de fabricação desses motores, aliado ao desenvolvimento de novos e mais rápidos controladores, fizeram com que este tipo de máquina elétrica se transformasse numa excelente alternativa para inúmeras aplicações. Dentro deste contexto, insere-se o MRC 4/2, na medida em que surge como uma proposta de aplicação em ferramentas elétricas, tais como, furadeiras, lixadeiras, etc. Como ferramenta elétrica, o MRC 4/2 foi concebido para operar em altas velocidades, com um reduzido número fases, pólos e sensores de posição, conforme [59]. Além disso, as máquinas ferramentas exigem alguns requisitos particulares de conjugado, que devem ser considerados no momento de seu dimensionamento: alto conjugado de partida, uma reduzida ondulação de conjugado e um sentido preferencial de rotação do eixo. Vale observar que alguns destes requisitos são antagônicos, ou seja, a otimização de alguns destes parâmetros, geralmente, implicam na degradação de outros. Desta forma, depois de fabricado o MRC 4/2, foi necessário o desenvolvimento de um procedimento de otimização de objetivos múltiplos do rotor, conforme [5-8]. Este procedimento é baseado em aproximações numéricas que utilizam o MEF (Método dos Elementos Finitos) associado com um algoritmo de otimização do modelo Kriging, conforme [60], e do método de Simulações de Anneling. A partir deste procedimento de otimização do rotor, determinou-se a melhor geometria, de modo a atender aos requisitos operacionais do MRC 4/2, apesar dos recursos limitados de fases, pólos e sensores.

A.2) MRC – CONSIDERAÇÕES GERAIS

A.2.1) CARACTERÍSTICAS FAVORÁVEIS E DESFAVORÁVEIS DOS MRC

Antes de abordar os aspectos funcionais, construtivos e operacionais dos MRCs, é de fundamental importância conhecer as vantagens e desvantagens na utilização dessas máquinas elétricas, que certamente justificam todas as pesquisas que vem sendo realizadas para sua aplicabilidade. Desta forma, a tabela 2 encontrada em Miller [9] apresenta, de forma resumida, alguns aspectos positivos e negativos da utilização dos MRCs:

Tabela 2 – Características Favoráveis e Desfavoráveis dos MRCs.

<i>CARACT. FAVORÁVEIS</i>	<i>CARACT. DESFAVORÁVEIS</i>
<i>Baixo custo de fabricação</i>	<i>Diâmetro do eixo reduzido</i>
<i>Baixo custo dos materiais</i>	<i>Reduzido entreferro</i>
<i>Robustez mecânica e térmica</i>	<i>Necessidade sensor de posição do eixo</i>
<i>Operação em altas velocidades</i>	<i>Estrutura de dupla saliência (ruído e ond. de torque)</i>
<i>Baixa inércia</i>	<i>Perdas por ventilação em altas velocidades</i>
<i>Facilidade de manutenção</i>	<i>Não pode ser operado diretamente da rede elétrica</i>
<i>Baixas perdas no rotor</i>	<i>Enrolamentos maiores com pontos quentes</i>
<i>Tolerância a falhas</i>	<i>Longos percursos do fluxo</i>

A.2.2) PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O circuito magnético de um MRC é composto, basicamente, pelas estruturas do estator, do rotor e dos enrolamentos de fases. Durante o processo de movimentação do rotor, em relação ao estator, a relutância do circuito magnético sofre variações, de modo que duas posições, em particular, podem ser identificadas: posição de mínima relutância (pólos do rotor e estator totalmente alinhados) e de máxima relutância (pólos do rotor em quadratura com os pólos do estator).

O princípio de funcionamento do MRC é fundamentado na variação de relutância do circuito magnético. Desta forma, quando um enrolamento de fase é

energizado, os pólos do rotor tendem se movimentar para a posição de menor relutância do circuito magnético (posição alinhada). Para desenvolver um movimento de rotação contínua, os enrolamentos de fase devem ser sequencialmente energizados, em sincronismo com a posição do rotor conforme Miller [9].

A.2.3) ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Os MRC são constituídos de pólos salientes no rotor e no estator. Ambos os pólos são constituídos por pacotes de lâminas, geralmente, em aço silício. Os enrolamentos destas máquinas estão concentrados apenas no estator, enquanto o rotor é simples e livre de enrolamentos e de ímãs permanentes. Desta forma, inexistem também anéis coletores, escovas ou comutadores em sua estrutura. De modo a estabelecer um pólo Norte e um pólo Sul, os enrolamentos dos pólos do estator são conectados em série com polaridades convenientes, conforme Miller [9] e De Paula [61].

Em relação à geometria, os MRC podem ser classificados como regulares ou irregulares. Tomando-se como referência uma linha imaginária que atravessa o pólo na região central, regulares são os MRC que possuem geometrias de pólos simétricas de cada lado desta linha. Em contraposição, irregulares são todos aqueles MRC que possuem algum tipo de assimetria na região dos pólos, em relação a esta linha imaginária, como pode ser constatado através da figura 68.

Figura 68 – a) Geometria irregular de um MRC – 4/2, b) Geometria regular de um MRC – 6/4.

Considerando aplicações onde o MRC é utilizado como motor, deve ser estabelecida uma distribuição diferenciada entre o número de pólos do rotor e do estator, pois caso contrário podem ocorrer posições angulares em que ambos os pólos fiquem alinhados, impossibilitando a partida da máquina, conforme Miller [9] e De Paula [61]. Na literatura são apresentadas diversas combinações entre número de pólos do rotor e do estator. De modo geral, um maior número de pólos e fases corresponde a uma menor região de depressão de torque, consequentemente, uma menor ondulação de torque envolvida, conforme figura 69. Em contrapartida, um acionamento que contemple um maior número de pólos e fases implicará num controlador mais sofisticado, de maior custo e em uma maior frequência de amostragem para o controle, conforme Miller [9]. Vale observar que a solução para muitos casos nem sempre está associada ao aumento do número de pólos ou fases, muitas vezes existe fatores limitantes que impedem esta ação. Nestes casos, para minimizar a ondulação de torque, pode-se optar pela otimização da geometria dos pólos associada ou não a implementação de técnicas de controle.

Figura 69 – Formas de onda de torque para MRC de 3, 4 e 5 fases e a ondulação de torque associada [9].

A.2.4) VARIAÇÃO DA INDUTÂNCIA COM A POSIÇÃO DO ROTOR

Conforme comentado na seção A.2.2, o princípio de funcionamento do MRC é baseado na variação da relutância do circuito magnético. Desta forma, a obtenção do perfil da indutância do MRC está diretamente relacionada a este dado, uma vez

que os parâmetros de relutância e indutância são inversamente proporcionais. Assim, para o maior valor de relutância do circuito magnético, corresponderá o menor valor de indutância do circuito (posição de desalinhamento completo entre os pólos do estator e rotor) e para o menor valor de relutância, corresponde à máxima indutância do circuito (posição de alinhamento completo entre os pólos do estator e rotor). Entre essas duas posições, assume-se que a indutância varia linearmente com a posição do rotor. Desta forma, obtém-se o perfil completo de indutância ideal, que geralmente é usado para caracterizar, em uma primeira aproximação, a interação magnética entre o estator e o rotor de um MRC conforme Miller [9] e Henriques [36]. Além do parâmetro de relutância do circuito magnético, que é dado pela relação de sobreposição entre os pólos do rotor e do estator, o perfil de indutância é função da corrente de fase, que percorre os enrolamentos do estator, e da geometria dos pólos, como pode ser visto através da figura 70:

Figura 70 – Perfil de indutância ideal em função da corrente de fase e da posição do rotor [9].

A.2.5) FLUXOS DE ENERGIA E PRODUÇÃO DE TORQUE

Miller [9] e Lawrenson e Stephenson *et al* [62] relatam que muitos aspectos do funcionamento de um MRC podem ser abordados admitindo-se a linearidade do seu circuito magnético. Desta forma, para a descrição do fluxo de energia e produção de

torque desprezam-se os efeitos da saturação magnética, de forma que a indutância não varie com a corrente e somente com a posição do rotor. Para simplificação da análise, desconsideram-se os efeitos dos espriamentos nas bordas dos pólos, assumindo-se que todo o fluxo atravessa o entreferro na direção radial, o acoplamento entre os enrolamentos de fases, que geralmente são muito pequenos. Desta forma, a tensão nos terminais de cada fase do MRC pode ser enunciada pela equação (1):

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (1)$$

Onde v é a tensão do barramento C.C., R é a resistência ôhmica dos enrolamentos, i é corrente de fase do motor e ψ é o fluxo concatenado nos enrolamentos das fases. Sabendo-se que $\psi = Li$ e $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, obtém-se a equação (2):

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (2)$$

Onde ω representa a velocidade angular em rad/s e L é a indutância própria de fase em função da posição do rotor. Os dois primeiros termos da equação (2) podem ser interpretados como quedas de tensão na resistência e indutância de fase, respectivamente, e o terceiro termo como uma *f.e.m.* de origem mocional conforme Miller [9] e De Paula [61].

Multiplicando-se a corrente de fase i em ambos os lados da equação (2), obtém-se a potência instantânea fornecida pelo barramento C.C. através da equação (3):

$$vi = Ri^2 + Li \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (3)$$

Sabendo-se que a energia magnética armazenada por uma bobina é dada pela equação (4), a taxa de variação instantânea da energia armazenada nos

enrolamento de um MRC é obtida derivando esta mesma equação no tempo, obtendo-se a equação (5):

$$E_b = \frac{1}{2} Li^2 \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega + Li \frac{di}{dt} \quad (5)$$

Pelo princípio da conservação de energia, sabe-se que a potência de saída, ou a potência mecânica P_{mec} disponível no eixo do motor será igual à potência de entrada (potência fornecida pelo barramento C.C.) descontando-se as perdas, representadas pela parcela resistiva e pela parcela da energia armazenada nos enrolamentos do motor. Desta forma, a equação (6) fornece a potência mecânica disponível no eixo motor, desprezando-se os efeitos da saturação magnética:

$$\begin{aligned} P_{mec} &= vi - Ri^2 - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) \\ P_{mec} &= \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \end{aligned} \quad (6)$$

Sabe-se que a potência mecânica no eixo do motor é dada pelo produto do torque eletromagnético por fase pela velocidade angular do rotor, conforme a equação (7). Assim, manipulando-se a equação (7) chega-se a equação do torque eletromagnético instantâneo, também fornecida pela equação (16) do apêndice C.

$$P_{mec} = T_f \omega = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega \quad (7)$$

Graficamente, o torque eletromagnético do MRC pode ser obtido da curva de magnetização de um MRC, que é dada pelo fluxo concatenado vs. a corrente de fase do mesmo. Desprezando-se os efeitos da saturação magnética, a figura 71 apresenta a curva de magnetização linearizada de um MRC qualquer, onde o

segmento de reta OJ representa a região de desalinhamento total entre o rotor e o estator e também, a região onde os pólos iniciam o processo de sobreposição. A partir desta região, os pólos continuam se sobrepondo cada vez mais, até atingir a região de alinhamento total entre pólos, representado pelo segmento de reta OA. Vale observar que, durante o alinhamento total, ocorre o maior nível de fluxo concatenado, representado pelo ponto A na figura 71:

Figura 71 – Curva de magnetização linearizada de um MRC qualquer, e região de conversão de energia utilizada para produção de torque [3].

Considerando-se uma corrente de fase i constante, a área W hachurada na figura 71 representa a variação do fluxo concatenado com a posição do rotor e caracteriza-se como a região onde o motor executa trabalho mecânico, tal como a equação (8). Sabendo-se que $\psi = Li$, e substituindo-se na equação (8), obtém-se a equação (9):

$$W = \text{área}(OJA) = \frac{(\psi_F - \psi_i)i}{2} = \frac{\Delta\psi i}{2} \quad (8)$$

$$W = \frac{(\Delta L i)i}{2} = \frac{1}{2} i^2 \Delta L \quad (9)$$

Considerando-se uma análise linear, a indutância de fase varia apenas com a posição do rotor, então pode-se escrever a relação $\Delta L = \frac{dL}{d\theta} \Delta\theta$, substituindo-se esta relação na equação (9) obtém-se (10):

$$W = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \Delta\theta \quad (10)$$

Através (10) observa-se que, passando o fator $\Delta\theta$ para o outro lado da igualdade, obtém-se a relação do torque eletromagnético, que se resume na relação entre a área W e o deslocamento do rotor $\Delta\theta$, conforme equação (11):

$$T_f = \frac{W}{\Delta\theta} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (11)$$

Considerando uma análise não-linear do circuito magnético, as indutâncias dos enrolamentos sofrem influência não só da posição do rotor, mas também da corrente de fase. Desta forma, as não-linearidades afetam não só o perfil de indutância, como também a forma de onda do torque. Assim, a curva de magnetização apresentada na figura 71 passa a ter o perfil da figura 72:

Figura 72 – Curva de magnetização de MRC qualquer, levando-se em consideração os efeitos da saturação magnética, e região de conversão de energia utilizada para produção de torque [3].

As mesmas considerações realizadas anteriormente para a análise do torque são válidas para o caso não-linear. Porém, neste caso surge um novo conceito, denominado de co-energia. A co-energia é a área W_c hachurada no gráfico de fluxo

concatenado vs. corrente de fase, situada entre as curvas de magnetização na região de total sobreposição e ausência total de sobreposição (durante o passo polar). Assim, da mesma forma que o caso linear, a área hachurada fornece o trabalho mecânico realizado pelo motor, conforme a equação (12):

$$W_c = \int_0^i \psi(\theta, i) di \quad (12)$$

Manipulando a equação (12), e considerando a corrente de fase do motor constante, observa-se que o torque eletromagnético por fase pode ser obtido através da equação (13), que é a mesma relação apresentada pela equação (14) do apêndice C:

$$T_f = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \Big|_{i=cte} \quad (13)$$

Dinamicamente, a produção de torque ocorre através da energização dos enrolamentos de fase do motor nos períodos onde a derivada da indutância, em relação à posição angular do rotor, é crescente. Esta energização pode ser realizada de modo seqüencial, onde cada fase é acionada individualmente, de acordo com o sinal de posição do rotor. Então, é gerado torque positivo por fase, cuja somatória resulta no torque de saída médio. Hussain [10] observa que, a dependência da operação da máquina com a posição do rotor, caracteriza-se como a diferença básica no mecanismo de geração de torque entre o MRC e outras máquinas CA ou CC. Isso se deve a estrutura de duplos pólos salientes entre o rotor e o estator.

De modo geral, o MRC pode operar em ambos os sentidos de rotação, desta forma o torque gerado na saída do MRC pode ser positivo ou negativo, pois estes motores podem operar como motor ou gerador. O sentido do torque depende somente da posição relativa entre os pólos do rotor e do estator da fase que estiver sendo alimentada, ou seja, depende da derivada da indutância ser positiva ou negativa. Além disso, o sentido das correntes de fase não interfere no sentido do torque, podendo ser utilizadas correntes unidirecionais, que simplificam o conversor e minimizam o número de chaves de potência por fase, conforme Miller [9]. A figura

73 apresenta os perfis de indutância, corrente e torque para um MRC regular qualquer. Vale observar que, uma forma de avaliação do torque médio de saída do MRC, com a sua ondulação de torque característica, pode ser realizada através da análise do perfil estático das características de Torque – Corrente – Posição, conforme comentado no capítulo 1. Outra observação importante que deve ser realizada em função da obtenção do perfil da indutância, é que, uma vez estabelecido o perfil de indutância e a estratégia de comutação de corrente no MRC, pode-se obter o perfil de torque de saída resultante, tal como a figura 73:

Figura 73 – Perfil de Indutância, Corrente e Torque de um MRC regular qualquer, sob condições reais de operação [36].

A.2.6) SENSORIAMENTO DE POSIÇÃO

A utilização de sensores de posição faz-se necessária nos MRC devido a presença dos duplos pólos salientes do rotor e do estator. Através desses sensores, determina-se a posição angular do rotor em relação ao estator, definindo-se os instantes em que as chaves devem ser energizadas, de modo a estabelecer a produção do torque e a rotação do rotor no sentido desejado. Os requisitos de precisão na determinação da posição angular do rotor dependem, principalmente, da velocidade do rotor. Em baixa velocidade, a precisão do posicionamento não é

crítica, uma vez que o tempo requerido para a subida da corrente e, a consecutiva imposição das condições de torque, é reduzido em relação ao tempo de condução das chaves. Neste caso, uma pequena variação no posicionamento do rotor não acarreta uma variação significativa no torque nem na eficiência do motor. Em contrapartida, no caso de alta velocidade, ou ainda em velocidades próximas a velocidade de base, a precisão do posicionamento se torna cada vez mais crítica. O intervalo de condução vai diminuindo, de modo que o intervalo de tempo necessário para que a de corrente imponha o torque necessário também diminui, mas torna-se considerável quando comparada ao tempo de condução. Nestes casos, a variação de poucos graus de precisão representa uma perda de torque ou mesmo de eficiência da máquina elétrica. Existem diversas tecnologias que podem ser utilizadas como sensores de posição, por exemplo: transdutores de efeito *Hall*, sensores ópticos, opto-acopladores, encoders, resolvers, etc. Basicamente, estes sensores podem ser utilizados de duas maneiras: gerar, diretamente, os sinais de chaveamento das fases ou fornecer sinais de realimentação de posição angular do rotor e de velocidade. As desvantagens associadas ao uso dos sensores de posição estão relacionadas ao aumento de custo do acionamento, a um maior espaço para instalação do mesmo, a diminuição da confiabilidade do acionamento devido à possibilidade de defeitos advindos de sua utilização. Muitas pesquisas estão sendo desenvolvidas de modo a eliminar os sensores de posição, principalmente no intuito de viabilizar aplicações em ambientes agressivos, tais como: alta pressão, temperatura, umidade, etc. Nessas aplicações o sensor de posição representa um ponto fraco do sistema, reduzindo a confiabilidade do mesmo. Vale observar que, apesar das muitas vantagens proporcionadas pelas técnicas de eliminação do sensor de posição, até o presente momento nenhuma delas está suficientemente desenvolvida para substituir o sensor de posição sem impor algum tipo de limitação ao acionamento.

A.3) CARACTERÍSTICAS DO MRC 4/2 ESPECIAL

A.3.1) CARACTERÍSTICAS BÁSICAS

O MRC objeto de estudo deste trabalho é um motor bifásico irregular que possui quatro pólos no estator e dois pólos no rotor, que foi desenvolvido para a aplicação em ferramentas elétricas. Como ferramenta elétrica, um dos requisitos fundamentais exigidos é a facilidade de utilização, que está vinculada à portabilidade e à facilidade de conexão à rede elétrica. Desta forma, desde sua concepção, foi estabelecido que o MRC estudado possuísse uma estrutura simplificada, com reduzido número de fases e ainda atendesse requisitos de torque e velocidade, exigidos para a aplicação em ferramentas elétricas. Assim, de modo a atender os requisitos de projeto determinou-se a configuração mais adequada: MRC 4/2 – bifásico.

O motivo pelo qual este motor é denominado de especial está vinculado à geometria assimétrica de seu rotor, que impõe um sentido preferencial de rotação.

O método de otimização das características mecânicas do rotor não é o escopo deste estudo, ainda assim será pormenorizado, posteriormente, no apêndice B.

A figura 74 apresenta a estrutura básica dos pólos do estator e do rotor do MRC 4/2 e a distribuição dos enrolamentos do mesmo. Os dados de placa com as características básicas do MRC são apresentados através da tabela 3:

Tabela 3 – Características Básicas do MRC 4/2 – bifásico.

CARACTERÍSTICAS	VALOR
<i>Número de Fases</i>	<i>N=2</i>
<i>Pólos do Estator / Rotor</i>	<i>Ne / Nr = 4 / 2</i>
<i>Potência Nominal</i>	<i>Pn = 1/4 CV</i>
<i>Corrente Nominal</i>	<i>In = 1,7 Arms</i>
<i>Velocidade Nominal</i>	<i>$\omega_n = 6000 \text{ rpm}$</i>
<i>Torque Nominal</i>	<i>Tn = 0,28 N.m</i>

Figura 74 – Estrutura dos pólos do MRC 4/2 – 2 fases.

A.3.2) ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Aos aspectos construtivos dos MRC bifásicos podem estar associados vantagens e desvantagens. Segundo Miller [9], as vantagens associadas aos motores bifásicos são: redução do número de conexões, simplificação do conversor devido à redução do número de transistores, menores perdas no núcleo e estrutura mecânica mais rígida associadas a maiores áreas dos pólos. Segundo Wallace e Taylor [11], as desvantagens dos motores bifásicos relacionam-se ao transitório de partida dos mesmos. Segundo eles, para que o MRC tenha condições de partir em qualquer direção é necessário um número mínimo de três fases, ou seja, os motores bifásicos são unidirecionais em relação ao movimento rotacional de seu eixo, a não ser que se considere algum tipo de dispositivo mecânico ou máquina elétrica que auxilie na partida dos mesmos.

Miller [9] relata que os primeiros MRC 4/2 – bifásicos possuíam geometrias regulares, portanto, dependendo da posição do rotor, em relação ao estator, apresentavam problemas na partida, além de zonas de torque nulo (grandes zonas depressões de torque) durante o processo de operação. Desta forma, foram desenvolvidos os MRC 4/2 – bifásicos e irregulares, ou seja, possuíam algum tipo de assimetria nos pólos ou algum tipo material ferromagnético, com propriedades particulares, acoplado aos pólos, de modo a facilitar a partida e, ao mesmo tempo, evitar as zonas de torque nulo durante a operação. Um tipo comum de assimetria observada nestes motores é o entreferro em degrau “*stepped airgap*”, que apesar de ser considerada uma idéia antiga, trabalhos significativos foram desenvolvidos por El-Khazendar e Stephenson [63], Byrne [64], [65], entre outros.

El-Khazendar e Stephenson [63] observaram que a finalidade principal do entreferro em degrau é estender a região de derivada positiva da indutância, de forma a minimizar a região de torque nulo que pode ocorrer na configuração de motores bifásicos, conforme figura 75 a e b:

Fig. 75 – a) Perfil de indutância ideal e zonas de torque nulo de um MRC 4/2 – bifásico regular; b) Perfil de indutância ideal e zonas de torque nulo de um MRC 4/2 – bifásico irregular com entreferro em degrau [9].

Byrne [64], [65] sugeriu duas novas configurações para os MRC 4/2 – bifásicos de geometria irregulares, com características de saturação diferenciadas, de modo a obter uma região de saturação magnética nas bordas de sobreposição do estator e do rotor, tal como a figura 76. Através desta proposta, a curva de saturação dessas máquinas aproxima-se da curva de saturação ideal (figura 77), ajudando a manter a relação (torque/corrente) em níveis mais elevados, minimizando a potência do acionamento. Isto representa um melhor aproveitamento de energia, uma vez que através da curva de fluxo concatenado vs. corrente de fase do MRC pode-se constatar que quase toda a energia proveniente da fonte (barramento C.C.) pode ser, instantaneamente, convertida em trabalho mecânico.

Figura 76 – Configurações proposta por Byrne de MRC 4/2 – bifásicos com características de saturação próximas da ideal [9].

Figura 77 – Curva de saturação ideal de um MRC [9].

O MRC 4/2 - bifásico estudado nesta dissertação foi proposto em [59], [5-8] e do ponto de vista da geometria, é um motor irregular, devido às assimetrias nos pólos do rotor. De maneira análoga aos trabalhos apresentados nos parágrafos anteriores, a geometria do rotor é caracterizada por uma região com um entreferro

em degrau, dividido em duas regiões distintas: a primeira é composta por um pequeno e uniforme entreferro e, a segunda região possui um entreferro variável, que aumenta em direção ao eixo de quadratura, sendo esta região que diferencia este motor dos demais, como pode ser constatado através da figura 78. A otimização geométrica proposta neste caso, teve como objetivos, definir um sentido preferencial de rotação para o motor, independente da posição do rotor, e também atender características particulares de torque, como: redução da ondulação de torque, maximização do torque de partida, e manutenção do torque médio. Para atender, simultaneamente, aos múltiplos objetivos desejados, foi apresentada uma metodologia de otimização e os resultados obtidos, que podem ser verificados apêndice B. As principais características geométricas e dimensionais dos pólos do rotor e do estator são apresentadas através da tabela 4:

Figura 78 - Estrutura pormenorizada dos pólos salientes do MRC 4/2.

Tabela 4 – Principais características geométricas do MRC 4/2.

CARACTERÍSTICAS	VALOR
<i>Diâmetro externo do Estator</i>	90 mm
<i>Espessura do Estator</i>	10 mm
<i>Diâmetro do Rotor</i>	$D = 45 \text{ mm}$
<i>Comprimento do Núcleo</i>	$L_c = 35 \text{ mm}$
<i>Arco do Pólo do Estator</i>	$\gamma_0 = 45^\circ$
<i>Arco do Pólo do Rotor</i>	$2\alpha_0 = 45^\circ$
<i>Espessura do entreferro principal</i>	$l_{g0} = 0,3 \text{ mm}$

APÊNDICE B - PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DO MRC 4/2 ESPECIAL

Como discutido, brevemente, na seção A.3.1 o MRC 4/2 – bifásico foi desenvolvido para a aplicação em ferramentas elétricas, desta forma, possui alguns requisitos operacionais diferenciados, em relação a outros MRCs. Estes requisitos operacionais baseiam-se em características particulares de torque e velocidade como: sentido preferencial de rotação, reduzida ondulação de torque, torque de partida elevado, operação em altas velocidades. Vale observar que alguns destes requisitos são antagônicos, ou seja, a otimização de alguns destes parâmetros, geralmente, implicam na degradação de outros. Segundo Reinert *et al* [66], devem ser estabelecidos critérios de otimização baseados na aplicação específica, e a melhoria de alguns parâmetros, inevitavelmente, refletem na piora de outros. Hussain [10], [27] comenta que a minimização da ondulação de conjugado do MRC, pode conduzir a uma redução do conjugado médio. O tratamento analítico das características geométricas dos MRC é extremamente difícil de ser realizado devido ao fato de ser baseado no princípio de tentativa e erro, envolvendo muitos parâmetros geométricos. Desta forma, depois de fabricado o MRC 4/2, foi necessário o desenvolvimento de um procedimento de otimização de objetivos múltiplos [5-8], a partir do qual se determinou a melhor geometria do rotor, de modo a atender aos requisitos operacionais do MRC 4/2, apesar dos recursos limitados de fases, pólos e sensores. O procedimento de otimização desenvolvido propõe uma combinação de técnicas de aproximação numérica associadas ao Método dos Elementos Finitos (MEF), de modo a realizar a otimização dos parâmetros geométricos do MRC 4/2. Esta otimização possui como critérios a redução da ondulação de torque, assim como, a mínima degradação do torque de partida e do torque médio do MRC. Matematicamente, os critérios de otimização desejados podem ser representados através de uma função objetivo, que no decorrer do processo de otimização foi substituída por uma função substituta, mais simplificada, criada a partir dos métodos de aproximação numérica utilizados, *Simulated Annealing e Kriging Method*, conforme [5-8], [59]. Estas aproximações realizadas permitem uma importante redução no número de simulações por elementos finitos. Baseado em avaliações analíticas prévias, foram escolhidos três parâmetros do rotor como

mais significativos para o processo de otimização, nomeados: β_0 , l_{g1} e l_{g2} (figura 79). Uma vez estabelecidos os principais parâmetros a serem otimizados, aplicou-se as técnicas de aproximação numérica, determinando-se a melhor combinação de valores: $\beta_0 = 60^\circ$, $l_{g1} = 0,5mm$ e $l_{g2} = 1,0mm$. O domínio de variação de cada parâmetro geométrico otimizado foi definido de acordo com os valores apresentados na tabela 5:

Tabela 5 – Domínio de variação dos parâmetros otimizados do rotor.

PARÂMETRO	VALOR DE REFERÊNCIA	VALOR MÍNIMO	VALOR MÁXIMO
β_0	45°	30°	60°
l_{g1}	$0,6mm$	$0,4mm$	$0,6mm$
l_{g2}	$1.2mm$	$0,6mm$	$1,8mm$

As figuras 79 e 80 apresentam, respectivamente, a geometria do rotor antes e depois do processo de otimização e os protótipos dos rotores e do estator fabricados:

(a) Antes da Otimização (b) Depois da Otimização
Figura 79 – Geometria do Rotor

Figura 80 – Fotos dos protótipos dos rotores e do estator fabricados.

APÊNDICE C - DEFINIÇÕES IMPORTANTES

1) Torque instantâneo: Levando-se em consideração os efeitos das não-linearidades, devido aos efeitos de saturação dos materiais ferromagnéticos, o torque produzido, individualmente, por uma das fases pode ser obtido através da equação (14),

$$T_f(\theta, i) = \frac{\partial}{\partial \theta} W_c(\theta, i) \big|_{i=cte} \quad (14)$$

Onde $W_c(\theta, i)$ é a variação da co-energia, que depende da posição angular do rotor e da corrente de fase do MRC.

O torque total instantâneo do motor é dado pela soma dos torques individuais de cada fase, e pode ser fornecido pela equação (15),

$$T_{inst}(\theta, i) = \sum_{fases} T_f(\theta, i) \quad (15)$$

Muitas bibliografias [9], [10] propõem uma simplificação da equação (14), de modo a obter, numa primeira abordagem, valores aproximados de torque instantâneo. Através destas aproximações, os efeitos de saturação são desprezados, e o torque eletromagnético instantâneo por fase pode ser obtido mais facilmente, conforme a equação (16),

$$T_f(\theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (16)$$

2) Torque médio: Realizando a integração da equação (15), obtém-se a relação do torque médio através da equação (17),

$$T_m = \frac{1}{T} \int_0^T T_{inst} dt \quad (17)$$

3) Ondulação de torque: É definida como a diferença entre o máximo e mínimo torque instantâneo e, geralmente, vem expressa em forma de percentagem do torque médio. A ondulação de torque pode ser expressa através da equação (18),

$$\Delta T = \frac{T_{inst}(max) - T_{inst}(min)}{T_m} \times 100\% \quad (18)$$

4) Ondulação de torque adotada: No presente trabalho, foi adotada uma definição diferenciada para a ondulação de torque devido ao fato do menor valor de torque não estar situado na região denominada de depressão de torque, mais sim numa região de vale. Desta forma, para a análise da forma de onda simulada, considerou-se que a ondulação de torque como definida pela equação (19):

$$\Delta T_{ad} = T_{inst}(max) - T_{inst}(min) \quad (19)$$

5) Equação de torque e o momento de inércia: a relação entre o torque e o momento de inércia do motor é apresentada na equação (20). Desta relação, considerando o momento de inércia constante determina-se a relação entre a aceleração do rotor e a ondulação de torque, conforme a equação (21):

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega}{dt} \quad (20)$$

$$T_e - T_l = J \cdot a \quad (21)$$

6) Equação da fcm: a equação da fcm está em função da velocidade e da corrente, por isso quando o motor opera sob altas velocidades e condições nominais seu valor aumenta demasiadamente.

$$f_{cm} = \omega i \frac{dL}{d\theta} \quad (22)$$

APÊNDICE D - *INSTRUMENTOS UTILIZADOS*

Para a implementação da bancada de testes e realização dos ensaios de vibração foi necessária à utilização de equipamentos específicos, que foram relacionados abaixo:

- Medidor analógico de torque e velocidade / Teldix / modelo: M613".12-100;
- Transdutor de torque / célula de carga / Teldix / capacidade 100 N.cm de fundo de escala;
- Amplificador e Condicionador de sinal do Acelerômetro / Brüel & Kjaer / Charge Amplifier / type: 2635;
- Medidor de vibração / Brüel & Kjaer / Accelerometer / type: 4374 / sensibility: 0,16 pC/ m/s²;
- Dynamic Signal Analyzer / HP / modelo: 35670A / 2 canais;
- Osciloscópio / Tektronix / modelo: TDS 420A / 4 canais;
- Ponta de corrente de efeito Hall Tektronix AC / DC modelo: A622;
- Isolador de canais / Agilent / Differential Probe / modelo: N2772A;
- Fonte Tectrol 300 VDC / 5 A / modelo: 300-05;
- Multímetro / Fabricante Fluke / modelo 189 / True rms.

APÊNDICE E – SUB-ROTINA DE INTERRUPÇÃO POR CAPTURA DE BORDAS

```

void interrupt c_int4()          //interrp.captura
{
    if (*PIVR == 0x0033) {      //0x0033 ident. o vetor interrpt. do cap1(posição)
        //EVAIFRC = *EVAIFRC & 0x0001; //EVAIFRC => capture 1, 0x0001 p/ setar bit interrpt.
        //cap1
        flag_marco_zero = 1;
    }

    if (*PIVR == 0x0034) {      //0x0034 ident. o vetor interrpt. do cap2(velocidade)
        *EVAIFRC = *EVAIFRC & 0x0002; //0x0002 p/ setar bit interrpt.cap2

        capture_isr(1);
    }
}

void capture_isr(int capture)
{
    int n;
    int delta_count;

    count_velocity = *T2CNT;     //contador do nº interrupt.5kHz que ocorrem entre bordas
    *T2CNT = *T2CNT & 0x0000;    //zera contador
    Update_Velocity = 1;        //flag Update_Velocity=1, atualiza velocidade

    if (flag_marco_zero){       //passou pelo furo do sensor optico?

        if (teta_on == cont_bordas){//se teta_on disparou, começa contagem teta_c
            flag_cont_teta_c = 1;
        }

        cont_bordas = cont_bordas + 1;//incrementa contagem bordas

        if (teta_on > 62){        //testar teta_on qdo negativo
            argumento = (72 + teta_on);
        }
        else{
            argumento = 75;
        }

        if (cont_bordas < argumento){ //tentar fazer controle pulso a pulso

            if (flag_cont_teta_c){//começou contagem pulsos em teta_c?

                cont_teta_c = cont_teta_c + 1; //incrementa contagem bordas

                if(cont_teta_c < 36){

                    if (teta_c == 18){//Prim. perfil chaveamento(teta_c=90°)

                        if (cont_teta_c == 1){
                            switch_gates_VI(&SRM);
                        }
                        if (cont_teta_c == 8){
                            switch_gates_VIII(&SRM);
                        }
                        if (cont_teta_c == 19){
                            switch_gates_XI(&SRM);
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

```

        if (cont_teta_c == 26){
            switch_gates_VII(&SRM);
        }
    }

    if (teta_c < 18){//Seg. perfil chaveamento(teta_c < 90°)

        //
        //
        //
        //
        //
        //
        if ((cont_teta_c == 1)|| (cont_teta_c == (teta_c + 1))) {
            switch_gates_I(&SRM);
        }
        if ((cont_teta_c == 19)|| (cont_teta_c == teta_c + 19)) {
            switch_gates_II(&SRM);
        }
    }

    if (teta_c == 20){//Terc.perfil(sobreposição-teta_c >90°)

        if (cont_teta_c == 1){
            switch_gates_XII(&SRM);
        }
        if (cont_teta_c == 3){
            switch_gates_XIII(&SRM);
        }
        if (cont_teta_c == 5){
            switch_gates_VIII(&SRM);
        }
        if (cont_teta_c == 19){
            switch_gates_I(&SRM);
        }
        if (cont_teta_c == 21){
            switch_gates_IV(&SRM);
        }
        if (cont_teta_c == 23){
            switch_gates_VII(&SRM);
        }
    }

    }

    else{
        cont_teta_c = 0;
        cont_bordas = 0;
    }
}

}

```