ESCOLA POLITÉCNICA DA
UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

DANIEL AUGUSTO PRUDENTE CORRÊA

Metodologia para a Redução da Vibração e da
Ondulação de Torque de um Motor de Relutância Chaveado Especial a
partir do uso de Simulações Multifísicas e de Algoritmos Genéticos

São Paulo
2018

DANIEL AUGUSTO PRUDENTE CORRÊA

Metodologia para a Redução da Vibração e da
Ondulação de Torque de um Motor de Relutância Chaveado Especial a
partir do uso de Simulações Multifísicas e de Algoritmos Genéticos

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Doutor em Ciências

São Paulo
2018

DANIEL AUGUSTO PRUDENTE CORRÊA

Metodologia para a Redução da Vibração e da
Ondulação de Torque de um Motor de Relutância Chaveado Especial a
partir do uso de Simulações Multifísicas e de Algoritmos Genéticos

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título
de Doutor em Ciências

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Professor Doutor Sílvio Ikuyo Nabeta

São Paulo
2018

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

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Prudente Corrêa, Daniel Augusto

Metodologia para a Redução da Vibração e da Ondulação de Torque de um Motor de Relutância Chaveado Especial a partir do uso de Simulações Multifísicas e de Algoritmos Genéticos / D. A. Prudente Corrêa -- versão corr.

- São Paulo, 2018.

201 p.

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

1.Simulações Multifísicas 2.Motor de Relutância Chaveado 3.Otimização 4.Vibração 5.Algoritmos Genéticos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

DEDICATÓRIA

Aos meus avôs maternos Waldemar e Thereza.
Aos meus avôs paternos Mércio e Dinorhá.
Aos meus pais Sônia e Mércio.
À minha esposa Lílian e ao meu filho Lucas.

AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, por tudo que Ele sempre me concedeu.

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

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

Ao Prof. Dr. Fábio Henrique Pereira, pelos esclarecimentos em relação aos Algoritmos Genéticos.

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

Ao Engenheiro e amigo Wanderlei Marinho da Silva, por acreditar na minha capacidade, abrindo meus horizontes em relação aos estudos na pós-graduação.

Ao Engenheiro e amigo Jorge Alberto da Silva, pelos esclarecimentos e apoio concedido nas simulações computacionais de elementos finitos.

Ao Engenheiro e amigo André Tosin, pelos auxílios em relação à língua Inglesa.

Ao Engenheiro e amigo Carlos Shiniti Muranaka, pelos esclarecimentos nos tópicos de Eletromagnetismo e pelos encorajamentos.

Ao Engenheiro e amigo Carlos Cesar Kodama, pelos auxílios concedidos nas simulações computacionais de vibração.

Aos amigos do Centro Tecnológico da Marinha 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.

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

(Autor desconhecido)

RESUMO

A finalidade inicial deste estudo foi desenvolver um modelo computacional multifísico de um acionamento eletrônico, composto por um motor de relutância 4/2 bifásico, um conversor eletrônico de potência, um controlador, os componentes mecânicos estruturais do motor e os acoplamentos entre os diferentes domínios físicos. Para a implementação do modelo proposto, foram utilizados recursos de simulações numéricas e acopladas do MEF (Método dos Elementos Finitos) em uma plataforma de simulação multifísica, de modo a realizar acoplamento entre três áreas do conhecimento: circuitos elétricos, campos eletromagnéticos e componentes mecânicos estruturais e de vibração. Uma vez desenvolvido o modelo multifísico, este foi associado a um procedimento de otimização dos ângulos de disparo que utiliza um modelo de algoritmos genéticos e, como um conjunto, estes foram aplicados na redução da vibração e da ondulação de torque do motor de relutância chaveado, resultando em uma nova metodologia para a abordagem desses problemas. De modo a comprovar os resultados obtidos nas simulações, foram realizados diversos ensaios experimentais para a validação de cada etapa do desenvolvimento, tais como levantamento das formas de onda de tensão e correntes, ensaios de vibração, etc. Os modelos desenvolvidos foram testados em função de modificações realizadas tanto nos parâmetros de controle do acionamento, como também em função de modificações mecânicas estruturais na geometria do rotor.

Palavras-chave: Motor de Relutância Chaveado (MRC). Simulações Multifísicas. MEF. Ondulação de Torque. Vibração. Metodologia.

ABSTRACT

The initial purpose of this study was developing a multi-physical computational model of a power electronic motor drive, composed to a 2-Phase Switched Reluctance Motor (SRM) 4/2, a power electronic converter, a controller, motor mechanical and structural components and the coupling among different physical domains. For implementing of the proposed model, it was used FEM (Finite Element Method) coupled and numerical simulations resources in a multi-physic simulation platform, in order to accomplish the coupling among the three areas of knowledge: electrical circuits, electromagnetic fields and structural and mechanics components and vibration. Once finished the multi-physical model, it was associated with a optimization procedure of firing angles which uses genetic algorithm model and, as a whole, it was applied on the SRM vibration and torque ripple reduction, resulting in a new methodology to approaching these problems. In order to prove obtained simulation results, it was carried out several experimental tests to validate each development stage, such as the voltage and currents wave forms mapping, vibration tests, etc. The developed models were tested as much function of drive control parameters as the rotor geometry mechanical and structural modifications.

Keywords: Switched Reluctance Motor (SRM). Multi-physics Simulations. FEM. Torque Ripple. Vibration. Methodology.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 – Perfil de Torque Estático vs. Posição angular do rotor: dados obtidos experimentalmente com o MRC 4/2 [1].....	31
---	----

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 – Modelo global do acionamento proposto, seus acoplamentos e as principais variáveis de entrada e saída.....	59
Figura 2.2 – Estrutura Simplificada e Sentido de Rotação do MRC 4/2 [1].....	60
Figura 2.3 – Estrutura detalhada do rotor do MRC 4/2 [1].....	60
Figura 2.4 – Geometria dos Rotores: (a) Antes da Otimização (rotor de referência) (b) Depois da Otimização (rotor otimizado) [1].....	61
Figura 2.5 – Fotos dos protótipos dos rotores e do estator fabricados [1].....	62
Figura 2.6 – Estrutura Completa do Conversor Eletrônico de Potência [1].....	63
Figura 2.7 – Curvas para a operação na estratégia de comutação de PU [1].....	65
Figura 2.8 – Curvas para a operação na estratégia de comutação de CTN [1]...	66
Figura 2.9 – Circuito equivalente de uma fase da máquina de relutância [47]....	70
Figura 2.10 – Modelo de IGBT utilizado [49].....	72
Figura 2.11 – Curvas de Magnetização ou Característica de Fluxo Concatenado vs. Corrente de Fase do Motor, obtidas pelo Método dos Elementos Finitos 2D [47].....	76
Figura 2.12 – Malha de elementos finitos estrutural com os carregamentos [48]	79
Figura 2.13 – Ponto de aplicação da força [48].....	80

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema global e dos modelos multifísicos abordados neste estudo.....	86
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do sistema global, dos modelos multifísicos e seus acoplamentos e variáveis envolvidas.....	95
Figura 3.3 – Detalhes do projeto geométrico do rotor de referência e suas dimensões em milímetros [62].....	97
Figura 3.4 – Projeto geométrico 2D completo do MRC 4/2 com rotor de referência e principais componentes considerados nas simulações: estator, enrolamentos, isoladores, eixo, carcaça e suas respectivas dimensões em milímetros [62].....	98
Figura 3.5 – Detalhes do projeto geométrico do rotor otimizado e suas	99

dimensões em milímetros [62].....	
Figura 3.6 – Projeto geométrico 2D completo do MRC 4/2 com rotor otimizado e principais componentes considerados nas simulações: estator, enrolamentos, isoladores, eixo, carcaça e suas respectivas dimensões em milímetros [62].....	100
Figura 3.7 – Modelo eletromagnético 3D do MRC 4/2 desenvolvido com o programa Maxwell, com rotor de referência.....	101
Figura 3.8 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado com o programa Maxwell, com rotor de referência.....	102
Figura 3.9 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado com o programa Maxwell, com o rotor otimizado.....	102
Figura 3.10 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com o rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Maxwell e detalhe da região do entreferro.....	105
Figura 3.11 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Emag e detalhe da região do entreferro.....	105
Figura 3.12 – Característica BH dos materiais magnéticos utilizados no modelo eletromagnético do MRC 4/2 simulado.....	106
Figura 3.13 (a) e (b) – Planos de fundo associado ao modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: (a) região retangular com maior número de elementos de malha e (b) região com 12 lados e menor número de elementos de malha.....	107
Figura 3.14 – Resultado de Simulação Magnetostática Paramétricas do MRC 4/2: Perfil de Torque Estático vs. Posição Angular do Rotor obtido com o programa Emag, com o rotor de referência.....	109
Figura 3.15 – Distribuição das linhas de fluxo magnético no interior do modelo eletromagnético do MRC 4/2, utilizando o rotor de referência: posição de alinhamento entre rotor e estator.....	110
Figura 3.16 – Distribuição das linhas de fluxo magnético no interior do modelo eletromagnético do MRC 4/2, utilizando o rotor de referência: posição de 45 ° entre rotor e estator.....	110
Figura 3.17 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado, com rotor de referência e detalhes da construção da banda de movimento na cor rosa.....	111

Figura 3.18 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Maxwell com redução do número de elementos de malha.....	113
Figura 3.19 – Modelo de Circuitos Elétricos do Conversor Eletrônico de Potência com todos os elementos de circuito: inversor na configuração de meia ponte assimétrica, filtro capacitivo, fonte de alimentação C.C. do barramento e a impedância das cabeças de bobinas.....	115
Figura 3.20 – Modelo axissimétrico de cabeças de bobina implementado.....	116
Figura 3.21 – Linhas de fluxo magnético obtidas na região da cabeça de bobina.....	117
Figura 3.22 – Estratégia de Controle de PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_C = 90^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.....	118
Figura 3.23 – Estratégia de Controle de PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_C = 100^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.....	119
Figura 3.24 – Estratégia de Controle de CTN ($\theta_{on} = -45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, e $\theta_3 = 70^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.....	120
Figura 3.25 – Cossimulação Transitória entre os modelos: eletromagnético do MRC 4/2, do conversor eletrônico de potência e do controlador implementados.....	121
Figura 3.26 – Blocos A e B: sistema de acoplamento multifísico.....	122
Figura 3.27 – Forças e Conjugados nos polos do Rotor e Estator no domínio da frequência.....	123
Figura 3.28 – Malha de elementos finitos utilizada para o modelo mecânico estrutural e de vibração.....	125
Figura 3.29 – Interface do programa Harmonic Response e o modelo mecânico do MRC 4/2 com os pontos de aplicação do acelerômetro na carcaça do motor [58].....	126

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 – Representação binária de um Cromossomo.....	134
Figura 4.2 – Ilustração do Cruzamento e da Mutação [77].....	134
Figura 4.3 – Conjunto Experimental de dados obtidos da ordenação <i>red-black</i> : Dados completos (●), Teste do subconjunto 1 (□) e Teste do subconjunto 2 (○).....	139
Figura 4.4 – Configuração da Rede Neural.....	140

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da Rede Neural <i>Bootstrap</i> Treinada aplicada junto ao Método dos Algoritmos Genéticos para a avaliação das soluções de (Θ_{on} e Θ_c).....	141
Figura 4.6 – Procedimento de otimização aplicado para obtenção dos ângulos de comutação (Θ_{on} e Θ_c) e as três etapas envolvidas: 1ª etapa – Pré-seleção de (Θ_{on} e Θ_c) pelo modelo Multifísico de Cossimulação, 2ª etapa - Ensaios experimentais de Vibração e 3ª etapa – Aplicação do Método de Otimização de Algoritmos Genéticos.....	142
Figura 4.7 – Diagrama de blocos do Modelo de Regressão Não Linear aplicado junto ao Método dos Algoritmos Genéticos para a avaliação das soluções de (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3).....	144
Figura 4.8 – Procedimento de Otimização aplicado para obtenção dos ângulos de comutação (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) e as 3 etapas envolvidas: 1ª etapa – Pré-seleção de (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) pelo modelo multifísico de Cossimulação, 2ª etapa - Ensaios experimentais de Vibração e 3ª etapa – Aplicação do Método de Otimização de Algoritmos Genéticos.....	145
Figura 4.9 – Metodologia para Redução da Vibração e da Ondulação de Torque do MRC 4/2, utilizando a estratégia de PUSCF.....	148
Figura 4.10 – Metodologia para Redução da Ondulação de Torque do MRC 4/2, utilizando a estratégia de CTN.....	149

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 – Perfil de Torque vs. Posição angular do rotor obtido com o rotor de referência (enrolamento da fase A): Comparação entre o Torque Estático Simulado (Maxwell / Emag) e Torque Estático Medido.....	152
Figura 5.2 – Perfil de Torque vs. Posicao angular do rotor obtido com o rotor otimizado (enrolamento da fase B): Comparação entre o Torque Estático Simulado (Maxwell) e Torque Estático Medido.....	152
Figura 5.3 – Circuito do Conversor Eletrônico de Potência utilizado para validação do Modelo do implementado no programa <i>Simplorer</i>	154
Figura 5.4 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	155
Figura 5.5 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de	156

controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	
Figura 5.6 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$, e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	157
Figura 5.7 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	159
Figura 5.8 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	160
Figura 5.9 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	161
Figura 5.10 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos...	162
Figura 5.11 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	163
Figura 5.12 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.....	164
Figura 5.13 – Pontos de monitoração de vibração no Modelo Mecânico Estrutural do MRC 4/2 no domínio da frequência, utilizando o rotor de referência.....	165
Figura 5.14 – Resultado de vibração tangencial simulado sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$), verde: PUSCF	166

($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e azul: CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	
Figura 5.15 – Resultado de vibração radial simulado sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), verde: PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e azul: CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	167
Figura 5.16 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$), azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$).....	168
Figura 5.17 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$), azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	169
Figura 5.18 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$), azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	169
Figura 5.19 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$), azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$) e preto tracejado: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	170
Figura 5.20 – Resultado de vibração tangencial simulado, com rotor otimizado, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$) e verde: PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).	171
Figura 5.21 – Resultado de vibração radial simulado, com rotor otimizado, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$) e verde: PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).....	171
Figura 5.22 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$).	172
Figura 5.23 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor	173

otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	
Figura 5.24 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$); azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	174
Figura 5.25 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$) e preto tracejado: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).....	175
Figura 5.26 – Perfil de torque e seu valor médio obtido na Cossimulação Transitória com rotor otimizado e estratégia de comutação de PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c=90^\circ$).....	176
Figura 5.27– Saída do Minitab: comparação <i>pairwise</i> do teste de <i>Tukey</i>	178
Figura 5.28 – Resultado de vibração radial simulado sob duas estratégias de controle e parâmetros de configuração: PU ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on}= -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).....	179
Figura 5.29 – Resultado de vibração tangencial simulado sob duas estratégias de controle e parâmetros de configuração: PU ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on}= -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).....	180
Figura 5.30 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$); azul: operação sob a estratégia de comutação de PU.....	181
Figura 5.31 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$); azul: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF ($\Theta_{on}= -55^\circ$ and $\Theta_c = 100^\circ$).....	182
Figura 5.32 – Perfil de torque e seu valor médio obtido na Cossimulação Transitória com rotor de referência e estratégia de comutação de CTN ($\Theta_{on}= -55^\circ$, $\Theta_1= 90^\circ$, $\Theta_2= 20^\circ$ e $\Theta_3= 70^\circ$).....	183

Figura 5.33 – Sinal de Torque em função do tempo, com o rotor de referência e estratégia de comutação CTN, sob diversas configurações de ângulos.....	185
Figura 5.34 – Sinal de Aceleração em função da frequência, com o rotor de referência e estratégia de comutação CTN, sob diversas configurações de ângulos.....	186

CAPÍTULO 6

Figura 6.1 – Diagrama esquemático da montagem implementada para o ensaio de vibração [1].....	188
Figura 6.2 – Bancada de testes para o ensaio de vibração [1].....	189
Figura 6.3 – Bancada de ensaios de vibração do MRC 4/2 [1].....	189
Figura 6.4 – Acelerômetro piezo-elétrico [1].....	189

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 –	Dados de placa do MRC 4/2 – bifásico [1].....	60
Tabela 2.2 –	Características geométricas do MRC 4/2 [1].....	60
Tabela 2.3 –	Tabela da verdade com os estados de comutação das chaves do inversor para a fase A do MRC 4/2.....	71
Tabela 2.4 –	Tensão nos terminais dos enrolamentos de fase do motor.....	73
Tabela 3.1 –	Propriedades mecânicas dos componentes do modelo mecânico estrutural [65].....	124
Tabela 4.1 –	Conjunto de dados experimentais originais.....	138
Tabela 4.2 –	Parâmetros da otimização de algoritmos genéticos.....	144
Tabela 5.1 –	Dados experimentais vs. Predição ANN.....	177
Tabela 5.2 –	Melhores valores da Otimização de AG.....	178
Tabela 5.3 –	Resultados do ajuste do modelo de Regressão Não Linear.....	184

LISTA DE SÍMBOLOS

C.C.	corrente contínua
C.A.	corrente alternada
θ_c	ângulo de condução [°]
θ_{on}	ângulo de início de condução (ligamento) [°]
θ_{off}	ângulo de fim de condução (desligamento) [°]
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]
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]
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 polos do rotor e do estator [Wb]
ψ_F	fluxo concatenado na região onde termina a sobreposição entre os polos do rotor e do estator [Wb]
N	número de fases do motor
N_e	número de polos do estator
N_r	número de polos do rotor
W_c	variação da co-energia [Wb.A]

D	diâmetro do rotor [m]
γ_0	comprimento do arco do polo do estator [m]
α_0	comprimento do arco do polo 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 polo do rotor com entreferro assimétrico [m]
Δd	variação de deslocamento [m]
a	aceleração [m/s ²]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	24
1.1	OBJETIVOS.....	24
1.2	MOTIVAÇÃO.....	25
1.3	A ORIGEM DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE.....	28
1.3.1	Vibração.....	28
1.3.2	Ondulação de Torque.....	30
1.4	PANORAMA DAS SIMULAÇÕES MULTIFÍSICAS NO BRASIL.	32
1.5	ESTADO DA ARTE.....	33
1.6	CONTRIBUIÇÕES DO ESTUDO.....	52
2	DESENVOLVIMENTO DO MODELO MATEMÁTICO.....	58
2.1.	INTRODUÇÃO.....	58
2.2.	MODELO GLOBAL.....	59
2.2.1	Considerações sobre o motor.....	59
2.2.2	Considerações sobre o conversor eletrônico de potência.....	62
2.2.3	Estratégias de comutação das chaves do inversor.....	64
2.3	MODELO MATEMÁTICO.....	66
2.3.1	Modelo do MRC 4/2 e da carga acoplada ao eixo do motor.....	67
2.3.1.1	Modelo eletromagnético para uma máquina de relutância de n fases..	67
2.3.1.2	Considerações sobre as indutâncias mútuas.....	68
2.3.1.3	Modelo eletromagnético para uma máquina de relutância de 2 fases	69
2.3.1.4	Modelo por fase do circuito equivalente de uma máquina de relutância.....	70
2.3.1.5	Modelo da carga acoplada ao eixo do motor.....	71
2.3.2	Modelo do conversor eletrônico de potência e do controlador.....	71
2.3.3	Modelos dos acoplamentos.....	74
2.3.3.1	Classificação.....	74
2.3.3.2	Acoplamentos entre circuitos elétricos, campo eletromagnéticos e componentes mecânicos estruturais e de vibração.....	76
2.3.4	Modelo mecânico estrutural e de vibração.....	80
2.3.4.1	Cálculo da resposta natural e forçada.....	81
2.3.4.1.1	Resposta natural.....	81
2.3.4.1.2	Resposta forçada.....	83

3	DESENVOLVIMENTO DO MODELO MULTIFÍSICO.....	84
3.1	INTRODUÇÃO.....	84
3.2	SIMULAÇÕES MULTIFÍSICAS E ACOPLADAS DO MEF.....	85
3.2.1	Definição.....	85
3.2.2	Aplicações.....	85
3.2.3	O caso do acionamento do MRC 4/2.....	86
3.2.4	Programas e Plataformas de Simulação.....	87
3.2.5	Simulações Acopladas do MEF.....	94
3.3	O MODELO MULTIFÍSICO DESENVOLVIDO.....	95
3.3.1	Modelo Eletromagnético do MRC 4/2.....	96
3.3.1.1	Geometria.....	96
3.3.1.2	Simulação 2D vs. 3D.....	100
3.3.1.3	A malha de elementos finitos.....	103
3.3.1.4	Propriedades magnéticas dos materiais utilizados.....	106
3.3.1.5	Condições de contorno e plano de fundo.....	106
3.3.1.6	Simulações magnetostáticas paramétricas.....	108
3.3.1.7	Simulações transitórias.....	111
3.3.2.	Modelos de Circuitos Elétricos do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador.....	113
3.3.2.1.	Conversor Eletrônico de Potência.....	114
3.3.2.1.1	O efeito das cabeças de bobina.....	115
3.3.2.2.	Controlador.....	117
3.3.3.	Cossimulação Transitória.....	120
3.3.4.	Modelo Mecânico Estrutural e de Vibração.....	122
4	PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO E METODOLOGIA PARA REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE DO MRC 4/2.....	127
4.1.	INTRODUÇÃO.....	127
4.2.	MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO.....	128
4.2.1.	Classificação	128
4.2.2.	Aplicação em máquinas elétricas.....	129
4.2.3.	Critérios para a escolha do método.....	130
4.2.4.	O método dos Algoritmos Genéticos (AG).....	132
4.2.4.1	A população e sua representação.....	133

4.2.4.2	Operadores genéticos.....	134
4.2.5.	A Rede Neural Artificial (RNA).....	135
4.2.6.	O Método <i>Bootstrap</i>	136
4.3.	CONTRIBUIÇÕES DO MODELO MULTIFÍSICO AO PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO.....	137
4.4	PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO (θ_{on} e θ_c) DA ESTRATÉGIA PUSCF, APLICADO AO ROTOR OTIMIZADO.....	137
4.5	PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO (θ_1 , θ_2 e θ_3) DA ESTRATÉGIA CTN, APLICADO AO ROTOR DE REFERÊNCIA.....	142
4.6	METODOLOGIAS PARA REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE.....	146
5	RESULTADOS, VALIDAÇÃO DO MODELO MULTIFÍSICO E DAS METODOLOGIAS PROPOSTAS	150
5.1	INTRODUÇÃO.....	150
5.2	VALIDAÇÃO DO MODELO MULTIFÍSICO.....	151
5.3	RESULTADO DAS OTIMIZAÇÕES	175
5.3.1	Resultados da otimização dos ângulos de comutação (θ_{on} e θ_c) da Estratégia PUSCF aplicada ao rotor otimizado.....	175
5.3.2	Resultados da otimização dos ângulos de comutação (θ_1 , θ_2 e θ_3) da estratégia CTN aplicada ao rotor de referência	182
6	PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E BANCADA DE TESTES.....	187
6.1	INTRODUÇÃO.....	187
6.2	PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E BANCADA DE TESTES.....	187
	CONCLUSÕES.....	190
	TRABALHOS FUTUROS.....	192
	ARTIGOS E PUBLICAÇÕES.....	194
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	195

Capítulo 1 – *INTRODUÇÃO*

1.1. OBJETIVOS

O objetivo principal desta tese é dar prosseguimento aos estudos de minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o acionamento do Motor de Relutância Chaveado 4/2, que foram iniciados num trabalho preliminar de mestrado [1]. Neste trabalho inicial, foi implementada uma plataforma digital onde os parâmetros de controle do conversor eletrônico de potência eram flexíveis e podiam ser alterados de modo a investigar os fenômenos da vibração e da ondulação de torque. Utilizando-se dessa plataforma, os melhores valores dos ângulos de comutação, que resultavam em baixos níveis de vibração, eram selecionados através da realização de diversos procedimentos experimentais de tentativa e erro. Esses procedimentos eram repetitivos e exaustivos e costumavam perdurar por dias na busca de dados confiáveis. Ao contrário do que foi praticado anteriormente, esta tese propõe, como objetivo primário, a implementação de uma metodologia baseada no uso das simulações multifísicas e algoritmos genéticos, de modo a facilitar a obtenção dos ângulos de comutação, buscando a minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o MRC 4/2, a manutenção do torque médio, além da redução do número de ensaios experimentais e de protótipos fabricados, minimizando, inclusive, o tempo de execução do procedimento. Para implementar esta metodologia, foram estabelecidos objetivos secundários que são apresentados a seguir:

- I) Elaborar uma revisão bibliográfica dos principais trabalhos que abordem o tema da redução de vibração e da ondulação em máquinas elétricas a partir da utilização da modelagem multifísica;
- II) Desenvolver um modelo computacional multifísico para o acionamento do MRC 4/2, que fosse sensível a diferentes estratégias de comutação, estabelecendo um compromisso entre precisão, tempo computacional e recursos disponíveis. De modo a facilitar a implementação do modelo multifísico global, este foi dividido em três blocos: o modelo de circuitos elétricos do conversor eletrônico de potência e do controlador, o modelo eletromagnético da máquinas de relutância e o modelo mecânico estrutural e de vibração do motor;

- III) Validar o modelo multifísico global proposto, estágio por estágio, através da comparação entre os valores simulados e os dados experimentais obtidos; e
- IV) Implementar uma estratégia de otimização dos ângulos de comutação, baseada em algoritmos genéticos, de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque sobre o MRC 4/2, reduzindo o tempo de execução do procedimento.

1.2. MOTIVAÇÃO

No cenário mundial, dois tipos de máquinas elétricas vêm merecendo atenção especial, tanto da indústria, quanto da academia, em virtude das possibilidades de aplicação: motores síncronos de ímãs permanentes (MSIPs) e motores de relutância de alimentação chaveada (MRCs) [2-4]. As máquinas síncronas de ímãs permanentes possuem características de alta eficiência, faixa ampla e controle preciso de velocidade, baixa pulsação de torque, e alta densidade de potência, sendo, desta forma, utilizadas em inúmeras aplicações, tanto em baixa, como em alta potência, que vão desde braços robóticos até geradores de energia eólicos. Outra vantagem associada às máquinas síncronas é a excitação do circuito de campo, que é realizada por ímãs localizados nas superfícies dos pólos do rotor, não havendo a necessidade de enrolamentos no rotor, anéis coletores ou escovas. Os motores de relutância de alimentação chaveada também possuem características similares às máquinas síncronas, tais como: alta eficiência, ampla faixa e controle preciso de velocidade, alta densidade de potência; além de possuir uma maior robustez e a capacidade de trabalhar sob condições de falta, sendo também utilizados em inúmeras aplicações, principalmente em ambientes agressivos (por exemplo: altas temperaturas) ou em aplicações onde se necessite de alta confiabilidade. Isso se deve ao fato de possuírem um rotor laminado, livre de enrolamentos do circuito de campo e ímãs permanentes, além de possuírem a capacidade de operar sob condições de falhas no inversor, ainda que apresentando desempenho inferior ao projetado. Atualmente, as máquinas de relutância vêm sendo utilizadas somente em aplicações específicas, tais como: indústrias de ferramentas (compressores, ventiladores, bombas, etc.), equipamentos embarcados em aeronaves (sistema hidráulico, etc.) e automóveis (motor de propulsão elétrico, bomba de combustível, etc.). Como desvantagens, os motores de relutância apresentam uma maior vibração, ondulação de torque e ruído acústico, quando

comparados às máquinas síncronas, isto se deve, principalmente, às suas características construtivas de duplos polos salientes e da alimentação chaveada imposta pelo conversor eletrônico [5-6], limitando a sua utilização.

No desenvolvimento das máquinas de relutância, o estudo e a minimização da vibração e da ondulação de torque são considerados problemas complexos de serem abordados, basicamente devido aos seguintes fatores:

- I) As variáveis de controle do acionamento, tais como, corrente, torque, etc., apresentam características não lineares e dependem em larga escala das condições de carga e da posição angular relativa do rotor em relação ao estator, dificultando em demasia qualquer algoritmo aplicado para sua redução;
- II) A minimização da vibração e da ondulação de torque pode implicar na redução indesejável de outros parâmetros, tais como, torque médio, torque de partida, potência de saída, eficiência [7];
- III) O próprio estudo da vibração em máquinas elétricas exige todo um aparato experimental bastante elaborado, composto por um conjunto de equipamentos específicos e dispendiosos, que nem sempre estão disponíveis nos laboratórios, tais como, células de carga, condicionadores de sinais, sensores acelerômetros, analisadores de espectros, medidores de torque; e
- IV) Por último, porque os ensaios de vibração exigem a implementação de muitos protótipos, ensaios de repetibilidade, análise estatística dos resultados, e um tempo relativamente alto para a obtenção de resultados confiáveis.

Para contornar estes problemas, são propostos na literatura diversos procedimentos de otimização [8-9], modelagens e técnicas de simulação de modo que objetivos múltiplos possam coexistir numa mesma aplicação, minimizando o número de procedimentos experimentais.

Uma ênfase neste processo de desenvolvimento das máquinas de relutância e de outras aplicações foi possibilitada devido ao aumento no poder de processamento dos computadores e de novos pacotes de programas, na medida em que permitiram que pesquisadores e engenheiros acoplassem mais de um tipo de análise em suas simulações, rodando mais de um aplicativo simultaneamente (cossimulação) ou rodando os aplicativos em separado, combinando os resultados das simulações de modo a obter uma análise antecipada de determinada parte ou do sistema completo [10], [11]. Estas modalidades de simulações foram

denominadas de simulações multifísicas e permitem que os projetistas criem protótipos virtuais, que levam em consideração todos os carregamentos e forças atuantes na parte ou sistema ao mesmo tempo. Por exemplo, no caso de uma máquina elétrica rotativa, através de uma simulação multifísica, um projetista pode prever um determinado problema ou minimizar determinado efeito a partir da análise das características elétricas, eletromagnéticas, térmicas, mecânicas da máquina sob estudo [10], [11], [12]. Desta forma, projetistas podem simular um determinado modelo obtendo resultados mais realísticos, ao invés de, simplesmente, analisar resultados de simulação parciais, que levariam a conclusões incompletas ou mesmo errôneas, pela falta de dados oriundos de outras análises. Em relação às aplicações, observa-se uma infinidade de possibilidades para as simulações multifísicas, que vão desde o estudo de fenômenos isolados, como aplicações em sistemas complexos que envolvam a conversão de energia, tais como, sistemas de propulsão de carros e embarcações, sistemas de geração e distribuição de energia elétrica, sistema de armazenamento de energia proveniente das ondas marítimas, projeto de turbinas geradoras de energia, projeto de máquinas elétricas rotativas; na medicina, no desenvolvimento de novos modelos celulares, etc., [12-16]. Estas novas modalidades de simulações vêm sendo implementadas por muitas universidades, institutos de pesquisa e até mesmo por empresas da iniciativa privada que vêem na sua aplicação a possibilidade da redução do custo e minimização do tempo de desenvolvimento de seus equipamentos, na medida em que problemas de projeto são identificados logo na fase de concepção do protótipo [10].

Segundo Keyes *et al* [17], “Simulações que acoplam múltiplos fenômenos físicos são tão antigas quanto as próprias simulações”, desta forma, o conceito de simulações multifísicas não é inovador, mas merece uma investigação à luz das possibilidades de utilização de novas ferramentas computacionais. Neste contexto é que este trabalho se insere, na medida em que se pretende estudar a aplicação das simulações multifísicas e acopladas do MEF no desenvolvimento de modelos computacionais de um motor de relutância especial e seu conversor eletrônico de potência, enfocando o acoplamento multifísico entre as áreas de: circuitos elétricos, campos eletromagnéticos e componentes mecânicos estruturais e de vibração. O desenvolvimento desses modelos computacionais mais elaborados visa facilitar e viabilizar estudos de difícil execução, tais como a redução da vibração e da ondulação de torque, na medida em que se pode avaliar a qualidade de diversos parâmetros simultaneamente, além de evitar a implementação de um número

considerável de protótipos, reduzindo a quantidade de ensaios experimentais e o tempo de desenvolvimento.

1.3. A ORIGEM DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

1.3.1. Vibração

De acordo com [18] [19], a origem da vibração e do ruído acústico nas máquinas elétricas rotativas pode ser classificada em três tipos: eletromagnética, aerodinâmica e mecânica. As vibrações de origem eletromagnética estão relacionadas diretamente com o processo de conversão eletromecânica de energia. Já as vibrações de origem aerodinâmica e mecânica estão relacionadas com funções auxiliares no processo de transformação da energia. Onde se destacam como principais componentes: os rolamentos, os contatos deslizantes e os anéis comutadores, como componentes que causam vibrações mecânicas; e os ventiladores e dutos de ventilação como aqueles que causam vibrações de origem aerodinâmica.

Segundo [19], considerando o caso particular das máquinas de relutância, as características não uniformes dos materiais podem produzir desbalanceamentos mecânicos do rotor e uma distribuição não uniforme de fluxo magnético, que podem originar forças mecânicas e eletromagnéticas no rotor, resultando em vibração e ruído acústico. A topologia do conversor eletrônico de potência e a estratégia de controle também podem influenciar nas vibrações de origem mecânica e eletromagnética. As vibrações de origem eletromagnética são causadas principalmente pela comutação das forças tangenciais que são exercidas sobre os polos do rotor e do estator, durante o processo de geração do torque. Essas forças tangenciais referem-se à própria ondulação de torque do MRC que contribuem principalmente com vibrações no estator. Em relação às vibrações de origem eletromagnética, são citados: os efeitos das correntes de fase dos MRCs, que quando atravessam os enrolamentos interagem com o campo eletromagnético local, produzindo forças nos enrolamentos que podem excitar vibrações nos mesmos; e a forte atração magnética radial concentrada no entreferro, entre os polos do rotor e do estator, principalmente em máquinas de relutância com duplos polos salientes. Esta força de atração induz vibrações no estator. Em relação às vibrações de origem mecânica, são relatadas algumas de suas causas: as assimetrias de fabricação do

rotor e estator, em particular, as possíveis não uniformidades no entreferro, que podem excitar forças no rotor; e as vibrações produzidas pelos rolamentos que estão relacionadas às características construtivas dos mesmos, além de serem causadas por possíveis defeitos nos rolamentos e também pela instalação incorreta dos mesmos.

Em [20-22], são abordados os efeitos das tampas dos motores, o efeitos dos cabos de alimentação e os cuidados a serem tomados para a aquisição dos sinais nestes casos. Esses efeitos caracterizam-se por originar vibrações mecânicas ao estator.

Em [21], são apresentados diversos métodos para a medição de vibrações de motores. De modo geral, os testes experimentais podem ser realizados de duas formas: com o rotor travado (ensaio estático) ou em velocidade nominal. Nos ensaios estáticos, podem ser utilizados o martelo ou *shaker* para excitar as vibrações no motor, enquanto que, nos ensaios dinâmicos, a própria corrente de fase do motor é responsável por excitar as vibrações sobre o mesmo [23].

Em relação às medidas de vibração, em [20-22], os autores citam duas principais maneiras de investigação da vibração e ruído acústico: métodos realizados no domínio da frequência e no domínio do tempo. A análise no domínio do tempo pode revelar a conexão entre o ruído acústico, as vibrações no estator, perfil e a temporização da tensão e corrente aplicadas nos enrolamentos do motor, enquanto que o domínio da frequência pode ser utilizado para avaliar cada uma das componentes espectrais dominantes do ruído acústico e da vibração.

Conforme exposto nos parágrafos anteriores, existem muitas variáveis envolvidas com o processo de vibração dos MRCs tais como: a uniformidade dos materiais, empacotamento das lâminas, condições de montagem, topologia do conversor eletrônico de potência, estratégia de controle, ondulação de torque, ponto de operação, o efeito das tampas, o efeito dos cabos de alimentação, etc. [20]. Desta forma, torna-se muito complexo introduzir todas essas variáveis em modelos computacionais numéricos de um MRC. Muitos parâmetros devem ser avaliados considerando-se as variações de fabricação, além do mais, existem parâmetros que devem ser obtidos através de testes experimentais, por exemplo, o coeficiente de amortecimento [21].

Em função da complexidade do tema, foi adotado para este trabalho um modelo mecânico simplificado, onde não foram considerados os efeitos dos rolamentos, o efeito das tampas e cabos de alimentação, a não uniformidade dos

materiais, as tolerâncias mecânicas que originam os efeitos de descentralização do eixo, o coeficiente de amortecimento, etc. Em relação aos tipos de vibração apresentados, este trabalho aborda a vibração de origem magnética, uma vez que este estudo foi realizado sobre o acionamento do MRC 4/2, em condições nominais de operação em regime permanente (torque e velocidade), sendo que a fonte de excitação da vibração utilizada foi a corrente de fase do motor. Neste trabalho foram simuladas e implementadas algumas estratégias de comutação do inversor de modo a excitar menos vibração sobre MRC 4/2, desta forma a modelagem desenvolvida foi implementada de modo a ser, basicamente, sensível às estratégias de controle e aos efeitos magnéticos originados pelas mesmas.

1.3.2. Ondulação de torque

Conforme já mencionado anteriormente, a ondulação de torque, nos motores de relutância, é causada pela comutação das forças tangenciais que são exercidas sobre os polos do rotor e do estator, durante o processo de geração do torque. Essas forças tangenciais são influenciadas pelos seguintes fatores: características construtivas da máquina de relutância (tipo de material ferromagnético utilizado na fabricação do rotor e do estator, número de polos do rotor e do estator, número de fases e características geométricas dos polos), topologia do conversor eletrônico de potência, estratégia de controle da corrente de fase e das condições de operação de carga e velocidade (ponto ou faixa de trabalho) [1].

Do ponto de vista matemático, a ondulação de torque em máquinas de relutância foi apresentada em [5], onde a mesma é definida como a diferença entre o valor de máximo e mínimo do torque instantâneo, e vem expressa como percentagem do torque médio. Contudo, conforme abordado ainda em [5], o conceito de depressão de torque é mais amplo e adequado para a avaliação da ondulação de torque, uma vez que considera as áreas de sobreposição de fases, regiões geralmente utilizadas pela maioria das estratégias de controle que trabalham com ângulos de comutação. Desta forma, a depressão de torque pode ser definida como a diferença entre os valores máximos e mínimos da curva de torque instantâneo. Neste estudo, em função das estratégias de comutação utilizadas, foi adotado o conceito de depressão de torque para avaliar a ondulação de torque.

Na prática, a ondulação de torque pode ser obtida, basicamente, através de ensaios experimentais de torque estático ou dinâmico. Os ensaios de torque estático

são mais comuns, na medida em que são necessários menos equipamentos e o conjunto, motor e acionamento, não necessita estar operando, ou seja, o ensaio é realizado com o motor parado. No caso do MRC 4/2, foram realizados ensaios experimentais de torque estático, onde foi obtida a curva da Figura 1.1. Nesta curva, observam-se as duas regiões relatadas no parágrafo anterior, a região de sobreposição de fases e a região de depressão de torque.

Figura 1.1 – Perfil de Torque Estático vs. Posição angular do rotor: dados obtidos experimentalmente com o MRC 4/2 [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Os ensaios de torque dinâmico são conduzidos com motor e acionamento operando sob as condições de operação predefinidas. Neste caso, existe a necessidade da utilização de células de carga específicas para a monitoração do torque, que respondam a uma taxa algumas vezes superior a velocidade do motor, uma vez que a frequência da ondulação de torque é proporcional ao número de pólos do rotor / estator. Para o caso de motores de média ou alta velocidade, este tipo de ensaio acaba sendo impraticável devido ao fato dessas células não responderem adequadamente às frequências de operação. Independentemente do tipo de máquina estudado, o perfil de torque estático não representa

adequadamente o comportamento dinâmico das máquinas de relutância, mas pode ser utilizado como uma primeira abordagem [5]. Contudo, somente os ensaios dinâmicos de torque levam em consideração as características das estratégias de controle implementadas. Em função disso, foi utilizada neste trabalho a metodologia proposta em [1] para a obtenção dos dados de ondulação de torque para motores de média e alta velocidade. Essa metodologia caracteriza-se como sendo indireta, e baseia-se na utilização dos dados de vibração, obtidos no domínio da frequência, restringindo-se a componente fundamental da ondulação de torque, que se encontra, neste caso, na frequência de 400 Hz (quatro polos do estator). Mais adiante, no capítulo de resultados, os ensaios de vibração serão melhor pormenorizados.

1.4. PANORAMA DAS SIMULAÇÕES MULTIFÍSICAS NO BRASIL

No Brasil, encontram-se alguns grupos de pesquisa com trabalhos relacionados a simulações multifísicas. Os grupos atuantes incluem, além de trabalhos realizados em universidades, trabalhos basicamente na indústria automotiva / automobilística e empresas da iniciativa privada que prestam serviço de P&D (Pesquisa e Desenvolvimento), além de treinamentos em determinados pacotes comerciais em programas de simulação multifísica.

Na década de 90, a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) publicou alguns trabalhos que podem ser entendidos como o início das simulações multifísicas no Brasil, com trabalhos que mesclavam o uso do Método de Elementos Finitos acoplados a solução das equações de circuitos elétricos para modelar um acionamento de motor de relutância chaveado e investigar aspectos de vibração da máquina sob estudo [24], [25]. A partir de 2000, utilizando também o Método dos Elementos Finitos, dois grupos de pesquisa da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP), o Grupo de Eletromagnetismo (LMAG) e o Grupo de Máquinas e Acionamentos Elétricos (GMAC), buscando uma análise multiobjetiva de parâmetros eletromagnéticos e mecânicos, publicaram alguns trabalhos de destaque [7-9]. O trabalho publicado em 2010 [26] apresentou um método de análise de ruído acústico em um acionamento de motor de relutância chaveado, baseado em simulações multifísicas, incluindo o acoplamento entre circuitos e campos, assim como dinâmica estrutural e simulação de radiação acústica em máquinas elétricas rotativas. Este trabalho foi desenvolvido em parceria pelo Instituto de Máquinas

Elétricas da Universidade de Aachen, o Grupo de Máquinas e Acionamentos Elétricos (GMAC) da EPUSP e o Centro Tecnológico da Marinha em SP (CTMSP), sendo o pioneiro em âmbito nacional em utilizar a versão mais atualizada das simulações multifísicas, utilizando programas dedicados para esta análise, tais como o Simplorer.

Outros grupos de pesquisa que atualmente realizam trabalhos envolvendo simulações multifísicas incluem a Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ), a Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), a Universidade de São Paulo Escola de Engenharia de São Carlos, a Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) e a Universidade Federal de Pernambuco, entre outras.

Na iniciativa privada, destaca-se a empresa ESSS (*Engineering Simulation and Scientific Software*) criada em 1995, a partir do Laboratório de Simulação Numérica em Mecânica dos Fluidos e Transferência de Calor da UFSC. Atualmente a ESSS, presta serviço de P&D e treinamentos em pacotes comerciais de programas que incluem simulações multifísicas para diversas empresas e universidades. Além desta, em destaque, existe a estatal PETROBRAS, que realiza diversas pesquisas utilizando modelagem multifísica e a SAE (Society Automotive Engineers) entidade representativa do ramo automotivo/automobilístico, que desde o início de 2014, vem promovendo palestras e seminários sobre a importância das simulações multifísicas no desenvolvimento de projetos.

1.5. ESTADO DA ARTE

O tema da redução de vibração e da ondulação de torque em máquinas de relutância é muito abrangente e vêm sendo explorado há décadas por muitos pesquisadores através da utilização de diversas técnicas: nas primeiras abordagens eram considerados apenas aspectos construtivos (por exemplo: alterações no número de polos, número de fases, etc.), posteriormente surgiram as primeiras funções de compartilhamento de torque, que foram seguidas pelas técnicas de linearização de modelos, tabelas de características magnéticas, técnicas de sobreposição das correntes de fase, estratégias de comutação das correntes de fase, algoritmos para a estimação de parâmetros de controle, aplicações de controle em tempo real, controle PWM, redes neurais, lógicas *Fuzzy*, controle adaptativo, etc. Num trabalho preliminar de mestrado [1], o tema da redução da vibração e da ondulação de torque em MRCs foi largamente explorado. Desta forma, de modo a dar prosseguimento a este estudo e, ao mesmo tempo, limitar o escopo abordado

nesta tese, foram relacionados, neste item, os principais trabalhos que tratam do tema da redução de vibração e da ondulação em máquinas elétricas a partir da utilização da modelagem multifísica, uma vez que essa proposta assemelha-se melhor aos objetivos desta tese. Assim, neste tópico é apresentada apenas uma descrição dos trabalhos relacionados, onde foram evidenciados os programas e plataformas utilizados, os tipos de acoplamentos, as otimizações aplicadas, suas vantagens e desvantagens. Na seção seguinte (1.6), são apresentadas as contribuições realizadas por este estudo frente aos trabalhos relacionados nesta seção, além disso é realizada uma análise de valor sobre os demais trabalhos.

Em [2], Dos Santos, Anthonis, Naclerio, *et al*, desenvolveram um modelo multifísico de um MRC 8/6, tetrafásico, projetado para a tração de um automóvel, com o objetivo de analisar o comportamento vibroacústico do mesmo. O método proposto utilizava um modelo eletromagnético 2-D de elementos finitos do motor para simular as propriedades magnéticas da máquina, tais como, fluxo e torque. O modelo eletromagnético desenvolvido utilizava um tipo de acoplamento fraco e bidirecional entre sistema elétrico e magnético. Além do modelo eletromagnético, foi incorporado ao ambiente de simulação um conversor eletrônico de potência e um controlador realimentado, para o ajuste dos ângulos de comutação e de carga, de modo a simular as condições de operação do acionamento. Destas simulações, foram obtidas as forças magnéticas sobre o estator através de uma análise de elementos finitos e, uma vez calculadas, estas foram utilizadas como excitação na análise da resposta forçada do modelo estrutural do motor. Os níveis de potência sonora, ou radiação acústica do MRC, foram calculadas utilizando-se o método dos elementos de fronteira (BEM). Para todas as simulações realizadas, entre sistemas magnéticos, estruturais e acústicos, foram considerados acoplamentos fracos e unidirecionais, na medida em que, as mudanças inferidas no sistema “alvo” não foram significativas a ponto de afetar os parâmetros que as geraram. Os resultados de simulação do modelo foram comparados com resultados experimentais, onde verificou-se que as correntes de fase do modelo desenvolvido estavam em concordância com os valores obtidos experimentalmente, e os níveis simulados de potência sonora estavam compatíveis com os valores experimentais. Discrepâncias entre os valores simulados e medidos foram atribuídas, principalmente, ao fato de que a carcaça do motor não foi modelada como parte do modelo estrutural. Os autores apontaram como uma das principais vantagens do sistema proposto o fato de que, cada uma das etapas do sistema permitia a entrada ou modificações do

mesmo, tais como, mudança de geometria, tipo de material, estratégias de controle, fazendo com que todo o modelo desenvolvido funcionasse como uma ferramenta completa para a previsão do comportamento acústico da máquina, sendo particularmente útil em aplicações onde a emissão de ruído fosse relevante, como por exemplo, na indústria automobilística. Os autores fizeram ainda uma análise de valor sobre os ganhos do trabalho e relataram que, apesar dos ganhos advindos do modelo proposto, este ainda consome muito tempo computacional, especialmente no cálculo da densidade de força nos polos do estator.

Em [4], Torregrossa, Peyraut, Fahimi, *et al* propuseram um modelo numérico multifísico para o estudo da vibração e do ruído acústico em um motor síncrono de ímãs permanentes. Diversos ensaios experimentais permitiram a validação da modelagem proposta. Inicialmente, os autores realizaram uma revisão bibliográfica nos principais trabalhos da área, e em relação a estes trabalhos, propuseram um modelo de maior precisão, levando em consideração alguns aspectos que foram desconsiderados por Le Besnerais e outros autores [9], como por exemplo: o efeito das forças radiais que atuam no estator, os harmônicos de corrente, as forças individuais que atuam em cada polo do estator, modelagem mecânica 3-D, e a importância de modelar a estrutura completa. Para o desenvolvimento do modelo eletromagnético, foi utilizado o método dos elementos finitos através do programa FLUX 2-D. De modo a obter maior precisão nos resultados, foi especificada a curva de magnetização e o tipo de laminação do material utilizado (M800 - 65 A). Além disso, foram considerados os harmônicos de corrente, uma vez que estes poderiam alterar o espectro das forças radiais e tangenciais que atuam nos polos do estator. Utilizando-se ainda o modelo eletromagnético de elementos finitos, foram calculadas as forças radiais e tangenciais resultantes em cada polo do estator, considerando-se o arranjo de ocupação dos enrolamentos nas ranhuras do mesmo, tanto no domínio do tempo, quanto no domínio da frequência. Para a modelagem mecânica e estrutural, foram consideradas simulações 3-D pelo método dos elementos finitos, considerando-se todos os elementos auxiliares, tais como, tampas, dissipadores, carcaça, sistema de refrigeração, etc. Segundo os autores, estas considerações foram responsáveis pela obtenção de uma modelagem mais fidedigna com os dados experimentais e que poderão ser adotadas como procedimento de estudo em futuras análises de máquinas elétricas. Outras considerações importantes abordadas neste estudo se referiram às condições de contorno adotadas, por exemplo, a fixação do sistema sobre uma mesa. Esta consideração foi responsável pela alteração das

frequências de ressonâncias do sistema como um todo, e quando comparadas com dados experimentais, comprovaram sua validade. O mapeamento das frequências de ressonância resultaram em erros da ordem de 1,5% entre valores medidos e simulados, contra 15% de erro em metodologias onde são considerados apenas a estrutura do estator sem os dispositivos auxiliares do motor e os suportes de fixação do sistema. Vale observar que, para a modelagem mecânica e estrutural proposta neste trabalho, não foi incluída a estrutura do rotor, uma vez que as principais frequências de ressonâncias ocorrem no estator e na carcaça da máquina sob estudo. Para a análise de vibração foi utilizado o programa Ansys, baseado no teorema da superposição modal, onde as simulações realizadas apresentaram um tempo computacional total de 70 minutos, utilizando-se uma plataforma Intel core duo de 1,7 GHz.

Em [12], Le Besnerais, Fasquelle, Hecquet, *et al*, apresentaram um estudo baseado numa modelagem multifísica analítica que foi validada através de simulações numéricas e ensaios experimentais. Para a modelagem do sistema, foi utilizado o programa *DIVA* como ambiente multidisciplinar para implementação dos modelos eletromagnético, mecânico, acústico e térmico, de modo a otimizar o projeto de uma máquina de indução, com rotor em gaiola de esquilo, auto ventilada. Considerando-se o modelo eletromagnético, o procedimento de cálculo das correntes no estator foi baseado no circuito equivalente da máquina, onde os efeitos de saturação foram considerados e as harmônicas, geradas pelo chaveamento *PWM*, foram levadas em consideração, através da utilização de um circuito equivalente estendido. Os valores das correntes foram validados através de ensaios experimentais, considerando-se para o caso senoidal, diversas frequências de alimentação e níveis de saturação, e diferentes estratégias *PWM*. Para esta modelagem, foi utilizado o programa *DIVA* acoplado ao *Simulink (MatLab)*, onde este último foi aplicado na simulação dos circuitos eletrônicos de potência, com diferentes estratégias *PWM* (assíncrono, síncrono, randômico, etc.). As perdas eletromagnéticas da máquina foram calculadas analiticamente sendo, em seguida, inseridas no modelo de simulação. Considerando-se o modelo mecânico e acústico, foi analisado o comportamento do empilhamento do estator, utilizando-se um modelo do anel equivalente 2-D, cujas frequências naturais foram calculadas analiticamente. As frequências naturais foram validadas em uma máquina de menor porte através do uso da ferramenta de elementos finitos e ensaios experimentais, onde foi realizada uma análise modal. As forças de excitação foram desenvolvidas em uma

série de Fourier 2-D, a deflexão estática do estator foi calculada analiticamente para cada onda senoidal e a deflexão dinâmica foi obtida utilizando-se um filtro de segunda ordem, com as frequências naturais e amortecimentos calculados. A eficiência da radiação do estator foi modelada utilizando-se uma expressão analítica da esfera pulsante ou cilindro infinito e foi validada pelo acoplamento entre programa de elementos finitos (*Ideas*) e um programa que utiliza elementos de fronteira (*Sysnoise*). Os níveis de vibração foram validados através de ensaios experimentais e os níveis de potência sonora foram obtidos analiticamente e validados pelo acoplamento entre o programa *Ideas* e *Sysnoise* e através de ensaios experimentais. Em relação ao modelo térmico, foi utilizado um modelo baseado em uma rede nodal 3-D, de modo a calcular a temperatura do motor no estado transitório. Este método consiste em se dividir a máquina em pequenos volumes isotérmicos, cujo centro é representado por nós. Para a resolução das equações matriciais do modelo térmico foi utilizado o MatLab. As fontes de calor identificadas são relacionadas às perdas por efeito Joule, perdas no ferro e perdas por atrito. Após atingido o equilíbrio térmico, o perfil de temperatura foi realimentado ao modelo eletromagnético, de modo que este pudesse levar em consideração alterações no modelo devido às mudanças no perfil de temperatura. Apesar de apresentar um modelo muito completo, no trabalho em questão, não foram consideradas as parcelas de perdas no ferro, nem no inversor de frequência, relativas aos harmônicos do *PWM*. Segundo os autores, estas considerações serão incorporadas mais adiante, em futuras implementações.

Em [24], Sadowski, Lefevre, Neves e Carlson propuseram uma metodologia para modelar um MRC 8/6 e seu conversor eletrônico de potência, baseada na solução simultânea do campo magnético e equações de circuitos elétricos. Para modelar o campo magnético, foi utilizado o método de elementos finitos 2-D. Já as equações de circuito, foram utilizadas para modelar o conversor eletrônico de potência, na configuração de meia ponte assimétrica. Com o modelo do acionamento, que inclui a máquina elétrica e seu conversor eletrônico de potência, as correntes nos enrolamentos foram calculadas e as distribuições de força nos pólos do estator foram obtidas. Em seguida, a resposta mecânica para a força magnética foi calculada também pelo método de elementos finitos. Para simular o MRC foi utilizado um método denominado, neste trabalho, como aproximação indireta, que prevê o fluxo concatenado em uma fase como função do ângulo e da corrente, desprezando o acoplamento entre fases. As equações de circuitos elétricos

foram utilizadas para calcular as correntes de fase como função do tempo, assumindo a velocidade constante. O torque, neste caso, foi obtido através derivação da taxa de variação da co-energia. Uma aproximação direta foi realizada através da simulação dos circuitos eletrônicos de potência, através do qual foram obtidos os perfis de corrente de fase. A interação entre os circuitos magnéticos e elétricos foi realizada, através da incorporação das equações de circuito nas matrizes de elementos finitos. O sistema global foi resolvido, passo a passo, no tempo e, os aspectos de movimento foram levados em consideração utilizando-se a técnica da banda de movimento. As correntes de fase foram calculadas pela média da aproximação direta e, em seguida, comparadas com as correntes obtidas pelo método da aproximação indireta. Nota-se pelos resultados obtidos, que existe uma pequena diferença entre os perfis de corrente de fase, que os autores atribuem ao não acoplamento entre as fases do motor. Analisando os resultados apresentados neste estudo, observa-se que os perfis de correntes de fase apresentam boa concordância entre valores calculados e medidos, validando a metodologia apresentada. Além disso, ainda neste trabalho, foi apresentada uma metodologia de cálculo das vibrações e da distribuição de força magnética exercida nos polos e nos condutores ao longo do estator. Segundo os autores, em regime permanente, pode-se considerar a operação dinâmica do MRC como sendo uma sucessão de estados magnéticos, oriundos das equações do modelo magnetostático. Desta forma, foram calculadas as componentes tangenciais e radiais das forças magnéticas aplicadas aos pólos do estator vs. a posição relativa do rotor e seus respectivos espectros, no domínio da frequência. Desta forma, as forças nos condutores foram desprezadas, uma vez que, estas eram relativamente pequenas em relação às forças magnéticas aplicadas aos pólos do estator. Em relação ao modelo estrutural e mecânico, foi calculada a resposta em frequência de cada harmônica da força magnética, utilizando-se o programa EFMEC, que é dedicado ao cálculo de equações dinâmicas e mecânicas.

Em [26], Van der Giet *et al* apresentaram um trabalho preliminar realizado com a mesma máquina abordada nesta tese, apresentando um método de análise vibroacústica para o MRC 4/2, baseado em simulações multifísicas, incluindo o acoplamento entre circuitos e campos, assim como, dinâmica estrutural e simulação de radiação acústica em máquinas elétricas. Naquele trabalho, considerando ambos os rotores ensaiados e um acionamento de motor simplificado, foi realizada uma análise quantitativa em que todos os níveis de geração de ruído audível foram

comparados: correntes simuladas, espectro de excitação de força, som do corpo e som aerotransportado. Além disso, são discutidos neste trabalho os métodos de acoplamento entre simulações. Os autores afirmam que embora as simulações numéricas com circuitos e campos acoplados apresentem maior demanda computacional de tempo, proveem maior precisão nos resultados obtidos, se comparados com aproximações analíticas. Ainda considerando as aproximações numéricas, são citadas dois tipos de acoplamentos utilizados: aproximações fortemente acopladas e fracamente acopladas. Para a análise vibroacústica do MRC 4/2 sob estudo, os autores realizaram uma análise modal e de superposição no domínio da frequência e, para a análise da radiação acústica foi utilizada a técnica de elementos de fronteira. Para realizar o acoplamento entre circuito e campo foi utilizado um modelo de parâmetros globais temporários [27] sendo este incorporado no interior do simulador de circuitos Simplorer, que foi o mesmo programa usado para as simulações dos circuitos eletrônicos de potência. Com a distribuição de campo obtida na simulação do acoplamento entre circuito e campo, determinou-se a força eletromagnética de excitação pela média do Tensor de Maxwell que foi transformada em uma malha mecânica por técnicas de mapeamento. De posse desta, procedeu-se a simulação da dinâmica estrutural, de modo a obter os dados de vibração do MRC 4/2. Na modelagem estrutural, a densidade de força superficial no polo do estator foi utilizada como excitação e, para o modelo mecânico 3D, foram considerados todos os componentes do mesmo, como: rotor, estator, rolamentos, eixos, enrolamentos, carcaça, espaçadores, parafusos e encoder. Os únicos parâmetros medidos foram as correntes de fase que apresentaram boa concordância com os valores simulados. Em relação às características acústicas do MRC 4/2, foram apresentados apenas resultados de simulação. As características acústicas utilizando o rotor otimizado, foram superiores apenas em baixas frequências e, de maneira geral, o aumento da potência acústica total foi aceitável.

Em [28], Ichinokura *et al* afirmam que o projeto de acionamentos de motores requerem o entendimento das características dinâmicas globais do acionamento, tais como a relação de torque obtida pela máquina, a topologia de inversor utilizada para a interligação dos circuitos de potência e os enrolamentos da máquina, os tipos de dispositivos de chaveamento utilizados e do controle de posição do rotor adotado. Este trabalho apresenta um estudo de caso de um acionamento de um MRC 6/4, onde foi desenvolvido um modelo computacional de acionamento levando-se em consideração as características dinâmicas do mesmo, considerando o acoplamento

entre quatro programas: Ansys, PSpice, PSpice SLPS Interface e o MatLab/Simulink. Utilizando o Ansys, os autores obtiveram o perfil de Indutância vs. Posição angular do rotor. Com o PSpice foi realizada a modelagem do inversor e dos dispositivos utilizados para o chaveamento, considerando uma indutância variável como carga. Com o MatLab / Simulink foi realizado o modelamento da lógica de controle dos circuitos e das chaves do inversor. Os valores de indutância em função da posição do rotor obtidos pelo Ansys foram adquiridos pelo MatLab/Simulink e, a seguir, foram realimentados para o PSpice. Segundo os autores, o maior problema enfrentado no decorrer do trabalho foi o ajuste de tempo de cada iteração, na medida em que este parâmetro apresenta grandes variações em função da ferramenta de simulação utilizada.

Em [29], Abe e Cardoso apresentaram um trabalho que merece destaque em função dos resultados alcançados. Neste trabalho, foi utilizada metodologia de Dommel para a simulação dos parâmetros do circuito elétrico e o Método dos Elementos Finitos (MEF) para a simulação da máquina elétrica. A formulação desenvolvida por Dommel é utilizada neste trabalho para simulação dos elementos do circuito elétrico. Dommel substitui indutâncias e capacitâncias por circuitos elétricos equivalentes constituídos por resistências e fontes de correntes que são agregadas à matriz global pela aplicação da análise nodal, o que permite a utilização de um algoritmo simples para a obtenção da matriz do circuito a partir de sua topologia. Neste caso foi adotado o modelo de acoplamento forte, ou seja, as equações de circuito e as equações de campo foram resolvidas simultaneamente permitindo a obtenção das grandezas eletromagnéticas atuantes no dispositivo. O método foi aplicado para simulação de um motor de relutância chaveado. As correntes de fase e o torque mostraram uma boa concordância de resultados quando comparados com valores experimentais. Apesar dos resultados apresentarem boa precisão, a aplicação desta metodologia apresenta dois inconvenientes: falta de praticidade, uma vez que exige razoável implementação matemática e o modelo de acoplamento adotado exige maiores recursos computacionais para a resolução simultânea das equações de ambos os modelos.

Em [30], Soares e Branco, inicialmente, realizaram uma revisão sobre os principais programas utilizados para a modelagem dinâmica dos MRCs, citando as vantagens e desvantagens associadas a cada um deles. Nas seções seguintes, os autores apresentaram as principais características de um MRC, evidenciando as vantagens e desvantagens do mesmo, quando comparados a outros tipos de

motores, por exemplo, motores alimentados em C.A.. Apresentaram, ainda, as principais equações eletromagnéticas vinculadas à produção de torque. Em seguida, utilizando uma metodologia analítica, através de equações de circuito e dos princípios da conversão eletromecânica de energia em máquinas elétricas, realizaram uma análise de um MRC 6/4 trifásico, utilizando MatLab / Simulink. Inicialmente, os autores trabalharam com um modelo linear do MRC, abordando duas das principais estratégias de comutação das chaves do inversor, denominadas de pulso único e controle de corrente por histerese. A seguir, desenvolveram um modelo não linear do MRC utilizando tabela de dados, que foram extraídos através da Simulação por Elementos Finitos das características magnéticas da máquina sob estudo. Uma vez finalizados ambos os modelos, linear e não linear, foram realizados ensaios experimentais, onde verificou-se que, para uma análise de maior precisão das oscilações de torque, o modelo linear não foi adequado.

Em [31], Lange, Henrotte, e Hameyer propuseram um eficiente método de acoplamento entre simulações de circuito e campo, aplicado a um gerador de ímãs permanentes. Os autores extraíram, do modelo de elementos finitos da máquina sob estudo, uma representação global de parâmetros linearizados. Os parâmetros globais que representam uma máquina elétrica e seu circuito eletrônico de alimentação são as resistências e indutâncias de fase do estator, assim como, a tensão induzida nos enrolamentos do estator. A linearização do modelo de elementos finitos é derivada do fluxo de energia na máquina elétrica, associado a um consistente mapeamento entre as variáveis de estado, por exemplo, do vetor potencial e do fluxo, resultando no modelo de campo magnético utilizado. Em seguida, o modelo de campo magnético obtido foi inserido num simulador de circuitos (Simplorer), junto com todos os demais componentes de seu conversor eletrônico de potência. As simulações foram realizadas considerando-se, um modelo completo e dinâmico de conversor eletrônico acoplado à máquina elétrica. Além disso, considerou-se para as simulações de circuito, um número limitado de iterações, e um tempo entre cada iteração adaptado para as comutações em alta frequência, características do conversor eletrônico de potência. Como as constantes de tempo do circuito eletrônico e do campo magnético são muito distintas entre si, cerca de uma ou duas ordens de grandeza de diferença, as iterações entre o circuito elétrico e magnético foram minimizadas, poupando-se tempo de simulação. Desta forma, a adoção deste procedimento permitiu um desacoplamento das constantes de tempo entre o circuito elétrico e magnético, proporcionando a economia de tempo

de simulação computacional, perdendo-se por outro lado precisão nas simulações executadas. Além das vantagens apontadas pelos autores, nota-se ainda que, devido à redução do tempo necessário para a simulação, passa a não haver necessidade do uso computadores de grande capacidade, tais como *clusters* para a execução dessas simulações. Os autores comentam ainda que, o método proposto pode ser aplicado a problemas de duas ou três dimensões. Vale ressaltar, porém que, até a data de publicação deste trabalho, os autores não haviam completado a montagem experimental do mesmo. Sendo assim, na data de sua publicação, este trabalho foi validado apenas por simulações computacionais realizadas em programas computacionais comerciais. Somente em 2008, com o trabalho, [32] “*Test case for the verification and benchmarking of coupled electromagnetic field and circuit simulation*”, a montagem experimental foi concluída, validando realmente o modelo proposto.

Em [33], Andrei-Toader, Radu-Petru, Claudia e Karoly-Agoston analisaram a vibração e o ruído acústico em um motor síncrono de ímãs permanentes, enfatizando a vibração de origem eletromagnética, que segundo eles, é a principal causa da vibração e do ruído nos motores. Numa abordagem inicial, os autores comentaram sobre as origens da vibração e do ruído acústico, realizando uma revisão extensa sobre o assunto, citando as três fontes de vibração existentes em máquinas elétricas, tais como, vibrações de origem eletromagnética, mecânica e aerodinâmica. Para uma análise numérica dos aspectos eletromagnéticos e estruturais da máquina, os autores utilizaram o programa JMAG. Para calcular as frequências naturais do estator foi utilizado um método analítico. Em seguida, os autores chamaram atenção para a necessidade de se conhecer as frequências naturais da máquina, de modo a evitar que o motor opere nestas frequências, ocasionando ressonâncias sobre a máquina, que poderiam ser danosas para a operação da mesma. Vale observar que neste estudo não foram apresentados resultados experimentais, o que torna os resultados de simulação questionáveis.

Em [34], Tan-Kim, Lanfranchi, Vivier, *et al* apresentaram um estudo para a otimização da vibração e do ruído acústico de origem eletromagnética de um alternador *claw-pole*. O procedimento de otimização baseou-se em simulações multifísicas que incluíram o cálculo das forças eletromagnéticas, vibração e ruído acústico. Para isso, foi desenvolvido um modelo mecânico do alternador para o mapeamento dos principais modos de vibração do mesmo. Os parâmetros modais previstos pelo modelo foram comprovados através de resultados experimentais.

Baseado no modelo desenvolvido, os níveis de potência sonora foram simulados e comparados com os valores experimentais. O método de simulação utilizado neste trabalho foi dividido em quatro estágios: simulação eletromagnética, mapeamento dos parâmetros modais da estrutura (modos de vibração), combinação das simulações eletromagnéticas com os parâmetros modais obtidos e, finalmente, o cálculo da potência acústica. O Método dos Elementos Finitos (MEF) foi utilizado em todas as etapas da simulação. Para a solução do problema eletromagnético, foi utilizado o programa JMAG 3D. Para a análise Modal foi utilizado o programa *Ansys*; e para a análise vibro-acústica, foi utilizado o programa *LMS Virtual Lab*. Posteriormente, o perfil do rotor foi otimizado e uma redução significativa dos níveis de vibração e ruído foi obtida, da ordem de 14 dB, com a utilização do rotor otimizado. Os resultados obtidos referem-se a resultados de simulação, mas segundo o autor, um protótipo será fabricado para a confirmação experimental dos resultados. Além disso, foi realizada uma análise de sensibilidade do modelo, de modo a determinar os principais parâmetros que influenciam no ruído acústico. Segundo o autor, o ruído acústico em máquinas síncronas de polos salientes é altamente dependente do perfil do rotor, desta forma, foram consideradas sete dimensões diferentes cujas contribuições foram analisadas: as dimensões dos chanfros na base e as dimensões dos chanfros nos polos salientes de ambos os lados e o ângulo do chanfro.

Em [35], Jiang, Peng, Bilgin e Emadi elaboraram um estudo que aborda a modelagem de um MRC 12/8 e seu conversor eletrônico de potência, a otimização dos ângulos de comutação do conversor e a caracterização do desempenho do motor para diversas geometrias implementadas. A modelagem do motor foi realizada a partir método dos elementos finitos utilizando-se o programa JMAG. Para a construção do modelo do conversor eletrônico de potência, foi utilizado o programa Matlab/Simulink. Os objetivos empregados na otimização dos ângulos de comutação foram maximizar torque médio de saída, maximizar a relação de torque médio sobre o valor eficaz da corrente de fase e minimizar o valor eficaz da ondulação de torque. Combinações destes objetivos foram utilizadas em quatro diferentes formulações que foram abordadas de duas formas, problemas de objetivos simples e também de múltiplos objetivos:

- No caso I, maximizou-se apenas torque médio de saída;
- No caso II, maximizou-se a razão entre o torque médio e o valor eficaz da corrente de fase;

- No caso III, maximizou-se o torque médio e minimizou-se o valor eficaz da ondulação de torque; e
- No caso IV, maximizou-se a razão entre o torque médio e o valor eficaz da corrente de fase e minimizou-se o valor eficaz da ondulação de torque.

Estas formulações foram comparadas entre si, tomando-se como base os valores de torque de saída, ondulação de torque e eficiência. Os resultados desta comparação apontaram o caso III como o mais promissor no processo de otimização. Em consequência disso, o caso III foi selecionado e o procedimento de otimização foi aplicado segundo suas premissas em toda a faixa de operação da máquina sob estudo. Vale observar que, o procedimento proposto trata cada ponto de operação como sendo um problema de otimização de objetivos múltiplos. Experimentos foram realizados em três diferentes pontos de operação de modo a verificar os resultados da otimização. Além dos resultados alcançados, outra contribuição deste trabalho foi entender a relação entre ângulos de comutação e os objetivos pretendidos. Ao invés de focar todos os objetivos em uma única proposta, este estudo utilizou a otimização de múltiplos objetivos para estudar a relação dos resultados do gráfico de Pareto. Assim, o processo de balanceamento entre os diferentes objetivos foi elaborado de forma que a escolha das soluções fosse automática e baseada nos resultados de Pareto, de acordo com as necessidades dos diferentes pontos de operação adotados. Ambas as otimizações realizadas neste trabalho, tanto de objetivos múltiplos como simples, foram implementadas utilizando algoritmos genéticos (AG) do Matlab (*Global Optimisation Toolbox*). O procedimento de otimização empregado avalia, em função da geometria do motor, as seguintes características: perfil de torque e velocidade, mapa de ondulação de torque, mapa de perdas no cobre, mapa de perdas no ferro, e a eficiência. Desta forma, a metodologia obtida neste estudo pode ser extremamente útil, principalmente, no estágio de projeto de um MRC, na medida em que pode ser utilizada para comparar diversas variações de geometrias e parâmetros da máquina sob estudo.

Em [36], Castano, Bilgin, Lin, e Emadi propuseram um trabalho onde foram analisadas a distribuição e os efeitos das vibrações e forças radiais em um MRC 6/10 com rotor externo, projetado para uso em bicicletas elétricas. As frequências naturais e o deslocamento circunferencial do rotor externo do MRC foram estimados e os efeitos dos ângulos de chaveamento nas vibrações foram analisados, utilizando-

se para isso um modelo analítico e também um modelo de elementos finitos 2D construído com o programa JMAG. Além disso, a influência das vibrações de origem magnética foram analisadas. Segundo os autores, na configuração de uma máquina com rotor externo, o rotor possui menor rigidez em relação ao estator e, desta forma, pode ser a maior fonte de ruído do conjunto. A distribuição do vetor de força eletromagnética depende da sequência de chaveamento, da geometria do motor, e da direção de rotação. Desta forma, os efeitos das estratégias de chaveamento nas forças radiais do rotor foram analisadas. Verificou-se que ajustando-se o ângulo de ligamento (θ_{on}), pode-se reduzir a alta taxa de mudança da força radial nas bordas dos polos. Os efeitos dos ângulos de chaveamento na redução das vibrações do rotor também foram analisados. A distribuição das forças radiais não é uniforme, particularmente na superfície do polo do rotor. Vibrações que são geradas por forças radiais nas bordas dos polos do rotor são basicamente vibrações de origem magnética e são causadas pela sobreposição das correntes de fase. Uma análise espectral da força radial do rotor revelou que a contribuição da sobreposição de fases é significativa. Finalmente, de modo a reduzir as vibrações do motor, os efeitos dos ângulos de chaveamento nos diferentes modos de vibração foram analisados. Particularmente, na região das bordas entre estator e rotor, a vibração pôde ser reduzida em até 94%.

Em [37], Lin, Wang, e Fahimi, propuseram um método analítico numérico para prever vibrações com alta eficiência computacional. A precisão do método foi demonstrada por comparação entre os resultados calculados e os obtidos com as simulações multifísicas de elementos finitos 3D. Baseado nesta metodologia, um procedimento rápido de otimização do estator foi proposto de modo a reduzir a vibração e o ruído acústico no MRC 8/6 de quatro fases. Segundo os autores, a utilização do método de simulações multifísicas apresenta uma baixa eficiência computacional, na medida em que são necessários muitos recursos computacionais para se atingir altos índices de otimização em um determinado projeto. Desta forma, ele propõe um método alternativo com melhor eficiência computacional. Este método utiliza recursos computacionais das simulações multifísicas de elementos finitos, num modelo simplificado de entrada e saída. Baseado neste modelo, a vibração pode ser calculada utilizando-se apenas a corrente de fase e as formas de onda de tensão diretamente, uma vez que as vibrações nos MRCs são causadas pelas mudanças repentinas das correntes de fase quando da desenergização dos enrolamentos. E o tempo computacional pode ser significativamente reduzido. Este

método é baseado na resposta ao impulso da teoria da convolução e relaciona a aceleração (vibração) à taxa de mudança da potência de entrada. Os parâmetros de potência de entrada (variação de tensão e corrente: “ Δv ” e Δi) são facilmente obtidos e inseridos no equacionamento. Já os parâmetros de aceleração são obtidos através das simulações do modelo multifísico simplificado para cada posição do rotor. Os efeitos de saturação magnética também são levados em consideração através do recurso de *curve fitting* e *lookup table*. De modo a comparar os resultados obtidos com o novo método, foi elaborada também a construção de um modelo multifísico de elementos finitos com os programas *Maxwell 3D* e *RMxpert*, ambos pertencentes ao pacote da Ansys. Neste caso, os resultados da corrente de fase foram obtidos com o programa *Matlab* e importados para *Maxwell 3D* para a realização de uma análise transitória, sob o ponto de vista eletromagnético. Em seguida, foi construído o modelo mecânico do MRC utilizando-se o programa *Structural Mechanics 3D* que foi acoplado ao *Maxwell* no ambiente multifísico do *Workbench*. Utilizando o modelo eletromagnético foram obtidas as densidades de força nos polos do rotor e estator e esses valores foram importados para o modelo mecânico estrutural para o cálculo da aceleração (vibração). Os resultados de aceleração obtidos com ambos os métodos foram comparados e apresentaram excelente concordância, uma vez que os sinais se sobrepõem em praticamente sua totalidade, validando ambas as metodologias investigadas. Ambas as metodologias foram aplicadas através da utilização de uma CPU com 3,6 GHz e 64 GB de memória RAM. O procedimento que utiliza a aceleração calculada levou menos de um segundo para ser executado, enquanto o método que utiliza a modelagem multifísica cerca de seis horas de execução para um tempo de simulação de 3ms, com tempo de passo de 4 μ s. Desta forma, fica evidente a eficiência computacional do método proposto. Além disso, foi realizada, ainda neste trabalho, uma análise de sensibilidade de modo a avaliar os parâmetros geométricos que mais influíam na vibração mecânica do motor. Desta forma, foram estabelecidos os seguintes parâmetros para avaliação: (1) espessura do estator, (2) a relação entre o arco do polo e passo polar do estator e (3) a relação entre o arco do polo e passo polar do rotor. Os resultados indicam que aumentando todas estas relações, os níveis de vibração são reduzidos. Particularmente para o caso (2), os níveis de vibração apresentam maior sensibilidade, apresentando uma maior redução da vibração. Considerando o caso de maior sensibilidade (2), também foi realizado uma análise do ruído acústico em dois projetos do mesmo motor, porém com diferentes dimensões de arcos dos polos e passo polar do estator. Uma vez

obtida a aceleração pela teoria da convolução, esta foi expandida para toda a superfície do estator através do Método da Expansão Modal. Em seguida, utilizando-se do Método dos Elementos de Fronteira foram obtidos os valores de ruído acústico na superfície do estator. Os resultados obtidos complementam os anteriores e reforçam a condição de que se aumentando a relação entre o arco do polo e passo polar do estator (2) obtém-se a redução da vibração e do ruído acústico. Apesar dos muitos resultados analíticos e de simulações apresentados, vale observar, como crítica, que o trabalho não apresenta resultados experimentais, fato este fundamental para validar, definitivamente, qualquer tipo de metodologia proposta. Outra consideração importante refere-se ao fato da utilização de modelos 3D para a construção dos modelos multifísicos. As simulações 2D apresentam uma eficiência computacional superior, e costumam ser muito menos onerosas em relação aos recursos computacionais do que as simulações em 3D.

Em [38], Lin e Fahimi apresentaram um trabalho sobre modelagem e otimização de parâmetros do acionamento de uma máquina de relutância para aplicações automotivas. Este trabalho introduz uma metodologia iterativa de otimização dos ângulos de comutação baseada no Método de Reconstrução do Campo de modo a maximizar a relação torque/corrente em diferentes velocidades de operação e minimizar a ondulação de torque. O Método de Reconstrução do Campo utiliza um número limitado de elementos finitos magnéticos a fim de desenvolver um modelo magnético completo para a máquina elétrica sob estudo. Os elementos magnéticos instantâneos obtidos foram utilizados para desenvolver uma função básica de modo a estimar o campo magnético sob qualquer excitação do estator e em qualquer local do contorno circular no interior do entreferro. A função básica desenvolvida foi implementada no pacote de programas comerciais Magnet da Infolytica e Matlab. Este método foi aplicado a um MRC 8/6 trifásico em várias velocidades de operação, onde foram realizadas diversas simulações e ensaios experimentais de modo a validar o método proposto. Utilizando o Método de Reconstrução do Campo foi obtido um perfil de corrente otimizado que resultou em baixos níveis de ondulação de torque. Neste trabalho, o Método dos Elementos Finitos (MEF) também foi utilizado para construção de um modelo do MRC 8/6 trifásico que serviu de base de comparação para o modelo proposto. Em relação ao MEF, o autor questiona o tempo de simulação despendido com o mesmo, além de citar as limitações que este possui para tratar tarefas de otimização iterativas. Já, em relação ao Método de Reconstrução do Campo, o autor entende ser mais rápido e

preciso na análise numérica do campo, sendo mais adequado para a proposta de otimização iterativa. O Método de Reconstrução do Campo foi aplicado anteriormente em [39] para aplicações em motores de baixa e média velocidades, de modo a minimizar a ondulação do torque. No presente trabalho, particularmente, foram abordados motores de relutância de altas velocidades, onde para o controle de torque e velocidade existe a necessidade de se trabalhar com os ângulos de comutação. Por isso a necessidade de otimização dos mesmos. Desta forma, uma vez aplicada a metodologia proposta, os ângulos de comutação foram iterativamente calculados de modo a encontrar a corrente mínima de excitação requerida para um ponto específico de operação (torque e velocidade). Uma vez obtidos os ângulos de comutação otimizados, foram realizadas simulações com ambos os métodos, seguidos de ensaios experimentais com os mesmos, cujos resultados apresentaram boa concordância, resultando em menores valores de corrente para um mesmo torque médio. Além disso, a ondulação de torque foi reduzida para estes casos. A precisão e a eficiência computacional também foram critérios avaliados neste trabalho, desta forma considerando-se uma CPU de 2,1 GHz e memória RAM de 4 GB, o procedimento de otimização utilizando o Método de Reconstrução do Campo levou cerca de três minutos para ser executado. De outro lado, as simulações com o MEF levaram cerca de sete minutos, ou seja, mais de duas vezes o tempo que o método anterior, isto se deve a um maior número de nós e elementos necessários na região do entreferro para que a convergência ocorra adequadamente. Em relação aos resultados obtidos com este novo método, pode-se afirmar que apresentaram uma boa concordância, uma vez que os resultados foram comparados com as simulações do MEF e com ensaios experimentais. Apesar dos resultados alcançados com este novo método, existe toda uma confiabilidade no MEF e os tempos envolvidos não são justificáveis para se adotar uma nova metodologia.

Em [40], Liang, Li, Ojeda, Gabsi, e Ren realizaram um estudo comparativo entre duas diferentes configurações da mesma máquina de relutância sob o ponto de vista de vibração e ruído acústico. Para o desenvolvimento do modelo multifísico de elementos finitos foi utilizado o pacote comercial de programas da Ansys. Uma das configurações refere-se a um tradicional MRC 12/8 trifásico. A outra máquina abordada neste estudo, apresenta modificações somente na estrutura dos enrolamentos, de tal forma que foi designada como mutuamente acoplada. Desta forma, foram desenvolvidos os modelos multifísicos para ambas as configurações de máquinas, de modo a abordar as características eletromagnéticas, mecânicas,

vibração e ruído acústico. Em relação ao modelo eletromagnético, os autores citam as principais fontes causadoras de vibrações e ruído acústico que foram relacionadas abaixo:

- Forças magnéticas aplicadas ao estator, onde as componentes radiais podem causar apenas vibrações e as tangenciais geram torque, mas também causam vibração no polo do estator;
- Forças de Lorenz que aplicadas aos enrolamentos do estator podem causar vibrações no polo do estator na direção tangencial; e
- Forças magnetostritivas devido às características dos materiais magnéticos no campo magnético que também podem causar vibrações e ruído acústico.

Apesar das contribuições eletromagnéticas mencionadas anteriormente, para a construção do modelo eletromagnético 2D, foi elaborado um modelo simplificado de modo a se obter apenas a força magnética radial que atua no polo do estator e que, segundo os autores, é a principal fonte de vibração e ruído acústico de todo o sistema. Considerando-se o MRC tradicional, a força radial de uma fase não é influenciada pelas correntes das demais fases. Ao contrário do que ocorre para MRC mutuamente acoplado, onde as correntes percorrem voltas mutuamente acopladas, fazendo com que o pico da força radial seja reduzido, devido ao compartilhamento da força entre as fases. De modo a obter as componentes harmônicas dos sinais de força, foi realizada uma *FFT (Fast Fourier Transform)* sobre os mesmos para ambos os motores. Como resultado verificou-se que, em baixas frequências, a máquina mutuamente acoplada apresenta amplitudes das componentes harmônicas inferiores aos da máquina na configuração tradicional. Em relação ao modelo mecânico, de modo a considerar partes como carcaça, tampas e parafusos de fixação do motor, foram implementadas modelagens 3D para os MRCs. Devido à complexa estrutura do sistema, foram mapeados 29 modos de vibração com frequências de ressonância inferiores a 20 kHz (limite audível pelo ser humano). Para a construção do modelo mecânico de elementos finitos, foram utilizados 10.780 nós e 97.450 elementos. A estrutura 3D implementada foi conectada através de uma base, localizada na parte inferior da mesma, a um plano que representa o chão. Além da fixação, no modelo mecânico, também foram considerados os contatos entre estator e carcaça, uma vez que podem influenciar na precisão do cálculo da vibração. O comportamento mecânico do MRC tradicional foi simulado na velocidade de 9.000 rpm, sem carregamento, com alimentação das três fases por correntes com formas de onda

senoidais. A vibração do motor foi calculada baseada no método de superposição, enquanto o ruído foi obtido por um modelo acústico de elementos finitos 3D. A análise no domínio do tempo revelou que o MRC tradicional apresenta maiores amplitudes de aceleração (vibração) do que o MRC mutuamente acoplado. Também foi realizada uma análise no domínio da frequência onde constatou-se que para frequências inferiores a 10 KHz, a configuração tradicional de MRC apresenta maiores vibrações do que o mutuamente acoplado. Em altas frequências (acima 10 KHz), as componentes radiais de força são reduzidas e as duas máquinas apresentam praticamente os mesmos níveis de vibração. De modo a validar os modelos numéricos, foram realizados ensaios experimentais onde foi utilizado um controlador de corrente proporcional integral (PI) com modulação por largura de pulso (PWM) de modo a obter as formas de onda senoidais de corrente trifásicas. A aceleração foi medida num ponto localizado na parte superior do sistema do motor através de acelerômetro fixado neste local. Apesar de operarem em 9.000 RPM, ambas as máquinas foram ensaiadas e simuladas na velocidade de 3.750 RPM, devido a limitações do conversor eletrônico de potência. Além disso, foi assumida a condição sem carregamento para os ensaios experimentais e para as novas simulações. Como resultado, foi observada uma boa concordância entre os valores medidos e simulados, validando os modelos implementados. Os resultados também revelaram que, de modo geral, os níveis de vibração e ruído acústico da configuração com enrolamentos mutuamente acoplados são menores do que os da configuração tradicional.

Em [41], Ling, Li, Gong, Huang, e Liu apresentaram uma metodologia para a modelagem multifísica de um motor de relutância 12/8 trifásico e seu acionamento. A estrutura proposta inclui um modelo de elementos finitos 2D para simular as características eletromagnéticas do motor, um modelo de circuitos elétricos para simular as características do conversor eletrônico de potência e da carga e um modelo de um *DSP (Digital Signal Processor)* para simular as características do controlador. Todos os modelos foram implementados nos pacotes comerciais de programas da *Ansys* e *Matlab*. O modelo eletromagnético foi construído no programa *Maxwell* e é composto pelo rotor, estator, isoladores e enrolamento das fases do motor. O conversor eletrônico de potência e a carga acoplada ao eixo foram implementados no programa *Simplorer* e são compostos por um estágio inversor na configuração de meia ponte assimétrica, implementado com componentes eletrônicos tais como, IGBTs e diodos, e um modelo de carga

mecânica que inclui o momento de inércia. O modelo do controlador foi implementado no *Matlab / Simulink* através do *toolbox DSP TMS320F2812*. Os diferentes modelos implementados neste trabalho foram interligados através de conectores existentes entre as plataformas utilizadas. Por exemplo, entre o *Matlab / Simulink* e o *Simplorer* existe um conector que realiza a troca de dados entre os programas. O mesmo ocorre entre *Maxwell* e o *Simplorer* que são programas que pertencem à mesma plataforma de simulação da *Ansys*. A simulação do sistema é iniciada quando da execução do arquivo com a extensão (.m) do *Matlab*. Então, as condições operacionais do MRC são calculadas pelo *Maxwell*. Desta forma, os parâmetros de corrente de fase, posição do rotor, velocidade angular e torque são transmitidas para o programa *Simulink* através dos conectores existentes no *Simplorer*. A seguir, o módulo de controle dos IGBTs são invocados para gerar os sinais dos ângulos de disparo do conversor. Com o chaveamento dos IGBTs, as tensões são produzidas e impostas sobre o *Maxwell*, assim como a carga externa. A intensidade do campo magnético, fluxo e vetor potencial são calculados no *Maxwell*. Foram implementados três modos de controle que dependem, basicamente, dos parâmetros de: Controle de Posição Angular, Controle de Recortamento de Corrente e Controle de Tensão. A plataforma de simulação proposta pode simular condições reais de operação do motor e fornecer as características estáticas e dinâmicas do acionamento, inclusive a indicação do desempenho pode ser obtida. Diversas características geométricas e parâmetros de controle podem ser avaliados e otimizados através do uso da modelagem multifísica. Neste trabalho ainda é discutida a questão da modelagem computacional como meio de simplificar e até mesmo se evitar a realização dos ensaios experimentais. Desta maneira, neste trabalho foram apresentados apenas resultados de simulação. Apesar de apresentar um modelo multifísico muito elaborado, neste estudo não foi implementado nenhum tipo de otimização de parâmetros no sentido de reduzir a vibração e a ondulação de torque.

Em [42], Ge, em sua dissertação de mestrado, estudou a vibração e ruído acústico de um protótipo de um motor desenvolvido pela Volvo para aplicação em veículos elétricos híbridos. A máquina estudada refere-se a um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) que foi modelado utilizando-se o pacote comercial de programas da *Ansys*. O seu trabalho foi dividido basicamente em duas etapas, na primeira foi construído o modelo eletromagnético da máquina através do programa *Maxwell*. Para a alimentação do motor foi utilizada uma fonte senoidal trifásica com

recursos do próprio *Maxwell*, utilizando-se ferramentas existentes no interior do mesmo para a implementação de circuitos eletrônicos de baixa complexidade. A alimentação fornecida foi utilizada para calcular torque, fluxo, e as forças radiais e tangenciais que atuam nos polos do motor e originam as vibrações sobre o motor. As forças calculadas foram importadas para o interior do programa *Structural Mechanics* onde foram utilizadas como excitação para o modelo mecânico implementado. O modelo mecânico estrutural foi conectado ao bloco de *Harmonic Response* que é o programa responsável pela análise de vibração no domínio da frequência. Através dos resultados deste bloco é possível identificar as contribuições de cada sistema, as componentes de origem eletromagnética de excitação, as componentes de origem mecânica, etc. O ambiente utilizado para o acoplamento entre os modelos eletromagnéticos e mecânico foi o *Workbench*, que é um programa destinado ao tratamento multifísico entre diferentes domínios. Além de obter os dados de torque e força para as condições nominais de operação, foi realizada ainda uma análise dos parâmetros de influência sobre os resultados. Desta forma, foram realizadas novas simulações, onde foram consideradas variações nos seguintes parâmetros: amplitude de corrente de alimentação, entreferro, excentricidade do rotor, espessura do estator, arco do polo do estator. Os resultados de simulação foram comparados com experimentais apresentando boa concordância, validando os modelos desenvolvidos. Na segunda etapa deste trabalho, foi realizada uma análise de sensibilidade. Esta análise incluiu o diâmetro externo do estator, a espessura da carcaça, a espessura do estator e do entreferro. Baseado nos resultados dessas análises, a estrutura da máquina de relutância foi otimizada de modo a produzir menos vibração e frequências de ressonância de ordem mais elevada.

1.6. CONTRIBUIÇÕES DO ESTUDO

Nesta seção, os trabalhos apresentados no *Estado da Arte* são inter-relacionados e comparados. Além disso, são apresentados também os principais assuntos tratados durante o desenvolvimento desta tese, assim como, as contribuições inéditas apresentadas pela mesma. Em relação aos trabalhos apresentados na seção 1.5, o que mais se assemelha à proposta apresentada neste estudo é o trabalho [35], uma vez que no mesmo foi realizada a modelagem multifísica de um MRC, de seu conversor eletrônico de potência e do controlador. Os ângulos de comutação também passaram por um procedimento de otimização,

utilizando-se algoritmos genéticos, e os objetivos pretendidos foram maximizar, ou pelo menos manter, o torque médio e reduzir a ondulação de torque. A principal diferença entre estes trabalhos encontra-se no fato de que, além da redução da ondulação de torque e manutenção do torque médio, nesta tese foi explorada também a redução da vibração. Ou seja, observa-se um acoplamento adicional entre os modelos eletromagnético e mecânico para o tratamento da vibração do motor. Além disso, pode-se citar a geometria diferenciada do motor com características assimétricas da máquina sob estudo, as quais dificultaram sobremaneira o estabelecimento de uma malha de elementos finitos, que fosse ao mesmo tempo viável, do ponto de vista de tempo computacional, e precisa em relação aos resultados obtidos. Outro aspecto que deve ser considerado, e que diferencia estes dois trabalhos, refere-se à técnica de *bootstrapping* que foi adicionada ao procedimento de algoritmos genéticos, no intuito de melhorar a amostragem dos sinais de vibração disponíveis.

Do ponto de vista de modelagem multifísica, o trabalho [40] apresentou um modelo mecânico estrutural mais completo que o implementado nesta tese, incluindo carcaça, suporte e base de fixação, etc., uma vez que o objetivo principal deste trabalho era obter os dados de vibração de origem mecânica. De outro lado, simplificações foram realizadas no modelo eletromagnético, onde foram consideradas apenas a força magnética radial que atua no polo do estator, uma vez que, segundo os autores, é a principal fonte de vibração e ruído acústico de todo o sistema. Em consequência disso, a ondulação de torque não foi abordada neste estudo. As simulações e os ensaios experimentais foram realizados sob condições inferiores às condições nominais, pouco mais de 1/3 da velocidade nominal e sem carregamento. Além disso, não foi realizada nenhum tipo de otimização neste trabalho, apenas uma comparação entre os resultados de duas configurações distintas do mesmo motor.

Os trabalhos [4] e [12] também apresentaram modelos multifísicos mais completos do que os apresentados no presente estudo. Em [4], foi desenvolvido um modelo mecânico e estrutural 3D da máquina sob estudo, considerando-se todos os elementos auxiliares, tais como, tampas, dissipadores, carcaça, sistema de refrigeração, e o sistema de fixação da máquina sobre uma mesa. Em [12], além dos modelos eletromagnético, mecânico e acústico, foi implementado também o modelo térmico do sistema. Apesar dos benefícios advindos de uma modelagem mais completa, tais como uma resposta mais fidedigna do fenômeno estudado, incorre-se

no problema de um maior tempo de simulação e reduzida eficiência computacional destes sistemas, dependendo do aparato computacional disponível. Nesta tese, verificou-se inicialmente a possibilidade da construção de um modelo eletromagnético 3D, porém verificou-se, na prática, a não viabilidade do mesmo, uma vez que os recursos computacionais eram muito limitados, levando a tempos de simulação da ordem de 72 horas, considerando-se apenas os modelos eletromagnéticos do MRC 4/2 acoplado ao conversor eletrônico de potência (cossimulação). Além do mais, os resultados apresentados até então, não foram relativamente mais vantajosos do que os apresentados pelas simulações em 2D, a ponto de justificar a sua implementação. Esse fato é confirmado pela quase totalidade dos trabalhos apresentados na seção Estado da Arte, onde em sua grande maioria são apresentados modelos eletromagnéticos 2D [2], [12], [24], [26], [36], [40], [41], [42].

Em [26], foi implementado um modelo multifísico do MRC 4/2 e de um conversor eletrônico de potência simplificado. O enfoque proposto neste trabalho foi a obtenção do ruído acústico emitido pelo motor, em duas montagens distintas, com rotores de geometria diferentes. Para isso, foi estabelecida uma estratégia de comutação simplificada (PU), para a excitação dos enrolamentos, e um modelo mecânico 3D, mais completo, de modo a modelar os componentes ou partes do motor responsáveis pela emissão de ruído. Pode-se dizer que esta tese trata-se de uma continuação deste trabalho, uma vez que no presente estudo foi proposto um acionamento mais elaborado, onde foi possível explorar outras condições de operação do MRC 4/2. O enfoque, aqui, foi dado à vibração de origem eletromagnética e a ondulação de torque, causadas por três estratégias de comutação diferentes, impostas pelo conversor eletrônico de potência. Além disso, foi implementado um procedimento de otimização, baseado em algoritmos genéticos, para a obtenção dos melhores ângulos de comutação do controlador, de modo a reduzir a vibração e a ondulação de torque sobre o MRC 4/2, reduzindo também o tempo de implementação do procedimento como um todo.

Em [36], foi abordado um tipo especial de máquina de relutância com rotor externo, aplicado a bicicletas elétricas. O enfoque do trabalho refere-se à configuração da máquina que não é usual e a aplicação de um procedimento baseado num método analítico e de elementos finitos para a otimização dos ângulos de comutação, de modo a reduzir a vibração. Em [38], foi proposto uma metodologia diferenciada e iterativa de otimização dos ângulos de comutação baseada no Método

de Reconstrução do Campo e MEF. Os objetivos principais almejados por esta metodologia foram maximizar a relação torque/corrente em diferentes velocidades de operação e minimizar a ondulação de torque. O ponto comum entre esses trabalhos e esta tese está no fato de utilizarem a modelagem multifísica pelo MEF para a elaboração dos modelos. Além disso, ambos os trabalhos utilizam a otimização dos ângulos de comutação, de modo a reduzir a vibração e/ou a ondulação de torque sobre uma máquina de relutância.

Em relação aos recursos e ferramentas computacionais utilizadas, o trabalho apresentado em [42] é similar ao estudo proposto nesta tese, uma vez que da mesma forma, foi utilizado o pacote comercial da Ansys para a elaboração dos modelos multifísicos. Para a modelagem da máquina elétrica foi utilizado o programa Maxwell. Para a implementação do modelo mecânico estrutural e de vibração também foram utilizados os programas Structural Mechanics e Harmonic Response. Os modelos multifísicos também foram tratados no ambiente multidisciplinar do Workbench. As diferenças entre ambos os trabalhos ocorrem primeiro em função dos tipos de máquinas abordados. Em [42], foi abordado um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP), onde para a alimentação do mesmo não foi necessária a implementação de um conversor eletrônico de potência e um controlador, uma vez que esta máquina pode operar a partir de um sistema trifásico equilibrado. Já no contexto desta tese, em função das estratégias de comutação implementadas e do princípio de funcionamento de uma máquina de relutância, foi necessária a utilização do programa *Simplorer* para a elaboração de conversor eletrônico de potência e um controlador de modo a atender a três diferentes estratégias de comutação.

Muitos trabalhos apresentam técnicas e modelagens alternativas em relação ao MEF [37], [38]. Isto ocorre principalmente em função da redução do tempo e de uma melhor eficiência computacional, uma vez que dependendo do fenômeno estudado e dos recursos computacionais disponíveis, são observados longos tempos de simulação. Apesar da validade dessas novas abordagens, o MEF ainda possui maior confiabilidade, em função de uma maior utilização ao longo do tempo. Desta forma, em função do que foi estudado, acredita-se que deve-se atentar muito para o fenômeno e geometria estudado de modo a se poupar recursos. No decorrer deste estudo, verificou-se que uma boa recomendação é a simplificação dos modelos utilizados, pois nem sempre um modelo mais completo representa o fenômeno estudado adequadamente. Desta forma, existe a necessidade de se estudar os

fenômenos envolvidos, de maneira que as simplificações executadas não interfiram nos resultados do respectivo estudo.

Em relação aos tipos de acoplamento, verificou-se ao longo deste estudo, que grande parte dos trabalhos abordados optou pelo acoplamento fraco entre diferentes domínios físicos devido aos seguintes fatores: diferentes constantes de tempo entre os domínios acoplados, maior disponibilidade de ferramentas computacionais presentes em programas específicos para a modelagem de cada domínio físico, necessidade de menores recursos computacionais, uma vez que cada domínio pode ser simulado separadamente, em programas específicos, e posteriormente seus resultados podem ser associados como cargas em modelos subsequentes e, principalmente porque os fenômenos acoplados não inferiram modificações na estrutura física dos componentes simulados, podendo-se neste caso ser associados acoplamentos do tipo fraco a esses fenômenos. Alguns trabalhos, apresentados neste estudo, abordaram acoplamentos diferenciados, destacam-se [2], onde foi proposto acoplamento bi-direcional entre os modelos eletromagnético e elétrico e [29], onde foi tratado de um acoplamento forte entre os modelos eletromagnéticos e do conversor eletrônico de potência.

Em função do que foi apresentado neste tópico, são listados abaixo os principais assuntos tratados durante o desenvolvimento deste trabalho:

- I. Desenvolvimento de um modelo computacional multifísico do acionamento eletrônico do MRC 4/2 baseado no acoplamento de três domínios físicos: o modelo de circuitos elétricos do conversor eletrônico de potência e do controlador, o modelo eletromagnético das máquinas de relutância e o modelo mecânico estrutural e de vibração do motor. O modelo multifísico foi desenvolvido de modo a responder às diferentes estratégias de controle implementadas de modo a identificar as vibrações de origem eletromagnética, originadas pelos diferentes perfis de tensão e correntes aplicados nas fases do motor;
- II. Utilização de dois modelos distintos de algoritmos genéticos para a otimização dos ângulos de comutação das chaves do inversor de modo a melhorar o tempo de resposta das simulações. Os modelos utilizados possuem como parâmetros de entrada, respectivamente, os ângulos de comutação (θ_{on} e θ_c) / (θ_1 , θ_2 e θ_3) e, como parâmetro

de saída, o sinal de vibração, representado pela harmônica localizada na frequência de 400 Hz (frequência fundamental da ondulação de torque);

- III. Utilização do método de *bootstrapping* de modo a melhorar o espaço de amostragem dos sinais capturados, uma vez que os modelos de algoritmos genéticos necessitam de uma grande quantidade de dados para uma devida aprendizagem das redes neurais, porém o que se obtém na prática é a quantidade limitada de dados, que muitas vezes impactam na redução da qualidade da rede. A técnica de *bootstrapping* é muito utilizada nas áreas de engenharia de produção e negócios, mas no projeto de acionamento é a primeira vez que se aplica esta abordagem; e
- IV. Associando-se o modelo multifísico desenvolvido aos procedimentos de otimização dos ângulos de comutação, baseados em algoritmo genéticos, propõe-se duas novas metodologias para a redução da vibração e da ondulação de torque do MRC 4/2, dedicadas às condições nominais de operação do motor (torque e velocidade).

Apesar da diversidade de tópicos abordados durante o desenvolvimento desta tese, em grande parte foram utilizados programas comerciais. Desta forma, relacionam-se como contribuições inéditas desta tese, as duas metodologias desenvolvidas e abordadas no item IV acima.

Além das contribuições comentadas anteriormente, alguns dos benefícios diretos advindos deste estudo são: a redução do número de ensaios experimentais, a minimização do tempo de desenvolvimento, a redução do número de protótipos até que se atinja um produto final, e a possibilidade de utilização do modelo proposto como ferramenta global de desenvolvimento na validação dos limites operacionais, podendo este ser aplicado ao desenvolvimento de outros tipos de máquinas elétricas e parâmetros de controle.

Como desvantagens, pode-se citar a questão da faixa de operação do motor, uma vez que todas as abordagens foram realizadas sobre um único ponto nominal de operação.

Capítulo 2 – DESENVOLVIMENTO DO MODELO MATEMÁTICO

2.1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de um modelo matemático adequado para o estudo de qualquer tipo de fenômeno se faz necessário, na medida em que se podem prever determinados problemas ou situações com antecedência, muitas vezes, antes mesmo que estas aconteçam. O resultado disso é a redução das possibilidades de riscos, associados a falhas de dispositivos, retrabalho de produtos, resultando de forma geral, na economia de tempo e recursos. Um dos principais requisitos de um modelo é a precisão do mesmo. Este conceito está relacionado não apenas à fidelidade do modelo em retratar o fenômeno sob estudo, mas também a uma análise de custo benefício, que o projetista deve realizar, de modo a considerar condições que realmente agreguem valor ao fenômeno estudado, desprezando outras de menor importância, mas que podem sobrecarregar o processo de resolução do modelo matemático. Desta forma, a utilização dos modernos e melhores recursos computacionais é bem vinda, mas não se pode perder de vista todo o equacionamento que está subtendido nos modelos utilizados, correndo-se o risco da perda do senso crítico quando determinada solução é atingida.

Neste capítulo são apresentados, inicialmente, o modelo global proposto neste trabalho e algumas considerações sobre cada um dos itens integrantes deste modelo. Mais adiante, neste mesmo capítulo, são apresentados os modelos matemáticos de cada um dos blocos e suas principais equações.

2.2 MODELO GLOBAL

O modelo global do acionamento proposto neste trabalho pode ser visto no diagrama de blocos funcional da Figura 2.1. Nesta Figura, são apresentados os blocos do Conversor Eletrônico de Potência e Controlador, do Motor (MRC 4/2 bifásico) e da Carga acoplada ao Eixo, e dos Componentes Mecânicos Estruturais do Motor. Além disso, são apresentados também os acoplamentos entre os modelos, as principais variáveis de entrada e saída entre os blocos e os domínios de estudo, temporal e de frequência. O bloco do Conversor e Controlador produz as tensões e correntes (V , I) que serão impostas sobre o bloco do Motor e Carga, que por sua vez produzem as forças e o torque (F , T) que serão enviados ao bloco dos Componentes Mecânicos Estruturais, o qual apresenta em sua saída as variáveis de variação de deslocamento e aceleração (Δd , a). Mais adiante, são apresentados os detalhes de cada um dos blocos integrantes deste diagrama.

Figura 2.1 – Modelo global do acionamento proposto, seus acoplamentos e as principais variáveis de entrada e saída.

Fonte: Elaborado pelo autor.

2.2.1 Considerações sobre o motor

O MRC 4/2 é um motor bifásico, de geometria assimétrica, que possui quatro polos no estator e dois no rotor, tendo sido desenvolvido para a aplicação em ferramentas elétricas. Devido à necessidade de portabilidade e facilidade de conexão à rede elétrica, foi concebido em dimensões reduzidas, possuindo uma estrutura simplificada, com reduzido número de fases.

A Figura 2.2 apresenta a estrutura simplificada do MRC 4/2. Os dados de placa e as características do motor são apresentados na Tabela 2.1:

Figura 2.2 – Estrutura Simplificada e Sentido de Rotação do MRC 4/2 [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Tabela 2.1 – Dados de placa do MRC 4/2 – bifásico [1]

CARACTERÍSTICAS	VALOR
Número de Fases	N=2
Polos do Estator / Rotor	Ne / Nr = 4 / 2
Potência Nominal	Pn = ½ CV
Corrente Nominal	In = 1,7 Arms
Velocidade Nominal	ωn = 6000 rpm
Torque Nominal	Tn = 0,28 N.m

Fonte: Corrêa (2009).

De modo a atender requisitos operacionais, exigidos para a aplicação em ferramentas elétricas, ele foi desenvolvido com uma geometria assimétrica no rotor, atendendo requisitos específicos de torque, velocidade e sentido preferencial de rotação. A Figura 2.3 e a Tabela 2.2 apresentam, respectivamente, a estrutura detalhada do rotor do MRC 4/2 e as características geométricas principais do rotor. De acordo com Figura 2.3, pode ser constatado que a geometria do mesmo 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, denominado de entreferro principal, e a segunda região possui um entreferro variável, que aumenta em direção ao eixo de quadratura, sendo esta região que diferencia esta máquina dos demais motores de relutância.

Figura 2.3 - Estrutura detalhada do rotor do MRC 4/2 [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Tabela 2.2 – Características geométricas do MRC 4/2 [1]

CARACTERÍSTICAS	VALOR
Diâmetro externo do Estator	90 mm
Coroa do Estator	10 mm
Diâmetro do Rotor	D = 45 mm
Comprimento do Núcleo	L _c = 35 mm
Arco do Polo do Estator	γ ₀ = 45°
Arco do Polo do Rotor	2α ₀ = 45°
Espessura do entreferro principal	l _{g0} = 0,3 mm

Fonte: Corrêa (2009).

Depois de fabricado o MRC 4/2, o rotor do mesmo passou por um procedimento de otimização de objetivos múltiplos [7-8], a partir do qual foram determinadas melhorias na geometria do mesmo. O procedimento de otimização desenvolvido propôs 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 possuía como critérios a redução da ondulação de torque, assim como, a mínima degradação do torque de partida e do torque médio do MRC. Com o desenvolvimento deste trabalho, determinaram-se não só os principais parâmetros geométricos envolvidos com esta otimização, como também a melhor combinação de valores para os mesmos, tais como $\beta_0=60^\circ$, $l_{g1}=0,5mm$ e $l_{g2}=1,0mm$. Uma vez obtidos os parâmetros e seus valores, procedeu-se a construção de um novo rotor. As Figuras 2.4 e 2.5 apresentam, respectivamente, a geometria do rotor antes e depois do processo de otimização e os protótipos dos rotores e do estator fabricados. Mais adiante, no tópico 3.3.1.1 serão apresentadas todas as dimensões dos protótipos fabricados.

Figura 2.4 – Geometria dos Rotores [1] - (a) Antes da Otimização (rotor de referência) (b) Depois da Otimização (rotor otimizado)

Fonte: Corrêa (2009).

Figura 2.5 – Fotos dos protótipos dos rotores e do estator fabricados [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Vale observar que o método de otimização das características mecânicas do rotor não é o escopo deste trabalho, desta forma, este assunto foi tratado aqui de maneira breve, de modo que se tenha ciência apenas da origem do outro rotor fabricado. Para as modelagens propostas neste trabalho, serão considerados ambos os rotores fabricados, que serão tratados de agora em diante como rotor de referência e rotor otimizado.

2.2.2 Considerações sobre o conversor eletrônico de potência

Conforme discutido em [1], o conversor eletrônico de potência de um MRC é composto, basicamente, por um circuito inversor e um filtro capacitivo. O circuito inversor é composto por chaves responsáveis pelo processo de comutação das fases do motor e por diodos de retorno ou de *freewheeling*. O filtro capacitivo tem a função de filtrar os harmônicos de corrente do barramento C.C., minimizando a ondulação de corrente do mesmo. Os diodos de retorno têm a função de proteger as chaves do inversor, no momento em que as mesmas são desligadas, e devolver a energia armazenada nos enrolamentos do MRC ao barramento C.C.. Um inversor utilizado no acionamento de um MRC possui uma estrutura muito particular em relação às topologias utilizadas no acionamento de outros motores, uma vez que existe a necessidade dos enrolamentos da máquina estarem em série com as chaves semicondutoras.

O conversor eletrônico de potência de um MRC geralmente opera a partir de um barramento C.C., que pode ser originado de uma bateria ou de um circuito retificador. Desta forma, o conversor eletrônico utiliza as chaves do circuito inversor para aplicar pulsos de tensão do barramento, sincronizados com a posição relativa

do rotor, nos intervalos onde a derivada da indutância de fase em relação ao sentido do movimento do rotor é positiva $\left(\frac{dL}{d\theta} > 0\right)$. Desta forma, o conversor impõe pulsos de correntes unidirecionais nos enrolamentos do motor e obtém-se a produção de torque positivo. Para completar o processo de comutação das chaves, o conversor ainda deve impor tensão reversa sobre o enrolamento do MRC, em determinadas posições do rotor, de modo a extinguir o fluxo e a corrente de fase a cada passo polar. 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 mantida pelos diodos de retorno do conversor, até que a corrente e o fluxo nos enrolamentos do motor se anulem. Os enrolamentos do MRC devem ser desenergizados, antes que se atinja o ponto onde a indutância de fase torna-se negativa $\left(\frac{dL}{d\theta} < 0\right)$, caso contrário, o motor gerará torque negativo, causando a frenagem do MRC. Dentre as diversas topologias de inversor e de dispositivos semicondutores estudados em [1], optou-se pela configuração **Meia Ponte Assimétrica Bifásica**, com duas chaves tipo IGBT por fase, de modo a atender os recursos de maior flexibilidade, permitindo a operação com qualquer nível de superposição de correntes, exigidos para o estabelecimento dos algoritmos de comutação para a minimização da vibração e da ondulação de torque sobre o MRC 4/2 num trabalho preexistente [1]. O diagrama esquemático completo do conversor eletrônico de potência utilizado para o acionamento do MRC 4/2 bifásico é apresentado na Figura 2.6:

Figura 2.6 – Estrutura Completa do Conversor Eletrônico de Potência [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Durante o processo de investigação da vibração e ondulação de torque do MRC 4/2 bifásico em [1], foram implementadas três estratégias de comutação para as chaves do inversor, denominadas de: Pulso Único (PU), Pulso Único com

Sobreposição das Correntes de Fase (PUSCF) e Controle em Três Níveis (CTN) que são apresentadas em mais detalhes no item 2.2.3. A utilização destas estratégias de comutação se fará necessária mais adiante, na construção do modelo matemático, que será abordado no item 2.3 deste capítulo.

2.2.3 Estratégias de comutação das chaves do inversor

As estratégias de comutação das chaves do inversor foram desenvolvidas para a minimização da vibração e ondulação de torque do MRC 4/2 bifásico em [1]. Estas estratégias foram todas aplicadas em malha aberta de modo a se verificar a vibração causada pelas mesmas sobre a estrutura mecânica do motor. Essas estratégias são apresentadas, em maiores detalhes, a seguir:

- **Pulso Único (PU):** A estratégia de PU é caracterizada pela aplicação de uma forma de onda quadrada de tensão aos enrolamentos do motor, sincronizada através de um sensor de posição com o período com que os polos do rotor estão se aproximando dos polos do estator, ou seja, quando a derivada da indutância própria de fase é positiva. Este processo de chaveamento é controlado através dos ângulos de ligamento e condução (θ_{on} e θ_c), e é responsável pela magnetização dos enrolamentos de fase de modo a produzir um conjugado positivo. Para finalizar o processo de comutação deste perfil, é aplicado, aos enrolamentos do motor, uma forma de onda quadrada, de polaridade negativa e normalmente não chaveada, de modo a realizar o processo de desmagnetização do enrolamento, fazendo com que a corrente de fase e o fluxo concatenado atinjam novamente o valor zero. O PU é uma estratégia de comutação indicada para a operação na velocidade nominal ou acima dela, devendo ser reiniciada a cada passo polar. Esta estratégia de comutação foi implementada com ambos os rotores, o rotor de referência e o otimizado, e pode ser vista na Figura 2.7:

Figura 2.7 – Curvas para a operação na estratégia de comutação de PU [1]

Fonte: Corrêa (2009).

- **Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase (PUSCF):** Esta estratégia foi originada na referência [43] e detalhada em [1]. A idéia básica desta estratégia é estabelecer a sobreposição das correntes de fases, de modo a minimizar o pico de corrente por fase, diminuindo consequentemente os resultados de ondulação de torque sobre o motor. Esta estratégia de comutação se assemelha muito com a estratégia de PU, diferindo desta no que se refere a magnetização do enrolamento, uma vez que a aplicação da onda quadrada de tensão deve ser realizada por um ângulo de condução mais estendido, de modo que antes do desligamento de uma das fases do motor, a outra fase já tenha entrado em condução e permaneça desta forma durante um determinado período de tempo. Considerando a comutação de apenas umas das fases do motor, a Figura 2.7 também pode ser considerada para esta estratégia.
- **Controle em Três Níveis (CTN):** Esta estratégia balizou-se no trabalho de Hedlund *apud* Rasmussen [44] e já foi detalhada na referência [1]. Basicamente, esta estratégia de comutação propõe o controle do MRC através da aplicação de

três estados de comutação diferentes, mas dentro do mesmo passo polar. Cada estado de comutação baseia-se na aplicação de um nível de tensão diferente, em intervalos angulares distintos (θ_1 , θ_2 , e θ_3). Esta estratégia pode ser vista na Figura 2.8:

Figura 2.8 – Curvas para a operação na estratégia de comutação de CTN [1]

Fonte: Corrêa (2009).

2.3 MODELO MATEMÁTICO

De modo a implementar o modelo matemático do acionamento do motor de relutância especial 4/2 bifásico, este foi dividido da seguinte forma: modelo do motor de relutância especial 4/2 bifásico e da carga acoplada ao eixo, modelo do conversor eletrônico de potência e controlador, modelo mecânico estrutural e vibração e modelo dos acoplamentos. A seguir, são apresentados e discutidos cada um dos modelos mencionados:

2.3.1 Modelo do MRC 4/2 bifásico e da carga acoplada ao eixo

2.3.1.1 Modelo eletromagnético para uma máquina de relutância de n fases

Conforme tratado em [1], para a devida apresentação do fluxo de energia no interior da máquina de relutância, são feitas algumas considerações especiais. Neste caso, desprezam-se os efeitos da saturação magnética, de forma que a indutância não varie com a corrente e somente com a posição angular do rotor. Além disso, desconsideram-se os efeitos dos espraamentos nas bordas dos polos, assumindo-se que todo o fluxo atravessasse o entreferro na direção radial. Desta forma, a tensão nos terminais de cada fase do MRC pode ser enunciada conforme a eq. (2.1):

$$v_j = R_j i_j + \frac{d\psi_j(\theta_j, i_j)}{dt} \quad (2.1)$$

Onde V_j é a tensão do barramento C.C. aplicada pelo conversor eletrônico de potência ao enrolamento da fase j do MRC, R_j é a resistência ôhmica do enrolamento da fase j , i_j é a corrente da fase j do motor e ψ_j é o fluxo concatenado no enrolamento da fase j .

Sabendo-se que para o caso geral, tem-se $\psi = Li$, e passando a considerar o acoplamento das indutâncias mútuas de n fases do motor, o fluxo concatenado pela fase j é fornecido pela eq. (2.2):

$$\psi_j = L_{j1} i_1 + L_{j2} i_2 + \dots + L_{jj} i_j + \dots + L_{jn} i_n \quad (2.2)$$

Onde j varia de 1 a n fases do motor, L_{jk} é a indutância mútua entre dois enrolamentos de fase j e k , com $j \neq k$, e L_{jj} é a indutância própria do enrolamento da fase j .

Retomando a eq.(2.1), e expandindo a mesma a partir da contribuição das indutâncias mútuas, obtém-se a tensão em cada uma das n fases do motor, conforme a eq.(2.3):

- Os enrolamentos estão concentrados apenas nos polos do estator;
- Para a operação de um MRC, apenas uma das fases do motor é acionada de cada vez.

Desta forma, as indutâncias mútuas são muito pequenas, geralmente da ordem de 1% da indutância própria, não influenciando na modelagem dos MRCs [45]. Mesmo considerando a operação do MRC 4/2 sobre a estratégia de comutação de Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase, os intervalos angulares em que as fases são acionadas simultaneamente são muito reduzidos em relação ao intervalo angular total. O mesmo efeito ocorre para motores com maior número de fases, onde normalmente ocorre uma pequena sobreposição no acionamento das fases.

Segundo [46], para a maioria das aplicações industriais, os valores das indutâncias mútuas podem ser desprezados. Apenas uma ressalva deve ser feita para o caso de máquinas de elevado desempenho, onde as indutâncias mútuas devem ser levadas em consideração.

Em relação à modelagem matemática, desprezando-se indutâncias mútuas, o equacionamento torna-se mais simplificado, conforme eq.(2.6):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \omega \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & R_2 + \omega \frac{\partial L_2}{\partial \theta} & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & R_n + \omega \frac{\partial L_n}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & L_2 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & L_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \vdots \\ \dot{i}_n \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.3.1.3 Modelo eletromagnético para uma máquina de relutância de 2 fases

O MRC 4/2 é um motor bifásico, desta forma, considerando nulas as indutâncias mútuas para o caso de uma máquina de duas fases, pode-se reescrever a eq.(2.6), obtendo a eq.(2.7):

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \omega \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & R_2 + \omega \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A eq.(2.7) descreve o comportamento eletromagnético de uma máquina de relutância de duas fases.

2.3.1.4 Modelo por fase do circuito equivalente de uma máquina de relutância

De acordo com [47], pode-se representar uma das fases de uma máquina de relutância pelo diagrama da Figura 2.9. Observando a eq.(2.7), pode-se afirmar para cada uma das fases do MRC que, a tensão nos terminais da máquina pode ser representada por quedas de tensão na resistência e na indutância de fase da mesma, assim como por uma *f.e.m.* de origem mocional.

Figura 2.9 – Circuito equivalente de uma fase da máquina de relutância [47]

Fonte: Krishnan (2001).

2.3.1.5 Modelo da carga acoplada ao eixo do motor

A carga acoplada ao eixo do motor pode ser modelada pela equação do conjugado mecânico da máquina elétrica sob estudo. Esta equação relaciona os elementos que caracterizam a carga mecânica acoplada ao eixo que são: o momento de inércia do MRC 4/2 e o coeficiente de atrito viscoso produzido pelos rolamentos instalados no mesmo. A equação abaixo representa o conjugado mecânico disponível no eixo do motor, quando descontados o efeito da carga, conforme eq.(2.8):

$$T_e - T_l = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (2.8)$$

Onde T_e é o conjugado eletromagnético produzido pelo MRC 4/2, T_l é o conjugado de carga, J é o momento de inércia da máquina elétrica, ω representa a velocidade angular em rad/s do motor e B representa o coeficiente de atrito viscoso que os rolamentos aplicam sobre o eixo.

2.3.2 Modelo do conversor eletrônico de potência e do controlador

O controlador é responsável por impor as estratégias de comutação das chaves do inversor, conforme mencionado no item 2.2.3.

O modelo matemático do conversor eletrônico de potência pode ser extraído, por inspeção, das equações do circuito do mesmo, considerando a operação do conversor sob as três estratégias de comutação e os modelos dos dispositivos semicondutores utilizados, tais como IGBTs e diodos, conforme apresentado por Neves [48].

De modo a mapear as condições de operação do conversor, deve-se inicialmente obter uma tabela da verdade para todos os estados de comutação das chaves do inversor e, o valor das respectivas tensões impostas sobre os enrolamentos do motor. Desta forma, a partir do diagrama da Figura 2.6, determinou-se a Tabela 2.3, que resume todos os estados de comutação abordados nas estratégias de comutação implementadas [1]. Em relação à Tabela 2.3, vale observar que, todos os estados abordados referem-se apenas à fase A do MRC, uma vez que ambas as fases são idênticas e dotadas de total independência em relação a seu acionamento, podendo o mesmo procedimento de análise ser repetido para a fase B. Além disso, o valor da tensão do barramento C.C. utilizada foi de 150 V.

Tabela 2.3 - Tabela da verdade com os estados de comutação das chaves do inversor para a fase A do MRC 4/2

ESTADOS	IGBT1	IGBT2	D1	D2	SAÍDA
E0	0	0	0	0	0
E1	1	1	0	0	V _{cc}
E2	1	0	0	1	0
E3	0	0	1	1	-V _{cc}
E4	0	1	1	0	0

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na construção do protótipo [1], foi escolhido o IGBT como dispositivo de chaveamento do inversor. Para a modelagem do mesmo, utilizou-se um modelo simplificado, onde a região entre coletor e emissor do mesmo foi considerada como constituída por uma queda de tensão v_{IGBT} , que corresponde à tensão de saturação (V_{ce}), conforme Figura 2.10:

Figura 2.10 – Modelo de IGBT utilizado [49]

Fonte: https://www.gta.ufrj.br/grad/01_1/igtb/Pagina_IGBT.

Desta forma, levando-se em consideração os parâmetros do IGBT e realizando-se a inspeção das malhas do circuito da Figura 2.6, pode-se escrever as principais equações para os estados da Tabela 2.3. Vale observar que, pelos mesmos motivos já apresentados quando da modelagem da máquina elétrica, foram desprezados o efeitos das indutâncias mútuas. Assim sendo, para o estado inicial **E0**, quando o circuito ainda não foi acionado, têm-se todos os dispositivos, tais como, diodos e IGBTs com nível lógico zero, ocasionando uma tensão de saída nula sobre os terminais da máquina de relutância.

Para o estado **E1**, a queda de tensão na fase A é fornecida pela eq.(2.9):

$$v_{cc} - 2v_{IGBT} = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \quad (2.9)$$

Onde v_{cc} é tensão do barramento C.C., R_A é a resistência ôhmica do enrolamento da fase A, i_A é a corrente da fase A do MRC e ψ_A é o fluxo concatenado no enrolamento da fase A.

Para os estados **E2** e **E4**, a queda de tensão na fase A é fornecida pela eq.(2.10):

$$0 - v_{IGBT} - v_d = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \quad (2.10)$$

Onde v_d é a queda de tensão direta no diodo de retorno.

E no estado **E3**, a queda de tensão na fase A é fornecida pela eq.(2.11):

$$-v_{cc} - 2v_d = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \quad (2.11)$$

Levando-se em consideração que V_{CE} típico de saturação para o IGBT utilizado no protótipo é de 2 V [50], ou seja, um valor próximo a 1% da tensão do barramento C.C., e a queda de tensão direta no diodo de retorno é de 0,5 V [51], desprezam-se as contribuições destas quedas de tensão nas equações apresentadas anteriormente. Desta forma, a tensão imposta pelo conversor nos terminais dos enrolamentos de fase do MRC, é praticamente a tensão fornecida pelo barramento C.C., conforme Tabela 2.4:

Tabela 2.4 – Tensão nos terminais dos enrolamentos de fase do motor

Estado	Tensão nos Terminais do Motor [V]
E0	0
E1	150
E2 / E4	0
E3	-150

Fonte: Elaborado pelo autor.

2.3.3 Modelos dos acoplamentos

2.3.3.1 Classificação

De acordo com Besbes [52], os modelos de acoplamento podem ser classificados, basicamente, em três tipos:

- Acoplamento unidirecional, ou fracamente acoplado;
- Acoplamento bidirecional;
- Acoplamento interativo, ou fortemente acoplado.

O acoplamento unidirecional é recomendado para o estudo de fenômenos onde as propriedades magnéticas e elásticas são fracamente acopladas. Neste caso, a distribuição do campo magnético das forças magnéticas e as deformações induzidas podem ser calculadas separadamente, e apenas uma vez.

No caso do acoplamento bidirecional, da mesma forma que no caso anterior, os fenômenos de origem elétrica, magnética e mecânica são resolvidos separadamente, porém com uma diferença, pois são necessárias várias iterações para a resolução, uma vez que neste caso é necessário considerar, por exemplo, a variação do campo magnético em função do deslocamento e vice-versa. Neste caso, o processo de iteração é finalizado somente a partir do instante onde uma das grandezas não apresenta mais variação.

Já no modelo de acoplamento interativo, as análises dos fenômenos elétricos, magnéticos e mecânicos, são realizadas simultaneamente. Desta forma, o uso deste tipo de acoplamento é recomendado quando existe uma interação diferenciada entre os fenômenos estudados, por exemplo, em aplicações onde os campos magnéticos são muito elevados, em materiais fortemente magnetostritivos, ou no estudo de fenômenos que causam grandes deformações. Dentre os modelos de acoplamento apresentados, o acoplamento interativo ou forte é o que consome maior tempo computacional.

Por definição, todos estes três modelos apresentados poderiam ser aplicados na modelagem do sistema de acionamento do MRC 4/2 bifásico, no entanto, para uma modelagem adequada dos fenômenos estudados, é necessário fazer algumas considerações:

- Segundo Neves [48], o modelo de acoplamento unidirecional se adapta bem ao estudo das vibrações de origem magnética em estruturas

ferromagnéticas como motores e transformadores, na medida em que não ocorre mudança das propriedades físicas das estruturas, além de consumir menor tempo computacional quando comparado com outros modelos;

- As deformações mecânicas sobre o sistema proposto são consideradas muito fracas, de forma que o campo magnético não é afetado;
- As constantes de tempo envolvidas na modelagem dos fenômenos são muito diferentes. Neste caso, as ordens de grandeza envolvidas são de micro-segundos (μs) para o modelo do conversor eletrônico de potência e mili-segundos (ms) para o modelo do MRC. Desta forma, a resolução dos acoplamentos em separado pode ser mais indicada, na medida em que podem ser utilizadas as devidas constantes de tempo e ferramentas computacionais adequadas para cada domínio. Vale observar que, neste caso, o uso de modelos de acoplamentos fortes, possui a desvantagem de resolver desnecessariamente regiões desconhecidas nos domínios de campos referentes a pontos de chaveamento não lineares do circuito;
- Segundo Lange [27], a escolha de um tempo de passo compatível com o fenômeno estudado é fundamental para a obtenção de resultados precisos. Ao contrário disso, nos modelos fortemente acoplados, as constantes de tempo devem possuir ordem de grandeza compatível com ambos os sistemas acoplados, o que pode influir diretamente na precisão dos resultados.

Em função das necessidades de acoplamento para a modelagem do acionamento do MRC 4/2 bifásico e das considerações realizadas acima, determinou-se que, preliminarmente, o modelo mais adequado para a proposta é o modelo unidirecional de acoplamento. Além do mais, de acordo com as mais novas vertentes das simulações multifísicas, mesmo quando da utilização de um único pacote de programa para as simulações de diversos domínios, o próprio programa realiza uma separação nos domínios simulados, aplicando diferentes integradores para cada região, de modo a obter a precisão necessária estipulada pelo projetista [27].

2.3.3.2 Acoplamentos entre circuitos elétricos, campos eletromagnéticos e componentes mecânicos estruturais e de vibração

Para a modelagem destes acoplamentos foi utilizado o trabalho de Neves [48] como base de estudo. Desta forma, foram estabelecidas as seguintes etapas para o levantamento de todas as variáveis necessárias para a construção dos modelos:

1) Obtenção da característica fluxo concatenado vs. corrente de fase do motor:

Os valores do fluxo concatenado por fase [$\psi(\theta, i)$] do motor, podem ser obtidos por meio de medições ou simulações magnetostáticas, passo a passo no tempo, com variação angular do rotor, utilizando-se para isso o Método de Elementos Finitos 2D. Através destas simulações, é possível obter as curvas da Figura 2.11 para a máquina elétrica sob estudo:

Figura 2.11 - Curvas de Magnetização ou Característica de Fluxo Concatenado vs. Corrente de Fase do Motor, obtidas pelo Método dos Elementos Finitos 2D [47]

Fonte: Krishnan (2001).

Para executar as simulações magnetostáticas é necessário o conhecimento da geometria do motor e das propriedades dos materiais utilizados na fabricação do mesmo.

2) Obtenção das correntes de fase do motor:

A técnica utilizada por Neves [48] baseia-se num sistema de equações diferenciais de primeira ordem para representar o conjunto conversor-motor. A equação diferencial utilizada neste item é a mesma equação utilizada para a obtenção da tensão de fase, imposta pelo conversor nos terminais da máquina de relutância, conforme a eq.(2.1). Os valores de tensão impostos pelo conversor sobre os enrolamentos de fase do MRC 4/2 são fornecidas pela Tabela 2.4.

Em seguida, o sistema de equações diferenciais pode ser resolvido por meio de integração numérica. No final de cada passo de integração, θ e ψ serão ambos determinados e a corrente de fase i pode ser obtida via interpolação na curva de magnetização, para cada posição angular do rotor.

Outra técnica também utilizada para a obtenção das correntes de fase do motor é denominada de simulação indireta e, foi trabalhada por Dos Santos [2], Van der Giet [26], e Lange [27]. Ela baseia-se na etapa anterior (passo 1), onde são implementadas tabelas (*look-up tables*) com os dados das simulações magnetostáticas realizadas em elementos finitos. Os dados dessas tabelas são inseridos num programa de circuitos e, a partir dos resultados das simulações do conjunto, obtém-se os valores das correntes de fase.

3) Obtenção das forças magnéticas 2D

Segundo Nogueira [53], o cálculo das forças magnéticas a partir da análise numérica de campos eletromagnéticos é considerado um dos problemas mais difíceis de serem modelados do ponto de vista computacional. Entre os diversos métodos existentes na literatura, os mais comumente citados são: o Método do Trabalho Virtual e o Método do Tensor de Maxwell. Este último tornou-se mais conhecido nos últimos anos, em função do aumento no poder de processamento dos computadores e do surgimento de novos pacotes de programas que facilitaram o cálculo numérico de campos. O Método do Tensor de Maxwell é eficiente em termos computacionais, na medida em que necessita de apenas uma solução de campo para avaliar a força associada a uma determinada posição do dispositivo sob estudo. Ao contrário dos métodos baseados no conceito de energia magnética armazenada, o princípio e o equacionamento do método não são afetados por fenômenos como saturação, histerese, correntes parasitas ou outras não linearidades ou perdas. Isso se deve porque ao aplicar o método em regime bidimensional (2D) não existe a necessidade de se conhecer a distribuição de campo por completo, somente na

superfície escolhida. Em função de todas as vantagens apontadas, neste estudo foi adotado o Método do Tensor de Maxwell, para o cálculo da força magnética. Desta forma, para obter a força magnética resultante sobre um corpo, pode-se aplicar a eq.(2.12), que define matematicamente o Tensor de Maxwell em duas dimensões:

$$\vec{F}_d = \int_S \vec{T} dS = \frac{1}{\mu_0} \int_S [(\vec{n} \cdot \vec{B}) \vec{B} - \frac{1}{2} \vec{n} (\vec{B} \cdot \vec{B})] dS \quad (2.12)$$

Onde T é um vetor equivalente a uma densidade de força avaliada sobre uma superfície arbitrária S, que passa pelo ar envolvendo o corpo considerado, e $\vec{n}$ é um vetor unitário normal à superfície. μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e $\vec{B}$ é o vetor indução magnética.

As componentes ortogonais, radiais e tangenciais da densidade de força para um ponto qualquer da superfície, podem ser determinadas pelas equações (2.13) e (2.14):

$$dF_R = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\mu} B_R^2 - \mu H_T^2 \right) dS \quad (2.13)$$

$$dF_T = H_T B_R dS \quad (2.14)$$

A partir da integração destas densidades de força sobre uma superfície envolvendo parcialmente um polo da máquina, pode-se calcular a força sobre o mesmo com precisão relativamente adequada.

4) Transformação das forças magnéticas do domínio do tempo para o domínio da frequência

Após o cálculo das componentes radiais e tangenciais das forças magnéticas no domínio de tempo, o passo seguinte é passagem destas componentes para o domínio da frequência. Isto pode ser realizado aplicando-se a Transformada de Fourier aos sinais obtidos. Desta forma, cada componente de força será decomposta em N harmônicas do sinal original. Os motivos para esta transformação de domínios estão associados às análises de vibração que serão realizadas no tópico seguinte, uma vez que no domínio da frequência, pode-se identificar as diversas contribuições

dos elementos na produção de vibração, de acordo com a frequência onde ocorrem as excitações.

5) Transferência das forças magnéticas para o Modelo Mecânico Estrutural do MRC 4/2

O acoplamento entre campos eletromagnéticos e grandezas mecânicas estruturais de vibração é obtido através da transferência da força magnética estabelecida nos polos do estator para a estrutura mecânica do rotor. Desta forma, as componentes das forças eletromagnéticas, calculadas no tópico anterior, são transferidas para o modelo estrutural do MRC 4/2. Para isso, deve-se inicialmente identificar os nós centrais das extremidades internas de cada polo do estator, localizados na malha de elementos finitos do modelo mecânico estrutural e, a seguir, associar os carregamentos, ou seja, os módulos e as fases das componentes radiais e tangenciais de força magnética calculada. Atualmente, todos os programas de elementos finitos possuem ferramentas adequadas para a transferência das componentes de força magnética para o modelo mecânico estrutural. A Figura 2.12 apresenta a malha de elementos finitos estrutural e os carregamentos, representados pelas componentes cartesianas, referentes a uma determinada harmônica de força aplicada no centro da face interior de cada polo.

Figura 2.12 - Malha de elementos finitos estrutural com os carregamentos [48]

Fonte: Neves (1999).

Vale observar que, para a execução deste procedimento, os cálculos das vibrações serão supostos de forma que a força resultante sobre um polo se

concentra em um ponto mediano do mesmo, em sua extremidade interior, conforme a Figura 2.13.

Fig. 2.13 - Ponto de aplicação da força [48]

Fonte: Neves (1999).

2.3.4 Modelo mecânico estrutural e de vibração

O modelo mecânico estrutural e vibração do MRC 4/2 pode ser obtido através da resolução das equações dinâmicas da mecânica. Através de uma análise pelo Método dos Elementos Finitos 2D, a estrutura do MRC 4/2 (estator) deve ser discretizada em inúmeros elementos de superfície. Para o conjunto de todos esses elementos é obtido um sistema de equações dinâmicas que relacionam as forças magnéticas às vibrações mecânicas. Este equacionamento é baseado nos conceitos de energia, de onde obtém-se as equações de Lagrange para o sistema discretizado, em forma matricial, conforme a eq.(2.15):

$$[M]\left[\ddot{q}\right]+[K][q]=[F] \quad (2.15)$$

Onde $[M]$ é uma matriz simétrica, denominada de matriz de massas do sistema, $[K]$ é uma matriz simétrica, chamada de matriz de rigidez do sistema, $[F]$ é um vetor coluna, chamado de vetor de forças equivalentes dos nós, $[q]$ é o vetor deslocamento e $\left[\ddot{q}\right]$ é vetor de aceleração dos nós.

As forças de atrito são levadas em consideração através da eq.(2.16):

$$f_c = -c \frac{\partial t}{\partial t} \quad (2.16)$$

Transformando a eq.(2.16) em vetor de forças na forma matricial, obtém-se a eq.(2.17):

$$[F_c] = -[C] \begin{bmatrix} \dot{q} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Onde $[F_c]$ é a matriz de densidades de forças de atrito do sistema, $[C]$ é a matriz de amortecimentos do sistema e $\begin{bmatrix} \dot{q} \end{bmatrix}$ é o vetor de velocidades dos nós.

Em seguida, a eq.(2.17) pode ser acrescentada a eq.(2.15), obtendo-se finalmente a equação dinâmica completa para o sistema discreto, conforme eq.(2.18):

$$[M] \begin{bmatrix} \ddot{q} \end{bmatrix} + [C] \begin{bmatrix} \dot{q} \end{bmatrix} + [K][q] = [F] \quad (2.18)$$

2.3.4.1 Cálculo da resposta natural e forçada

Na análise de sistemas dinâmicos, é fundamental a execução destes dois procedimentos de cálculo, uma vez que ambas as respostas se complementam no estudo das vibrações sobre um sistema mecânico qualquer. O cálculo da resposta natural tem por objetivo a extração das frequências naturais e dos modos de vibração de um sistema mecânico livre de perturbações externas. O conhecimento destes parâmetros é fundamental na caracterização da resposta dinâmica de qualquer sistema. Já o cálculo da resposta forçada, possui como objetivo a análise das vibrações provocadas pelas forças magnéticas. A escolha do método de resolução da equação dinâmica completa (2.18) depende da natureza da excitação e também do tipo de problema. Neste tópico, objetiva-se o estudo das vibrações de origem magnética, em regime permanente e devido às excitações periódicas produzidas pelo conversor eletrônico de potência, em regime de operação nominal do MRC 4/2.

2.3.4.1.1 Resposta natural

Para o caso da resposta natural, assume-se que não existem forças atuando no sistema, desta forma, obtém-se a eq.(2.19):

$$[M]\{\ddot{q}\}+[C]\{\dot{q}\}+[K]\{q\}=0 \quad (2.19)$$

Devido à estrutura física do material considerado para o estator da máquina (no caso aço), as deformações associadas ao mesmo podem ser desprezadas, o que significa que o amortecimento interno do material é muito pequeno, e a energia dissipada pode ser negligenciada, em comparação com as energias cinética e potencial. Desta forma, o termo $[C]\{\dot{q}\}$, que é caracterizado como um amortecimento pode ser desprezado, e a equação anterior assume a forma da eq.(2.20):

$$[M]\{\ddot{q}\}+[K]\{q\}=0 \quad (2.20)$$

No caso do sistema mecânico considerado, as respostas são harmônicas, assim, o vetor deslocamento pode ser representado conforme a eq.(2.21):

$$\{q\}=\{u\}.e^{i\omega t} \quad (2.21)$$

Executando a segunda derivada de $\{q\}$, obtém-se o vetor aceleração $\{\ddot{q}\}$, conforme a eq.(2.22):

$$\{\ddot{q}\}=\omega^2.\{u\}.e^{i\omega t} \quad (2.22)$$

Onde ω é a frequência natural a ser determinada.

Substituindo os vetores de deslocamento $\{q\}$, e de aceleração $\{\ddot{q}\}$ na eq.(2.20), obtêm-se a eq.(2.23):

$$[[K]-\omega^2[M]]\{u\}=0 \quad (2.23)$$

Onde os autovetores $\{u\}$ representam as amplitudes das vibrações, que correspondem a cada um dos modos de vibração da estrutura.

2.3.4.1.2 Resposta forçada

Para o caso da resposta forçada, considera-se neste caso, a aplicação de forças magnéticas sobre a estrutura da máquina elétrica (MRC 4/2), de modo periódico, produzidas pelos pulsos de correntes aplicados por seu conversor eletrônico de potência. Desta forma, obtém-se a eq.(2.24):

$$F(t) = \sum_{k=2}^{\infty} F_k(t) = \sum_{k=2}^{\infty} \vec{F}_k \cdot e^{j(k\omega t)} \quad (2.24)$$

Onde F_k é o vetor das amplitudes complexas, correspondente às k harmônicas das forças equivalentes aplicadas a cada nó.

Substituindo a eq.(2.24) na eq.(2.18), e desprezando o amortecimento, obtém-se a eq.(2.25):

$$[M] \left[\ddot{q} \right] + [K] [q] = \left[\sum_{k=2}^{\infty} \vec{F}_k \cdot e^{j(k\omega t)} \right] \quad (2.25)$$

Para o domínio da frequência, a resposta de uma estrutura mecânica pode ser calculada através da eq.(2.26):

$$[[K] - (k\omega)^2 [M]] \left\{ \vec{x}_k \right\} = \left\{ \vec{F}_k \right\} \quad (2.26)$$

Onde F_k é o vetor das amplitudes complexas das k harmônicas das forças equivalentes e aplicadas a cada nó, $\left\{ \vec{x}_k \right\}$ é o vetor dos deslocamentos dos nós, ω é a frequência angular fundamental, $\left\{ \vec{F}_k \right\}$ vetor das forças de excitação.

Da eq.(2.26), pode-se determinar o vetor dos deslocamentos para cada harmônica k de $\vec{F}_k$.

Os valores das acelerações nos nós podem ser determinados pela eq.(2.27):

$$\left[\ddot{x}_k \right] = -\omega^2 \left[\vec{x}_k \right] \quad (2.27)$$

Capítulo 3 – DESENVOLVIMENTO DO MODELO MULTIFÍSICO

3.1 INTRODUÇÃO

As simulações vêm revolucionando o desenvolvimento de novos produtos ao longo das décadas anteriores, minimizando os custos dos testes experimentais e acelerando o tempo de desenvolvimento dos mesmos até sua chegada ao mercado. Os avanços na tecnologia dos programas de simulação trazem soluções em nível sistêmico, uma vez que as novas ferramentas fornecem aos projetistas a possibilidade de ajustar todo o sistema, inclusive os vários domínios de acoplamento, em ambiente virtual, até que o mesmo esteja pronto para fabricação e testes. Isso acelera o processo de desenvolvimento e aumenta o desempenho dos produtos quando os mesmos são lançados. Nas fases iniciais de desenvolvimento, as novas ferramentas de simulação podem melhorar o desempenho do sistema, pois melhorias podem ser implementadas em partes individuais ou subsistemas, assim como em seus acoplamentos com uma ou outra parte, especialmente considerando os diversos fenômenos multifísicos envolvidos, tais como acoplamentos eletromagnéticos, térmicos, mecânicos, etc. A proposta deste capítulo insere-se neste contexto, uma vez que pretende avaliar o uso de novas ferramentas multifísicas e de acoplamento do Método dos Elementos Finitos (MEF) no desenvolvimento do acionamento do MRC 4/2. Para isso, serão apresentados ao longo do capítulo, passo a passo, a metodologia utilizada para a construção do modelo multifísico do acionamento do MRC 4/2. Inicialmente, propôs-se um modelo multifísico global que foi dividido em três blocos: o modelo eletromagnético do MRC 4/2, o modelo de circuitos elétricos do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador, e o modelo Mecânico Estrutural e de Vibração do MRC 4/2. De modo a validar os modelos adotados, foi realizada uma análise comparativa entre os resultados das simulações e os resultados experimentais, os quais serão apresentados no capítulo 5.

3.2 SIMULAÇÕES MULTIFÍSICAS E ACOPLADAS DO MEF

3.2.1 Definição

De acordo com [17], um sistema multifísico pode ser caracterizado como um sistema associado a mais de um fenômeno ou componente e governado por seu próprio princípio para evolução ou equilíbrio. De uma forma mais abrangente, um sistema multifísico pode ser classificado de acordo com o tipo de acoplamento: acoplamentos que ocorrem em larga escala (por exemplo, radiação em astrofísica) e acoplamentos que ocorrem sobre uma interface idealizada de menor dimensão ou em regiões estreitas (por exemplo, transmissão de fluxo, pressão ou deslocamentos).

3.2.2 Aplicações

As aplicações multifísicas não se restringem somente ao campo da programação (*software applications*), também estão incluídos neste rol de estudos, os ambientes de implementação física (*hardware applications*). Algumas das situações onde as simulações multifísicas são mais comumente aplicadas estão listadas a seguir [17]:

- Aplicações que exigem múltiplas escalas, tanto de tempo como de comprimento;
- Aplicações que necessitam múltiplas discretizações (por exemplo, elementos finitos);
- Aplicações que necessitam de múltiplas taxas de amostragem;
- Aplicações que exigem múltiplos níveis;
- Aplicações em equações com derivadas parciais, na medida em que cada derivada apresenta a resposta da equação para diferentes domínios;
- Aplicações de múltiplos modelos, etc.

3.2.3 O caso do acionamento do MRC 4/2

Levando em consideração as diversas áreas de aplicação das simulações multifísicas apresentadas no tópico anterior, neste item são apresentados os desafios encontrados durante o desenvolvimento deste estudo. Para o desenvolvimento do modelo computacional do sistema de acionamento do MRC 4/2 foram necessários os tratamentos multifísicos para as seguintes questões: desenvolvimento de múltiplos modelos e o tratamento para múltiplas escalas de tempo. O desenvolvimento de múltiplos modelos está relacionado à necessidade de se trabalhar com três domínios físicos diferentes que integram o sistema estudado, tais como circuitos elétricos, campos eletromagnéticos e grandezas mecânicas estruturais e de vibração. A questão das múltiplas escalas de tempo está relacionada às diferentes constantes de tempo, existentes entre conversor eletrônico de potência e o MRC 4/2. Além disso, o estudo das grandezas mecânicas estruturais e de vibração deve ser realizado no domínio da frequência, fato este que exige a realização de uma transformada (Transformada de Fourier) para a realização deste estudo. De modo a melhor ilustrar a problemática abordada neste tópico, é apresentado o diagrama de blocos do sistema global e dos modelos multifísicos abordados neste estudo, conforme Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema global e dos modelos multifísicos abordados neste estudo.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.4 Programas e plataformas de simulação

Para realizar o desenvolvimento dos modelos computacionais e aplicação de uma metodologia de estudo foi proposta a utilização de alguns programas de simulação e/ou alguns pacotes comerciais de programas, de modo a realizar o tratamento das equações e o acoplamento entre os modelos estudados. Desta forma, neste tópico são apresentados e discutidos, os principais programas disponíveis para este tipo de aplicação, muitos dos quais foram utilizados em trabalhos apresentados no tópico de *Estado da Arte*, no capítulo 1. Em relação a estes programas, são apresentadas as principais vantagens e desvantagens de sua utilização, suas limitações, e a possibilidade de acoplamento com outros pacotes de programas. No contexto das simulações multifísicas, está implícito a possibilidade de utilização de mais de uma plataforma para a obtenção de resultados desejados, mas segundo [26], deve-se atentar para o fato de que, não existe um programa superior, que funcione como solução geral para todos os casos. Na verdade, a melhor solução para uma determinada aplicação, depende dos próprios requisitos da mesma.

- **Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis):** O Spice atualmente pertence à companhia Cadence. É um dos mais conhecidos e utilizados simuladores de circuitos elétricos e eletrônicos. Uma das vantagens do Spice, é que o mesmo possui uma extensa biblioteca de componentes comerciais, que levam em consideração todas as características intrínsecas do componente, tais como curvas características, curvas de histerese, elementos parasíticos (capacitâncias e/ou indutâncias), resistências de curto-circuito, características de chaveamento, etc. Além disso, o Spice realiza análise transitória de circuitos, análise de tolerância de componentes, etc., não necessitando de grandes recursos computacionais para sua operação (CPU com velocidade superior a 600 MHz e memória RAM de 256 MB [54-55]). É um programa indicado para a modelagem de componentes elétricos, eletrônicos e circuitos integrados, além de circuitos de qualquer natureza. As principais desvantagens do Spice estão associadas à dificuldade de acoplamento com outros programas, além de problemas de convergência, devido seu algoritmo iterativo. Neste caso, para se realizar acoplamentos entre diferentes domínios físicos, as simulações de circuitos poderiam ser realizadas no Spice, e os dados

poderiam ser enviados a outro programa para o devido acoplamento, ou vice-versa. No tópico de *Estado da Arte* é apresentado um trabalho onde são aplicadas simulações multifísicas para o estudo de um MRC [28]. Neste caso, os acoplamentos entre os modelos desenvolvidos foram realizados utilizando-se os programas Spice, Matlab e Ansys.

- **PSIM (Power Simulator):** O PSIM foi desenvolvido pela PowerSim, sendo um programa de simulação especificamente projetado para eletrônica de potência e acionamento de motores. Possui interface gráfica amigável e simulação de convergência rápida. Provê ambiente de simulação adequado para eletrônica de potência e controle (analógico e digital), possuindo uma biblioteca bastante ampla, com diversos dispositivos de potência e controladores, tais como transistores, diodos, tiristores, IGBTs, Mosfets, controladores PWM, ON-OFF, etc. Além disso, as versões mais atualizadas do programa, possuem módulos de acoplamento com placas DSP, acoplamento térmico, acoplamento magnético, acoplamento com acionamento de motores, sistemas dinâmicos, pacote energia renovável (turbina de vento e energia solar). Inclui ainda modelos de máquinas elétricas e cargas mecânicas. Possui interface para cossimulação com os programas Matlab/Simulink e JMAG, podendo ser adicionados arquivos DLL. Em relação aos programas Spice e Ansys Simplorer, o PSIM necessita de recursos inferiores para operação (CPU com velocidade superior a 600 MHz e memória RAM de 128 MB [56]). Além disso, o PSIM apresenta-se como uma ferramenta de simulação mais amigável, fazendo com que, em pouco tempo, um usuário iniciante possa usufruir de recursos mais avançados de simulação. O PSIM não se caracteriza como uma plataforma multifísica completa, onde múltiplos domínios possam ser desenvolvidos. Para isso, ele deve ser associado a outros programas, como por exemplo, ao Matlab ou outro pacote de programas.
- **JMAG:** é um programa de simulação para desenvolvimento e projeto de dispositivos elétricos e magnéticos que foi desenvolvido pela Companhia JSOL. O programa utiliza o método de elementos finitos em sua modelagem e possui uma interface intuitiva que facilita o ajuste de parâmetros, corroborando com a agilidade dos resultados. Além do domínio eletromagnético, é possível também trabalhar com simulações de circuitos, controle, vibração e ruído. O programa também pode operar em domínios multifísicos, realizando o acoplamento entre domínios eletromagnético e térmico. Além disso, o programa possui interface

com diversas plataformas, por exemplo, Matlab, PSIM, Excel, etc. Pode importar arquivos de CAD diretamente do Solidworks, e de outros programas. Apesar de ser ainda pouco utilizado, vem ganhando adeptos em larga escala, uma vez que foi observado um grande número de trabalhos mais atuais onde o mesmo vem sendo utilizado. No capítulo 1, diversos trabalhos utilizam o JMAG em suas simulações [33-36].

- **Matlab / Simulink:** O Matlab é uma ferramenta matemática completa, podendo ser utilizada para o processamento de cálculos, criação, análise, simulação de modelos matemáticos aplicados as mais diversas áreas de estudo, desde automação industrial até gerenciamento de risco financeiro [57]. O Matlab possui diversos recursos, tais como linguagem de programação de alto nível baseada em matrizes (*command window*), ferramentas de depuração de programação, dezenas de funções de tratamento numérico de alto desempenho, específicos para diversas áreas de estudo (*ToolBox*). Além disso, conta com sofisticados recursos para geração de gráficos, interface de dados com sistemas externos, linguagem de programação em *script* (*m-files*), linguagem de programação voltada a objetos (Simulink), entre outros recursos. O programa conta ainda com um sistema de ajuda poderoso, que torna sua interface mais amigável. Com todos estes recursos apresentados, o Matlab pode ser caracterizado como uma plataforma multifísica completa, na medida em que torna possível o desenvolvimento de modelos de quaisquer domínios físicos em seu ambiente de programação, podendo realizar inclusive o seu acoplamento. Comparativamente às plataformas multifísicas dedicadas, tais como o Comsol e o Moose, o Matlab apresenta um desempenho inferior no aspecto de tempo de desenvolvimento, na medida em que estes programas contam com ferramentas de depuração específicas, que no caso do Matlab, teriam de ser construídas ou mesmo adaptadas para cada caso. No capítulo 1 é apresentado um trabalho desenvolvido quase em sua totalidade com o Matlab. Neste estudo, Soares e Branco [30] realizaram a modelagem do MRC, do conversor eletrônico de potência e do sistema de controle utilizando o Matlab.
- **Ansys Package:** A plataforma Ansys de simulação combina diversos programas independentes que, em conjunto, caracterizam-se como uma plataforma multifísica completa para a simulação de múltiplos domínios. Dentro da proposta deste trabalho, destacam-se os seguintes programas da Ansys: *Emag*, *Maxwell*,

Simplorer, *Structural Mechanics*, *Workbench* e o *Harmonic Response*. O programa *Emag* pertence à plataforma do *Ansys*, podendo ser utilizado para simulação de dispositivos eletromagnéticos e eletromecânicos. Pode ser utilizado como um programa independente ou em combinação com outros pacotes da *Ansys*, tais como o *Ansys Mechanical* dentro do ambiente multifísico do *Workbench*. Possui uma vasta gama de aplicações, tais como máquinas rotativas, sensores, atuadores, válvulas magnéticas, transformadores, sistemas micro eletromecânicos, etc. O programa pode modelar os seguintes fenômenos: correntes elétricas de baixa frequência, campos elétricos em sistemas condutivos e capacitivos, e campos magnéticos resultantes de fontes de corrente ou de ímãs permanentes. Sua capacidade de simulação inclui os seguintes regimes: estático, transitório e harmônico de baixa frequência. Além disso, o *Emag* possui recursos automatizados para o cálculo da força magnética, torque, indutância, impedância, capacitância, perdas Joule, saturação, etc. Possui recursos para a análise eletromagnética acoplada a circuitos, podendo ser acoplado a sistemas térmicos e mecânicos. O *Maxwell* é um programa para a simulação de campos eletromagnéticos 2D/3D utilizado para fins de projeto e análise de dispositivos eletromagnéticos e eletromecânicos, incluindo motores, atuadores, transformadores, sensores e bobinas. O programa utiliza o MEF para resolver campos eletromagnéticos das estruturas de modo estático, no domínio da frequência, ou no domínio do tempo, em regime permanente e transitório. Os problemas dos campos são resolvidos a partir da solução das equações de Maxwell em condições de fronteiras apropriadas e, quando necessário, com as condições iniciais especificadas pelo usuário, de modo a obter uma solução única. O programa possui recursos de malha adaptativa, que o tornam ainda mais eficiente, facilitando sua interação com o usuário. Desta forma, ele proporciona um processo de solução automatizada, na medida em que o usuário pode fornecer apenas a geometria, as propriedades do material, as condições de contorno e a saída desejada. A partir daí, o programa automaticamente gera uma malha de elementos finitos simplificada, de modo a atingir os objetivos desejados. O *Simplorer* é um programa utilizado para análise de sistemas complexos, ou seja, possibilita a simulação de modelos e componentes de diferentes domínios físicos (por exemplo, Elétrico, Flúidico, Magnético, Mecânico e Térmico). Além de componentes, o *Simplorer* trabalha também em nível sistêmico, com blocos de elementos, estruturas de máquinas de estado,

linguagem VHDL, todos podendo coexistir em um mesmo ambiente. Possui uma interface gráfica simples, de modo a facilitar e agilizar a implementação de diversos algoritmos de simulação. O Simplorer possui em seu interior várias ferramentas integradas, utilizadas para modelar, simular e analisar aplicações. Além disso, possui ainda módulos para acoplamento entre domínios, para interfaceamento em linguagem C, e algoritmos de otimização. O Simplorer possui interface com diversos programas, como por exemplo, Maxwell 2D/3D, RMXprt, Spice, Mathcad, Matlab/Simulink, interface em linguagem C definida pelo usuário. No contexto das simulações multifísicas, o Maxwell pode ser acoplado ao Simplorer, na busca de soluções integradas para o acoplamento entre diferentes domínios. Um exemplo disso, pode ser visto no capítulo 1, no trabalho realizado por Van der Giet [26]. Apesar da possibilidade de desenvolver modelos de outros domínios, considerando apenas o Simplorer, conclui-se que o mesmo não pode ser denominado de plataforma multifísica completa, na medida em que seus recursos são um tanto limitados, quando comparados a outros programas, que serão abordados mais adiante, como o Comsol Multiphysics ou o Moose. Desta forma, de modo a tirar melhor proveito de seus recursos, ele deve ser utilizado como um simulador de circuitos elétricos e eletrônicos acoplado a algum outro programa. O Structural Mechanics é um programa de análise mecânica estrutural que permite a simulação de todos os aspectos estruturais do componente sob estudo, desde análises estáticas lineares, que revelam partes sob sistema sob estresse e deformação, análise modal, que determina as características de vibração da estrutura, até estudos não lineares de transitórios avançados, que focam os comportamentos complexos e efeitos dinâmicos. Para a integração entre os domínios eletromagnético (*Maxwell*) e mecânico (*Structural Mechanics*) pode-se utilizar o programa *Workbench*, que pode ser definido como um ambiente de múltiplos domínios, onde o acoplamento é realizado de maneira simples, bastando que o usuário arraste os domínios sob estudo para a interface gráfica do programa e proceda a interligação entre os mesmos, conforme suas relações de dependência. O programa *Workbench* possui ainda um recurso de ligação bidirecional com a maioria dos sistemas de CAD, eliminando a necessidade de manualmente reparar-se ou atualizar-se modelos após a sua simulação. Desta forma, consegue-se maior produtividade, na medida em que economiza-se tempo e mão de obra na manipulação dos programas. O Harmonic Response é um programa utilizado para determinar a resposta, em regime

permanente, de uma estrutura mecânica linear, onde incidem cargas que variam em regime senoidal, em função do tempo. Este bloco calcula as vibrações da estrutura mecânica apenas em regime permanente. Cada um dos programas comentados pode ser rodado separadamente, conforme a necessidade da aplicação. Neste caso, não há necessidade de uma máquina com grandes recursos para sua operação (CPU com *clock* superior a 600 MHz e memória RAM de 512 MB). Para o caso da utilização do conjunto de programas acoplados, recomenda-se uma configuração mais elaborada de (CPU com *clock* superior a 2 GHz e memória RAM superior a 4 GB [58]).

- ***Comsol Multiphysics***: É uma plataforma completa para modelagem e solução de diversos tipos de problemas multifísicos. O programa dispõe de um ambiente integrado completo, com um construtor de modelos (*Builder Model*), onde o usuário tem uma visão macro de todo o modelo e, ainda, pode acessar todas as funcionalidades do mesmo. O Comsol permite a solução simultânea dos modelos de cada domínio. Apesar de recursos muito avançados para a manipulação do programa, não há a necessidade de se conhecer matemática, nem análise numérica. Neste caso, o usuário pode carregar somente os parâmetros principais, nas ordens de grandeza necessárias, em vez de inserir as equações. Depois disto, o Comsol internamente compila a aplicação, representando o modelo completo. O programa possui muitos recursos, por exemplo, pode rodar simultaneamente análises de elementos finitos, com uma malha adaptativa e controle de erros, utilizando vários tipos de solucionadores. O programa pode criar sequências de análises e gravar todos os passos na criação de uma determinada geometria, incluindo as malhas, e os solucionadores utilizados. Desta forma, facilita-se o processo de otimização de uma determinada aplicação, na medida em que, pode-se modificar alguma variável e rodá-la novamente, utilizando as mesmas configurações anteriores. O programa pode ser utilizado para análises em diversas áreas, tais como acústica, biociência, reações químicas, corrosão, difusão, eletroquímica, eletromagnetismo, dinâmica de fluidos, células de combustível, geofísica, transferência de calor, sistemas microeletromecânicos, sistemas microfluídicos, engenharia de micro-ondas, ótica, fotônica, física de plasma, fluxo em meios porosos, mecânica quântica, rádio frequência, semicondutores, mecânica estrutural, fenômenos de transporte, propagação de ondas, entre outras. O Comsol possui interface com os

programas Matlab e Spice. Como desvantagem, os recursos computacionais para sua operação são elevados, dado os atributos do programa. Idealmente, o Comsol deve operar a partir de supercomputadores, com centenas de núcleos em paralelo, de modo a tirar proveito de todos os recursos disponíveis. Para aplicações que requeiram recursos mínimos, ele precisa de um processador de quatro núcleos (Quad-Core), 16 GB de memória RAM e um sistema operacional de 64 bits [59].

- **Moose (*Multiphysics Object-Oriented Simulation Environment*):** é uma das mais avançadas plataformas multifísicas já construídas. O Moose foi desenvolvido a partir de uma estrutura computacional em paralelo, para o acoplamento de sistemas de equações não lineares. Ao contrário das estruturas tradicionais, orientadas ao fluxo de dados, o Moose foi concebido utilizando o princípio matemático do Método *Jacobi-free Newton-Krylov* (JFNK) de solução. Desta forma, a partir desta estrutura matemática, o programa trabalha de modo a modularizar os diferentes domínios dentro do *Kernel*, permitindo uma rápida otimização das ferramentas. Além disso, os sistemas são resolvidos completamente acoplados, apresentando grande flexibilidade, mesmo quando estão implícitas grandes variações de escala de tempo. O Moose emprega a estrutura *libMesh* de elementos finitos, que provê utilidade para o cálculo paralelo, incluindo malha adaptativa, biblioteca e interface para solucionadores não lineares. O programa é dotado de uma interface amigável e de alto nível, podendo realizar acoplamentos em paralelo com os mais sofisticados solucionadores multifísicos da atualidade. Além disso, o programa ainda conta com algumas vantagens como modularidade, recursos para solução paralela de sistemas com múltiplas escalas, possibilidade de uso da interface gráfica do próprio usuário, múltiplos módulos de domínios diferentes, pode ser aplicado a qualquer dimensão mensurável, não necessitando de grande conhecimento em computação para sua utilização. No aspecto de recurso computacional, o Moose pode trabalhar com supercomputadores (*clusters* > 100.000 CPUs), mas também pode operacionalizar a partir de um *Personal Computer* (PC), com razoáveis recursos de *hardware*. Atualmente, dado aos atributos do programa, o Moose vem sendo direcionado a aplicações mais nobres, tais como a modelagem, análise de riscos e controle de refrigeração de reatores nucleares [60].

A escolha da plataforma de simulação foi realizada em função dos casos pesquisados na literatura, e apresentados no tópico de *Estado da Arte*. Além disso,

foram levados em consideração para esta escolha, os recursos específicos de cada programa, apresentados neste tópico, a possibilidade de interface entre os mesmos e, principalmente, a disponibilidade dos programas. Uma vez definida a plataforma, utilizou-se a mesma de modo a validar os modelos e as metodologias propostas. Em função de tudo que foi exposto anteriormente, foi adotada a plataforma Ansys Package, pois conforme comentado anteriormente, o pacote da Ansys, quando utilizado em conjunto, configura-se como uma plataforma multifísica completa. Nesta plataforma, o programa Maxwell foi utilizado para a modelagem eletromagnética do motor, através do Método dos Elementos Finitos 2D. O programa Simplorer foi utilizado para a construção do modelo do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador e os programas Structural Mechanics/Harmonic Response foram utilizados para a modelagem mecânica estrutural e de vibração da máquina de relutância. Para interfacear entre os diferentes domínios físicos, foi utilizado o programa Workbench.

3.2.5 Simulações acopladas do MEF

Neste trabalho, os acoplamentos entre os modelos foram realizados de dois modos distintos. No primeiro acoplamento foi realizada uma cossimulação entre os modelos do Conversor Eletrônico de Potência/Controlador e o modelo Eletromagnético do MRC 4/2. Neste caso, o Conversor/Controlador forneceram, respectivamente, os níveis de tensão e a lógica de comutação dos pulsos de tensão, sincronizados com a posição relativa do rotor e que foram aplicados nas bobinas do motor. Com a aplicação dos pulsos de tensão, foram gerados pulsos de corrente responsáveis pelo estabelecimento das forças e torque entre o estator e o rotor do modelo eletromagnético.

No segundo acoplamento, os dados de força e torque, coletados do modelo eletromagnético, foram importados para o modelo mecânico e aplicados em suas respectivas regiões de modo a excitarem as vibrações sobre o modelo mecânico e estrutural da máquina de relutância.

Para ambos os acoplamentos realizados, foram adotados acoplamento indireto ou unidirecional do MEF, onde cada domínio físico pôde ser simulado mais adequadamente em um programa específico, com ferramentas e constantes de tempo apropriadas, conforme discutido anteriormente no item 2.3.3. Os mecanismos de acoplamento entre as equações de domínios físicos diferentes não são o escopo

deste trabalho, mais podem ser observados em mais detalhes em Zhou et al [11]. Apesar de mencionado previamente neste tópico, o conceito de cossimulação será pormenorizado mais adiante, no item 3.3.3..

A Figura 3.2 apresenta um diagrama completo do Sistema Global de Acionamento do MRC 4/2 abordado neste estudo. Neste diagrama são apresentados os modelos multifísicos, os dois tipos de acoplamento utilizados, as variáveis de entrada e saída, as escalas temporais utilizadas e abordagem no domínio da frequência para o estudo das simulações mecânicas de vibração.

Figura 3.2 – Diagrama de blocos do sistema global, dos modelos multifísicos e seus acoplamentos e variáveis envolvidas.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 O MODELO MULTIFÍSICO DESENVOLVIDO

O desenvolvimento do modelo multifísico global foi dividido basicamente em três blocos: o modelo eletromagnético do MRC 4/2, o modelo de circuitos elétricos do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador, e o modelo Mecânico Estrutural e de Vibração do MRC 4/2. Para a construção do modelo multifísico, predeterminou-se um desenvolvimento sequencial de modo que, a cada etapa concluída, fosse possível comparar os resultados obtidos nas simulações com os resultados experimentais e assim manter a fidelidade do modelo global, validando a respectiva etapa de desenvolvimento. Vale observar que para todas as etapas do desenvolvimento, foram considerados ambos os rotores fabricados e abordados neste estudo, o de referência e o otimizado. Contudo, de modo a simplificar a

redação deste trabalho e evitar repetições desnecessárias, muitos dos resultados obtidos foram apresentados somente em relação ao rotor de referência, uma vez que os resultados obtidos com o rotor otimizado foram similares.

3.3.1 Modelo eletromagnético do MRC 4/2

Para a construção do modelo eletromagnético do MRC 4/2 foram consideradas as seguintes estruturas: carcaça, eixo, isoladores, enrolamentos, estator e rotor do motor. Estes modelos foram implementados em 2D, utilizando-se o programa Maxwell, pertencente ao Ansys Package [58]. Além disso, foram considerados diferentes materiais magnéticos não lineares para a carcaça e eixo do motor (Aço 1020) e estator/rotor do motor (FeSi E230). Para os isoladores foi considerado a poliamida (polímero) e para os enrolamentos, o cobre. Todos os pormenores deste modelo são apresentados ao longo deste tópico.

3.3.1.1 Geometria

Do ponto de vista da geometria, o pequeno e assimétrico entreferro entre rotor e estator foram os principais desafios e dificultaram em demasia a implementação da malha do MEF e a convergência das simulações. Neste trabalho, foram explorados a utilização de dois rotores fabricados (referência e otimizado), cujos detalhes dos entreferros já foram pormenorizados, anteriormente, na sessão 2.2.1. No presente tópico, foram incluídos o projeto geométrico completo, em 2D, dos rotores/estator do MRC 4/2 com suas respectivas dimensões, conforme Figuras 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6. Para a implementação do projeto geométrico, a plataforma Ansys possui uma interface de CAD própria denominada Design Modeler [58]. Porém, ao longo do desenvolvimento deste trabalho, verificou-se que tal interface mostrou-se bastante limitada em termos de recursos para o tratamento de geometrias complexas, como é o caso do MRC 4/2. Desta forma, todo o projeto geométrico do MRC 4/2 foi desenvolvido no Programa SolidWorks [61], e o arquivo de CAD foi salvo na extensão *.x_t* (*parasolid*), de modo que pudessem ser importados para o Ansys.

Figura 3.3 – Detalhes do projeto geométrico do rotor de referência e suas dimensões em milímetros [62].

Fonte: Empresa Equacional Ltda.

Figura 3.5 – Detalhes do projeto geométrico do rotor otimizado e suas dimensões em milímetros [62].

Fonte: Empresa Equacional Ltda.

Figura 3.6 – Projeto geométrico 2D completo do MRC 4/2 com rotor otimizado e principais componentes considerados nas simulações: estator, enrolamentos, isoladores, eixo, carcaça e suas respectivas dimensões em milímetros [62].

Fonte: Empresa Equacional Ltda.

3.3.1.2 Simulação 2D vs. 3D

No início deste estudo, chegou-se a considerar a possibilidade da construção de um modelo eletromagnético 3D para o MRC 4/2, de modo a tornar as simulações mais realísticas. Desta forma, foram construídos e simulados alguns modelos conforme a Figura 3.7. Porém, ao longo do desenvolvimento, à medida que os modelos cresciam em complexidade, constatou-se um grande aumento do tempo de simulação e uma maior utilização de memória RAM, exigidos para este tipo de

simulação. Além disso, devido ao grande número de nós considerados, passou a ocorrer, constantemente, o fenômeno do estouro de memória RAM, que culminava com a perda dos dados simulados e atraso no desenvolvimento das simulações. Além destes inconvenientes, soma-se o fato de que o aumento do tempo de simulação dificultava em demasia a etapa de desenvolvimento dos modelos, principalmente nas etapas iniciais, onde uma simples modificação nos parâmetros de controle correspondia ao período de dias de simulação. Constatou-se que tanto os fenômenos do aumento do tempo de simulação como o estouro de memória deviam-se às limitações do computador utilizado, pois foi utilizada uma máquina muito limitada para o desenvolvimento deste trabalho (i5 / 2,4 GHz / 16 GB), cuja capacidade de processamento adequava-se melhor às simulações 2D, uma vez que estas exigem menos recursos de processamento e memória. Assim, de modo a contornar estes problemas, foi elaborado um modelo 2D para o MRC 4/2, para cada um dos rotores, conforme as Figuras 3.8 e 3.9. A adoção de modelos 2D para MRC 4/2 foi efetiva na solução dos problemas mencionados, uma vez que os mesmos deixaram de ocorrer.

Figura 3.7 – Modelo eletromagnético 3D do MRC 4/2 desenvolvido com o programa Maxwell, com rotor de referência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.8 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado com o programa Maxwell, com rotor de referência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.9 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado com o programa Maxwell, com o rotor otimizado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1.3 A malha de elementos finitos

Para a resolução do problema eletromagnético, foi utilizado o MEF com a implementação de uma malha estruturada, principalmente na região do entreferro. Para isso, foi utilizado o programa Maxwell que possui recursos de malha adaptativa, os quais podem automatizar praticamente todo o processo de geração da malha. Para o gerenciamento da malha, no modo automatizado, o usuário deve definir, basicamente, dois parâmetros: a dimensão dos elementos de malha (em mm) que será aplicada a cada parte do motor e o método de construção da mesma, denominados de Método Clássico e Método Tau. O Método Clássico caracteriza-se por ser mais exigente do ponto de vista de convergência, ou seja, os elementos devem ser melhor dimensionados, principalmente na região de rotação do motor. Já o Método Tau apresenta poucos problemas de convergência, porém apresenta uma solução menos apurada do que o Método Clássico. Devido às características assimétricas e estreitas do entreferro, foi adotado o Método Clássico para a implementação da malha de elementos finitos. Além disso, para o caso 2D, o elemento de malha utilizado pelo Maxwell é o triangular de primeira ordem.

Durante o processo de modelagem do MRC 4/2 e criação da malha foram encontrados diversos problemas de convergência, que foram associados, principalmente, ao estreito e assimétrico entreferro. De modo a sanar estes problemas, foi construído um anel circular em volta de todo entreferro, denominado de entreferro principal. Nesta região, foi adotado para os elementos de malha comprimentos máximos da ordem de 0,1 mm. A inserção do entreferro principal fez com que o programa concentrasse na região do entreferro um número maior de elementos de malha, facilitando a convergência do modelo. A Figura 3.10 apresenta a malha de elementos finitos adotada pelo gerenciador para todas as estruturas do MRC 4/2, com aproximadamente 300.000 elementos de malha para todo o conjunto, com um tempo de simulação maior do que três horas. Além disso, no detalhe à esquerda, na região de *zoom*, é possível observar a região denominada de entreferro principal (roxo) e a alta concentração de elementos de malha. Em relação ao processo de automatização da malha, observam-se vantagens e desvantagens, como por exemplo, ao se impor uma malha mais densa na região do entreferro principal, o programa automaticamente inseriu uma malha mais densa ao redor do mesmo e fez com que os elementos de malha fossem crescendo em dimensão do entreferro em direção ao rotor e em direção ao estator, regiões onde não se

necessita de grande precisão. Contudo, observa-se também regiões com grandes quantidades de elementos de malha sem necessidade, por exemplo, nas regiões de ar, ao redor dos enrolamentos do motor, regiões entre o estator e ar do rotor e regiões entre a carcaça e o estator. Nestas regiões observa-se um sobrecarregamento de elementos de malha desnecessários e que contribuíram para o aumento de tempo computacional da simulação. Outra vantagem associada ao gerenciamento automático da malha reside no fato de que um usuário com menos conhecimento do MEF possa parametrizar mais facilmente um determinado modelo. Por outro lado, existem desvantagens neste procedimento, uma vez que a automatização da malha impede que o usuário especifique exatamente a malha desejada, ou o tipo de elemento requerido para a malha (triangular, quadrilátero, etc.). Outra desvantagem associada à automatização da malha refere-se ao surgimento de elementos de malha muito disformes (triângulos com base estreita e compridos). Com base nos conceitos de elementos finitos, acredita-se que a solução encontrada pelo solucionador nas regiões com estes tipos de elementos não seja muito adequada.

De modo a confirmar os resultados obtidos com a malha do Maxwell, foram realizadas algumas simulações com o programa Emag, também pertencente à plataforma do *Ansys*, porém de uma versão mais antiga. O Emag obriga o usuário a uma abordagem mais manual, o qual exige do mesmo mais conhecimento do programa e das técnicas de elementos finitos. Porém, permite que sejam construídas malhas mais bem estruturadas e otimizadas e que demandam menor tempo computacional. A Figura 3.11 apresenta a malha de elementos finitos construída com o programa Emag para todas as estruturas do MRC 4/2, utilizando-se elementos quadriláteros de segunda ordem, com aproximadamente 40.000 elementos de malha para todo o conjunto, com um tempo de simulação menor que 10 minutos. Nesta mesma figura, mais à esquerda, na região de *zoom*, também é possível observar a região do entreferro e a malha de elementos finitos associada ao mesmo.

Mais adiante, no tópico 5.2, será apresentada uma comparação entre os resultados obtidos com ambos os programas.

Figura 3.10 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com o rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Maxwell e detalhe da região do entreferro.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.11 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Emag e detalhe da região do entreferro.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1.4 Propriedades magnéticas dos materiais utilizados

Para a implementação do modelo eletromagnético do MRC 4/2, foi necessário inserir as características magnéticas não lineares dos materiais utilizados nas estruturas do motor. Estes dados foram obtidos das tabelas de fabricantes, conforme [63]. As estruturas do rotor e do estator da máquina de relutância abordada neste estudo foram construídas com FeSi E230. Já as estruturas da carcaça e eixo foram concebidas em aço A1020. As características BH de ambos os materiais são apresentadas na Figura 3.12. Os dados destas curvas foram inseridos no modelo eletromagnético implementado no Maxwell e no Emag.

Figura 3.12 – Característica BH dos materiais magnéticos utilizados no modelo eletromagnético do MRC 4/2 simulado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1.5 Condições de contorno e plano de fundo

Para a execução das simulações eletromagnéticas foi adotado o plano cartesiano (XY), em corte transversal 2D do motor, conforme Figura 3.13 (a) e (b). Além disso, foi adotada a condição de vetor potencial magnético nulo na região de fronteira, uma vez que a própria carcaça do motor funciona como blindagem para a contenção das linhas do campo magnético. Desta forma, isso significa que todas as

linhas do campo magnético são tangenciais à região de fronteira, ou seja, são tangenciais à estrutura da carcaça do motor, portanto a estrutura do motor é considerada como isolada magneticamente.

Durante a implementação do modelo eletromagnético, foram associadas diversas configurações de plano de fundo ou fronteiras (*background*), conforme figuras 3.13 (a) e (b). Contudo, verificou-se, através dos resultados obtidos, que a geometria ou o número de elementos de malha associados ao plano de fundo pouco acrescentaram às soluções, uma vez que a própria carcaça da máquina de relutância funcionava como blindagem. Desta forma, de modo a simplificar as simulações e reduzir o número de elementos de malha do conjunto, foi utilizado como na configuração final, a própria carcaça como fronteira para o campo magnético.

Figura 3.13 (a) e (b) – Planos de fundo associado ao modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: (a) região retangular com maior número de elementos de malha e (b) região com 12 lados e menor número de elementos de malha.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1.6 Simulações magnetostáticas paramétricas

De modo a validar o modelo eletromagnético do MRC 4/2, foram realizadas diversas simulações magnetostáticas paramétricas com os programas Maxwell e Emag. Para realização dessas simulações, foram consideradas as estruturas mecânicas em 2D da máquina de relutância, diferentes níveis de corrente de fase, as malhas de elementos finitos definidas no item anterior e, como parâmetros variáveis, a posição angular do rotor em relação ao estator. Desta forma, para a implementação das simulações paramétricas, o estator foi mantido fixo e o rotor foi rotacionado em 180° , em passos de 5° , obtendo-se com isso o perfil de torque estático vs. a posição angular do rotor, conforme a Figura 3.14.

De forma a fornecer maior consistência aos dados obtidos nestas simulações, foram realizadas diversas abordagens, como por exemplo, considerou-se diferentes tipos de malha do MEF (quadrilateral e triangular), diferente número de elementos de malha do MEF, e diferentes programas Emag vs. Maxwell, cujos resultados serão apresentados no capítulo 5. A ideia de utilizar as simulações magnetostáticas para validar o modelo eletromagnético partiu dos seguintes pressupostos:

- I) As simulações magnetostáticas são mais simples de serem executadas do que as simulações transitórias, uma vez que as primeiras não levam em consideração as variáveis e lógicas de controle do Conversor Eletrônico de Potência e Controlador associados. Neste tipo de simulação são levados em consideração apenas a geometria do motor, as características dos materiais do núcleo, a malha de elementos finitos, etc. Neste caso, utilizou-se uma fonte de corrente C.C. simples, com os valores de 0,5, 1,25 e 2,0 A, para alimentar os enrolamentos do motor;
- II) Foram realizados ensaios experimentais de torque estático com a máquina de relutância sob estudo, desta forma, torna-se conveniente realizar uma comparação entre os valores simulados e os obtidos experimentalmente, de modo a validar modelo eletromagnético construído. Esta comparação será apresentada mais adiante, no tópico de Validação do Modelo Multifísico, no capítulo 5.

Figura 3.14 – Resultado de Simulação Magnetostática Paramétrica do MRC 4/2: Perfil de Torque Estático vs. Posição Angular do Rotor obtido com o programa Emag, com o rotor de referência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além do perfil de torque estático vs. posição do rotor, através das simulações magnetostáticas paramétricas foi possível obter as linhas de fluxo magnético no interior da máquina de relutância. As Figuras 3.15 e 3.16 apresentam, respectivamente, as linhas de fluxo na condição de alinhamento entre rotor e estator e, numa condição intermediária, onde o rotor e o estator estão posicionados com um ângulo de 45° entre ambos.

Figura 3.15 – Distribuição das linhas de fluxo magnético no interior do modelo eletromagnético do MRC 4/2, utilizando o rotor de referência: posição de alinhamento entre rotor e estator.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.16 – Distribuição das linhas de fluxo magnético no interior do modelo eletromagnético do MRC 4/2, utilizando o rotor de referência: posição de 45° entre rotor e estator.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.1.7 Simulações transitórias

Uma vez finalizadas as simulações magnetostáticas, foram implementadas simulações transitórias com o modelo eletromagnético do MRC 4/2 modificado. Esta etapa caracterizou-se como sendo uma etapa preparatória para a cossimulação transitória. Para a realização das simulações transitórias foi utilizado o programa Maxwell. Contudo, foram necessárias algumas modificações no modelo eletromagnético desenvolvido anteriormente, e utilizado para as simulações magnetostáticas. Para a implementação das simulações transitórias, é imprescindível a construção de uma estrutura circular, ao redor do rotor, que foi denominada de *banda de movimento*. A finalidade desta estrutura é estabelecer o movimento de rotação do conjunto, banda associada ao rotor, durante o processo de simulação. O estabelecimento desta banda de movimento foi trabalhoso, considerando-se que o entreferro médio entre estator e rotor mede cerca de 0,3 mm e a banda foi estabelecida no ponto médio deste entreferro, conforme a Figura 3.17.

Figura 3.17 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 simulado, com rotor de referência e detalhes da construção da banda de movimento na cor rosa.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a inserção da banda, foi necessária, inicialmente, a exclusão da estrutura denominada de entreferro principal, consideradas nos tópicos anteriores.

Além disso, foi modificada também a alimentação dos enrolamentos, os quais passaram a ser alimentados por uma fonte de tensão, de modo a simular os pulsos de tensão aplicados pelo inversor. Para a utilização do circuito completo do inversor, propriamente dito, existe a necessidade da associação entre os programas Maxwell e Simplorer, o qual será apresentada mais adiante, no tópico de cossimulação.

Uma vez inserida a estrutura da banda de movimento foi necessário estabelecer uma nova malha de elementos finitos para as estruturas do motor. Desta forma, deparou-se novamente com os problemas de convergência, uma vez que foram modificadas as estruturas geométricas do motor. Depois da implementação de diversas configurações de malhas e diferentes dimensões de elementos de malha, concluiu-se que para a obtenção de resultados ao mesmo tempo precisos e que não onerassem muito tempo computacional, devia-se priorizar somente a malha da região do entreferro, definida pela estrutura da banda de movimento. Para as demais regiões do motor foi adotada uma malha com menor definição. A Figura 3.18 apresenta a malha adotada para todas as estruturas do MRC 4/2 modelado e, particularmente, para a região da banda de movimento, com um total de 12.000 elementos de malha para todo o conjunto. A redução do número de elementos de malha foi necessária, no sentido de otimizar o tempo computacional da simulação, preparando o modelo eletromagnético para as próximas etapas, onde o mesmo será acoplado ao modelo de circuitos elétricos do conversor eletrônico de potência e do controlador em uma cossimulação transitória, conforme item 3.3.3.

Em relação à nova malha de elementos finitos adotada, vale observar que, para este caso, a automatização da malha proporcionou algumas vantagens, como por exemplo, ao se impor uma malha mais densa na região da banda (rotor), o programa automaticamente inseriu uma malha mais densa do lado do estator. Por outro lado, observam-se também desvantagens neste procedimento, uma vez que a automatização da malha proporcionou o surgimento de elementos de malha muito disformes (triângulos com base estreita e compridos), conforme já discutido anteriormente.

Figura 3.18 – Modelo eletromagnético 2D do MRC 4/2 com rotor de referência: malha estruturada do MEF com o programa Maxwell com redução do número de elementos de malha.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2 Modelos de circuitos elétricos do conversor eletrônico de potência e do controlador

Os modelos de circuitos elétricos do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador foram desenvolvidos no programa Simplorer, pertencente ao pacote da Ansys. O Simplorer é um programa muito versátil, sendo possível o desenvolvimento de aplicações com diferentes estruturas em um mesmo ambiente de simulação. Por exemplo, utilizando-se o Simplorer é possível o uso da biblioteca de componentes eletrônicos, assim como trabalhar com diagramas de blocos de equações, estruturas de máquinas de estado, linguagem VHDL, etc. Além disso, o Simplorer permite o acoplamento direto com o programa Maxwell, segundo o qual foi desenvolvido o modelo eletromagnético do MRC 4/2.

3.3.2.1 Conversor eletrônico de potência

O modelo de circuitos elétricos do Conversor Eletrônico de Potência foi desenvolvido, inicialmente, baseado no conversor utilizado nos ensaios experimentais em [1], sendo composto, por um circuito inversor na configuração de meia ponte assimétrica, um filtro capacitivo e uma fonte de alimentação C.C., conforme descrito anteriormente na seção 2.2.2. Além desses elementos, foram adicionados ao modelo do conversor um circuito RL (resistor associado em série com um indutor), de modo a inserir os efeitos de cabeças de bobina. Estes componentes adicionais serão pormenorizados nos próximos subitens.

Os circuitos do inversor foram implementados com componentes eletrônicos, tais como IGBTs, diodos, etc. Na Figura 3.19, pode-se observar o modelo do conversor eletrônico de potência completo. Para a validação individual deste modelo, antes que o mesmo fosse acoplado ao motor, substitui-se os enrolamentos do MRC 4/2, por uma carga similar, composta de uma associação RL (resistor associado em série com um indutor).

Além da carga, outra consideração necessária neste modelo refere-se aos circuitos de acionamento das chaves de potência, uma vez que são necessários diferentes referenciais para o acionamento das chaves do inversor localizadas num mesmo braço, mas em posições distintas. Na prática, isto é realizado através da técnica *Boot-Strap* de alimentação [50]. No desenvolvimento do modelo do conversor, verificou-se que para o devido funcionamento dos circuitos do acionamento das chaves no interior do *Simplorer*, os mesmos deveriam estar referenciados ao mesmo potencial comum de terra, ao contrário do que se esperava e que se tinha observado em outros programas, tais como o *Spice*. Entende-se este tipo de ocorrência como um falha do programa ou simplesmente que os circuitos do acionamento das chaves estejam totalmente isolados entre si, mas este fato não impediu o uso do mesmo, apenas sendo necessárias as devidas adaptações comentadas anteriormente.

Figura 3.19 – Modelo de Circuitos Elétricos do Conversor Eletrônico de Potência com todos os elementos de circuito: inversor na configuração de meia ponte assimétrica, filtro capacitivo, fonte de alimentação C.C. do barramento e a impedância das cabeças de bobinas.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.1.1 O efeito das cabeças de bobina

Conforme já discutido anteriormente, as simulações do modelo eletromagnético foram realizadas em 2D. Neste caso, quando da modelagem do conversor eletrônico de potência existe a necessidade de se considerar o efeito da impedância das cabeceiras ou cabeças de bobina, que são suprimidos neste tipo de simulação. Apesar de existirem procedimentos analíticos para a obtenção destes

valores [64], optou-se por um procedimento analítico computacional de modo a se obter dados mais realísticos das cabeças de bobina.

Inicialmente, foi implementado através do programa Emag um modelo axissimétrico local, considerando-se a geometria de uma das cabeças de bobina, conforme Figura 3.20.

Figura 3.20 – Modelo axissimétrico de cabeças de bobina implementado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida, foram aplicados diversos níveis de corrente na região da cabeça de bobina (1,0 A, 1,5 A e 2,0 A), capturando-se ao mesmo tempo os fluxos concatenados sobre a mesma. Uma vez obtidos os fluxos concatenados, utilizou-se a eq.(3.1) através do método incremental para a obtenção do valor da indutância das cabeças de bobina.

$$L = N \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta i} \quad (3.1)$$

Onde N representa o número de espirais da bobina do motor, e, por conseguinte, das cabeças de bobina, $\Delta \phi$ representa a variação do fluxo concatenado e Δi a variação de corrente na bobina.

A parte resistiva da impedância foi obtida através de medições com um ohmímetro digital. Na Figura 3.21 observam-se as linhas de fluxo obtidas na região das cabeças de bobina simulada, quando a mesma é percorrida por uma corrente de 1,5 A.

Figura 3.21 – Linhas de fluxo magnético obtidas na região da cabeça de bobina.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2.2 Controlador

O modelo de circuitos elétricos do controlador foi implementado com diagrama de blocos de equações no Simplorer, de modo a representar três lógicas de controle diferentes: Pulso Único (PU), Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase (PUSCF) e Controle em Três Níveis (CTN), conforme já mencionado no item 2.2.3 [1]. Todas essas três lógicas baseiam-se no controle dos ângulos de comutação do inversor. De modo a impor os ângulos desejados no modelo do controlador, inicialmente, foram introduzidos alguns componentes para o condicionamento dos sinais de controle. Desta forma, foi inserido um gerador de velocidade angular constante (ω) que foi acoplado ao eixo do motor, de modo a impor a velocidade angular nominal de 37.698 rad / min. ou 6.000 rpm ao MRC 4/2. Em seguida, o sinal de velocidade foi enviado para um medidor de ângulo, representado por (ϕ), que converte os valores para a unidade de radianos. A seguir, o sinal foi direcionado para um bloco de ganho ($GAIN$), onde foi multiplicado por uma constante de 57,3 de modo a ser convertido para unidade de graus. Uma vez convertido o sinal, a partir deste ponto, pôde-se estabelecer cada uma das lógicas de controle mencionadas anteriormente, que basicamente trata-se da inserção dos ângulos de ligamento e condução (θ_{on} e θ_c), para as estratégias de PU e PUSCF, e (Θ_{on} , Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) para a estratégia de CTN.

As estratégias de Pulso Único (PU) e Pulso Único com Sobreposição das Correntes de Fase (PUSCF) são muito similares, uma vez que o parâmetro θ_c é basicamente a única diferença entre ambas. Dependendo do valor de θ_c , é possível

produzir uma sobreposição das correntes de fase, minimizando a vibração de motor [1]. Nas Figuras 3.22 e 3.23, é possível observar ambas as estratégias implementadas com diagramas de blocos de equações:

Figura 3.22 – Estratégia de Controle de PU ($\theta_{on} = -45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.

Pulso Único (PU)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando a estratégia de PU, pode-se observar que ao sinal condicionado em graus, oriundo do bloco de ganho (*GAIN*), foi adicionado o ângulo de ligamento (θ_{on}) através do bloco somador e do bloco de constantes (*CONST3*). Essa ação inseriu o ângulo a partir do qual se iniciará a contagem dos ângulos de comutação a cada volta do motor. No bloco seguinte (*EQUBL6*), foi adicionada uma equação que representa uma rampa de contagem crescente em graus, com início em 45° e término em 180° . Em seguida, o sinal da rampa foi enviado para o bloco comparador (*COMP4*), onde foi carregado o valor de 90° , que representa o fim da contagem da rampa, ou seja, o valor do ângulo de condução (θ_c). A partir deste ponto, o sinal foi subdividido de modo a ser enviado para ambos os pares de chaves de cada bloco inversor. Um dos ramos dos sinais passa ainda por um bloco inversor lógico, uma vez que o motor possui duas fases, e que apenas uma delas deve estar conduzindo de cada vez, considerando-se a estratégia de PU.

Figura 3.23 – Estratégia de Controle de PUSCF ($\theta_{on} = -45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a descrição funcional da estratégia de PUSCF, pode-se considerar o que foi exposto para a estratégia de PU, acrescentando-se apenas que o ângulo de condução (θ_c) foi ampliado para 100° , prevendo-se com isso uma sobreposição de 10° entre a condução das duas fases. Além disso, foi adicionada uma segunda sequência de blocos somadores, constantes, e comparadores, que têm a função de impor a sobreposição de fases para a fase seguinte.

Considerando a estratégia de Controle em Três Níveis (CTN) (Figura 3.24), nota-se que a principal diferença em relação às outras duas estratégias de comutação, encontra-se no fato de que cada uma das chaves do inversor opera independente das demais, ou seja, cada chave opera em condições diferenciadas de ângulos. Além disso, existe a necessidade de blocos lógicos adicionais de modo a impor uma condição específica de chaveamento, onde as chaves de um mesmo braço do inversor não estão sincronizadas, portanto abrem e fecham em tempos diferentes, de modo a impor o perfil desejado de tensão de fase. De acordo com a Figura 3.24, nesta estratégia de comutação, o ângulo de condução (θ_c) é composto por (θ_1 , θ_2 e θ_3) e o ângulo de ligamento por (θ_{on}) [1].

Figura 3.24 – Estratégia de Controle de CTN ($\theta_{on} = -45^\circ$, $\theta_1 = 90^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, e $\theta_3 = 70^\circ$) implementada em diagrama de blocos de equações.

Controle em Três Níveis (CTN)

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.3 Cossimulação Transitória

Uma vez concluídos os modelos eletromagnéticos do MRC 4/2 e os modelos de circuitos elétricos do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador, foi realizado o acoplamento entre os programas Maxwell e Simplorer. Para isso, o modelo de elementos finitos da máquina de relutância foi inserido no mesmo ambiente de simulação de circuitos elétricos, utilizando o recurso de Cossimulação Transitória do Simplorer [58]. A Cossimulação Transitória é um recurso computacional que permite que cada domínio físico possa ser simulado mais adequadamente em seu próprio ambiente “nativo”, com ferramentas e constantes de tempo apropriadas. Desta forma, os programas envolvidos durante a cossimulação são executados simultaneamente, porém cada um dos domínios é resolvido em separado, existindo apenas uma troca de coeficientes entre os mesmos, onde um domínio alimenta o outro, à medida que as soluções vão sendo encadeadas. A cossimulação é indicada principalmente para sistemas que possuem diferentes constantes de tempo. Para a simulação do Modelo Eletromagnético do MRC 4/2 foi utilizado um tempo total de simulação de 0.9 segundos, com tempo de passo de

5 ms. No caso da simulação do Conversor Estático de Potência e Controlador foi utilizado um tempo total de simulação de 15 ms, com tempo de passo de 100 μ s. Durante a cossimulação, o tempo de passo adotado para o conjunto é o menor entre ambos os domínios simulados, no caso o do Conversor Eletrônico de Potência/Controlador. A Figura 3.25 apresenta a Cossimulação Transitória entre o modelo eletromagnético do MRC 4/2, o modelo do Conversor Eletrônico de Potência e o modelo do Controlador implementados.

Figura 3.25 – Cossimulação Transitória entre os modelos: eletromagnético do MRC 4/2, do conversor eletrônico de potência e do controlador implementados.

Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.4 Modelo mecânico estrutural e de vibração

Para a implementação do modelo Mecânico Estrutural e de Vibração, foram utilizados os programas Structural Mechanics, Harmonic Response e Workbench que fazem parte do Ansys Package [58]. Desta forma, os resultados da cossimulação foram importados para o ambiente de simulação multifísico (Workbench), onde todas as componentes da força magnética aplicada nos polos do estator e rotor foram considerados no interior do bloco “A” (Maxwell 2D). A seguir, o bloco “A” foi interligado ao bloco “B” (Harmonic Response) (Figura 3.26), onde as forças magnéticas e conjugados, originados no sistema eletromagnético, foram importados como uma carga para o sistema mecânico, onde foram utilizados como excitação do mesmo, na geração de vibração sobre o motor (Figura 3.27). Vale observar que ambos os módulos, Structural Mechanics e Harmonic Response fazem parte do *Solver* Mecânico e estão associados no interior do Workbench. Desta forma, todas as operações necessárias na estrutura geométrica são executadas no Structural Mechanics. De outro lado, as componentes harmônicas de vibração são exploradas no modulo Harmonic Response.

No interior do sistema mecânico (Harmonic Response), foi aplicada a Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*) sobre as componentes da força magnética, que passaram do domínio do tempo para o domínio da frequência.

Figura 3.26 – Blocos A e B: sistema de acoplamento multifísico.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 3.27 – Forças e Conjuguados nos polos do Rotor e Estator no domínio da frequência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O princípio utilizado para a importação das cargas remotas é o de tabelas (*lookup-table*), onde os dados obtidos na cossimulação foram armazenados inicialmente e, num segundo momento, foram importados para outro ambiente de simulação. A seguir, realizou-se uma análise mecânica 2D do mesmo, considerando o comprimento real dos componentes simulados, onde foram desprezadas diversas partes mecânicas do motor, como por exemplo, as tampas frontais e traseiras da carcaça do motor, os terminais de alimentação, os rolamentos, o suporte mecânico do motor, as contribuições do disco de inércia acoplado ao eixo, etc. Também foram descartadas as contribuições dos componentes mecânicos da bancadas de teste, como por exemplo, a célula de carga, as contribuições da mesa onde a bancada foi instrumentalizada, etc. Para que todos estes elementos fossem considerados, haveria a necessidade de se implementar uma simulação 3D. Desta forma, todas essas simplificações se devem, basicamente, a dois fatores:

- I) Primeiro, o objetivo principal deste trabalho foi estudar as vibrações de origem eletromagnética, desta forma não havia necessidade de se implementar um modelo mecânico completo;

- II) Segundo, uma simulação 3D poderia sobrecarregar a análise, do ponto de vista computacional, podendo inviabilizá-la devido aos limitados recursos de *hardware* disponíveis.

Em função dos argumentos apresentados no parágrafo anterior, para a construção do modelo mecânico foram considerados os mesmos componentes utilizados no modelo eletromagnético, tais como: a carcaça, o estator, o rotor, os isoladores e o eixo do motor. Em seguida, foi realizada a parametrização dos componentes mecânicos relacionados com suas respectivas propriedades mecânicas, tais como, Densidade, Coeficiente de Poisson, Módulo de Young, etc, conforme apresentado na Tabela 3.1 [65]. Além disso, para a modelagem da vibração do sistema mecânico, foi necessária a inserção dos tipos de contatos utilizados entre os componentes do modelo, uma vez que no interior do mesmo, existem partes estáticas, tais como, carcaça, estator, bobinas, etc.; e também partes móveis, como por exemplo, o rotor da máquina de relutância. Em função disso, existe a necessidade de informar ao programa que tipo de contato deve ser utilizado, por exemplo, contato deslizante, colado, sem contato, ligado por interferência, parafusado, etc., uma vez que estes dados podem influenciar os resultados da vibração simulada. Desta forma, foram adotadas, de modo geral, estruturas coladas (*bonded*), sem espaços, para os componentes estáticos. O rotor foi subdividido ao meio e, em seguida, estas partes foram ligadas uma a outra, contudo ambas as partes não foram atreladas a nenhum outro componente, de modo a representar sua independência em relação às demais partes do motor.

Uma vez atribuídos todos os carregamentos, características dos materiais e contatos, foi realizado o processo de geração da malha de elementos finitos para o modelo mecânico estrutural completo, conforme a Figura 3.28.

Tabela 3.1 – Propriedades mecânicas dos componentes do modelo mecânico estrutural [65]

Material	Componentes	Densidade (kg/m ³)	Módulo de Young (GPa)	Coeficiente de Poisson
FeSi E230	rotor / estator	7850	130	0,30
Poliamida	Isoladores	1140	3,3	0,41
Cobre	bobinas	8933	120	0,38
Aço 1020	carcaça / eixo	7870	205	0,29

Fonte: Tabela de propriedades mecânicas dos materiais utilizados.

Figura 3.28 – Malha de elementos finitos utilizada para o modelo mecânico estrutural e de vibração.

Fonte: Elaborado pelo autor.

De modo a mapear a vibração no MRC 4/2, durante as simulações procurou-se reproduzir os mesmos procedimentos executados nos ensaios experimentais de vibração. Desta forma, utilizando-se do programa Harmonic Response, foram alocados acelerômetros em três pontos da carcaça do motor, conforme Figura 3.29. Em cada um dos acelerômetros alocados, foi analisada a resposta em frequência das contribuições das vibrações radiais e tangenciais. Desta maneira, foi definida uma banda de 800 Hz para a análise da vibração, baseado no fato do motor operar na frequência de 100 Hz, sendo considerada esta uma margem suficiente para a análise. Vale observar que para as análises harmônicas realizadas, foram consideradas constantes a rigidez e massa do sistema mecânico. Além do mais, foram consideradas algumas aproximações, onde todas as cargas variam em regime senoidal, e o sistema completo é considerado linear e invariante no tempo. Os resultados de vibração obtidos nas simulações serão apresentados mais adiante, no capítulo 5.

Figura 3.29 – Interface do programa Harmonic Response e o modelo mecânico do MRC 4/2 com os pontos de aplicação do acelerômetro na carcaça do motor [58].

Fonte: <http://www.ansys.com>.

Capítulo 4 – PROCEDIMENTOS DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO E METODOLOGIAS PARA REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE DO MRC 4/2

4.1 INTRODUÇÃO

Conforme já mencionado na parte introdutória deste trabalho, a vibração e ondulação de torque são problemas complexos e intrínsecos das máquinas de relutância. O uso de simulações acopladas e multifísicas são uma boa opção para a implementação de modelos computacionais mais realísticos para um melhor entendimento e tratamento desta problemática. Porém, além destas ferramentas computacionais, ainda pode existir a necessidade do uso de métodos de otimização, principalmente no sentido de minimizar o tempo de desenvolvimento. Isto acontece, por exemplo, quando existem muitas variáveis de controle do processo, ou quando estas variáveis exigem algum tipo de combinação que acarrete uma maior demanda de tempo. Neste contexto, este trabalho apresenta dois procedimentos de otimização que foram aplicados aos ângulos de comutação das chaves do inversor, no sentido de encontrar a melhor combinação entre os mesmos, de modo a produzir menos vibração e ondulação de torque sobre o MRC 4/2.

Em [1], foi apresentado um procedimento de tentativa e erro para encontrar os melhores ângulos de comutação de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque do MRC 4/2. Este estudo apresentou diversas e exaustivas tarefas, uma vez que foram necessárias muitas implementações experimentais de modo a definir uma base de dados confiável que confirmasse as tendências obtidas pelo estudo. Neste sentido, levando em consideração os novos recursos de simulação multifísicas e acopladas do MEF, e procedimentos de otimização específicos, este capítulo apresenta duas novas metodologias aplicadas ao acionamento do MRC 4/2 de modo a reduzir a vibração e a ondulação de torque de motor, o número de experimentos e protótipos, num tempo de desenvolvimento relativamente curto.

4.2 MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO

4.2.1 Classificação

De acordo com [66], atualmente existe um grande número de métodos de otimização voltados para todo tipo de aplicação: negócios, economia, ciências, engenharia, etc. Independentemente da área de estudo, geralmente as propostas de otimização estão vinculadas, em sua maior parte, na minimização ou na maximização de uma determinada característica. Dentre os métodos de otimização disponíveis na literatura, verificou-se a existência de uma classificação geral, onde os mesmos são classificados como métodos Determinísticos e Estocásticos. Os Métodos Determinísticos são aqueles onde é possível prever o comportamento da função, conhecendo-se o seu ponto de partida, ou seja, a função sempre resulta num mesmo valor, quando se adota o mesmo ponto de partida. De outro lado, existem os Métodos Estocásticos ou Aleatórios que são aqueles onde são adotados valores aleatórios, no momento da execução do código. Ou seja, partindo-se do mesmo ponto inicial, cada vez que o código for executado, este seguirá caminhos diferentes e, possivelmente, chegará a uma resposta final diferente. De acordo com esta classificação, são relacionados a seguir os principais métodos de otimização:

- Métodos de Gradiente (derivada);
- Métodos Heurísticos;
- Métodos Naturais (analogia com a natureza); e
- Métodos Híbridos.

Ainda considerando [66], pode-se dizer que os Métodos de Gradiente são métodos determinísticos, baseados no uso de derivadas. Os métodos baseados em derivadas apresentam como característica excelente velocidade de resposta, sendo muito mais rápidos do que os demais métodos, principalmente, os de caráter aleatório. Dentre os Métodos de Gradiente destacam-se: o Método de Newton, Steepest Ascent Method, Steepest Descent Method, etc. Os Métodos Heurísticos apresentam soluções práticas, ou seja, soluções baseadas em experiências anteriores. Geralmente apresentam boa convergência com soluções satisfatórias, porém nem sempre convergem e, na maioria das vezes, as soluções obtidas não podem ser consideradas ótimas. Um método heurístico de otimização pode ser classificado como determinístico ou estocástico, dependendo apenas se os números

utilizados para a execução de seu algoritmo sejam aleatoriamente selecionados ou não. Os Métodos Naturais foram criados a partir de algoritmos heurísticos na tentativa de simular fenômenos biológicos, e de caráter aleatório, como por exemplo, simular o acaso e os fenômenos que parecem dele depender, como a evolução das espécies e o comportamento social dos animais. Dentre os Métodos Naturais destacam-se: o Método do Recozimento Simulado (Simulated Annealing), o Método dos Algoritmos Genéticos, os Algoritmos de Enxame (Swarm Algorithms), o Método de Otimização por Colônia de Formigas (Ant Colony Optimization), o Método de Evolução Diferencial (DE – Differential Evolution Method) e o Método Bacterial (BF Method- Bacterial Foraging Method). Os Métodos Híbridos caracterizam-se pela busca de uma maior eficiência computacional, desta forma combinam algoritmos híbridos de busca local e heurísticos de otimização. Dentre os Métodos de Otimização Natural, o Método dos Algoritmos Genéticos é o mais utilizado entre todos, sendo considerado um método consagrado.

4.2.2 Aplicação em máquinas elétricas

De modo a selecionar o método mais apropriado para a otimização dos ângulos de comutação do acionamento do MRC 4/2, foram investigados alguns métodos de otimização aplicados a máquinas elétricas e que serão apresentados, brevemente, ao longo deste tópico.

De acordo com [67], as não linearidades e as dificuldades encontradas na estimação do desempenho dos MRCs, limitam o número de métodos de otimização de parâmetros que podem ser aplicadas a este tipo de máquina. O método denominado de Hill Climbing Method, foi utilizado para a otimização das formas de onda de MRCs, conforme [68], [69]. Este método caracteriza-se como sendo determinístico e apesar de um excelente tempo de resposta, possui como desvantagens o fato de que a eficiência de seu algoritmo depende do ponto de partida, do comprimento de passo de busca, e da precisão da inclinação de direção. Outro método aplicado a máquinas de relutância refere-se ao denominado Método Exaustivo [70], [71], onde são realizadas diversas simulações computacionais, sob uma ampla faixa de operação do motor, de modo a mapear a variação dos parâmetros de interesse. Sendo, por fim, possível obter os melhores valores desses parâmetros. A principal desvantagem desta técnica é a necessidade de longos tempos para a exploração e mapeamento dos parâmetros de interesse. Outro

método que vem sendo utilizado para a otimização de vários tipos de motores é o de Algoritmos Genéticos [35], [72], [73], [74].

De acordo com [74], a otimização de um projeto de máquina elétrica é um problema não linear de múltiplos objetivos. Objetivos como maior eficiência, menor custo, peso mínimo dos materiais têm de ser simultaneamente considerados quando da resolução do problema eletromagnético. Além das considerações anteriores, em [74] foi realizada ainda uma extensa revisão bibliográfica nos principais métodos de otimização de objetivos simples e múltiplos aplicados a máquinas elétricas. Em relação aos métodos determinísticos, são citados: Sequential Unconstrained Minimization Technique (SUMT), Error-Based Optimization, Hook-Jeeves Method, Newton Method, The Inverse Problem Method, etc. Em relação aos métodos estocásticos, são citados: o Método dos Algoritmos Genéticos e algumas variações do mesmo, Simulated Annealing, Swarm Optimization, DE Method, e BF Method. Sendo que em relação a esses dois últimos métodos, vale observar que somente recentemente o DE Method tem sido utilizado no projeto de máquinas elétricas. E apesar dos ótimos resultados obtidos com o BF Method em outras aplicações, este ainda não foi utilizado na otimização de máquinas elétricas.

4.2.3 Critérios para a escolha do método

De acordo com [66], geralmente os métodos que se utilizam de derivadas (Métodos de Gradiente) são utilizados para a obtenção de mínimos ou máximos locais. Além disso, para a aplicação destes métodos existe a necessidade de se conhecer a função objetivo, não pode haver descontinuidades na função, a função objetivo deve ser diferenciável, além de outras limitações. Satisfazendo-se estas condições, os Métodos de Gradiente costumam ser preferidos, principalmente em função de sua velocidade de resposta. Para problemas que requerem uma otimização global, os métodos heurísticos clássicos têm sido muito utilizados na literatura, porém pode acontecer dos mesmos ficarem aprisionados em ótimos locais. De modo a sanar este problema, surgiram, posteriormente, os métodos heurísticos melhorados, ou seja, métodos heurísticos estocásticos, baseados nos fenômenos da natureza e que incluem ferramentas para se evitar os ótimos locais, além de facilidades para se trabalhar em ambientes paralelos. Esses métodos são indicados para o tratamento de funções objetivo que não podem ser expressas matematicamente ou problemas que apresentam vários mínimos ou máximos locais.

Desta forma, observa-se que a escolha por um determinado método de otimização depende de alguns fatores, como por exemplo: do tipo de problema e da função objetivo ou aptidão associada ao mesmo, do tipo de relação existente entre as variáveis de entrada e saída, do tipo e quantidade de dados disponíveis para análise, etc.

Nesta tese, os problemas de otimização de ambas as estratégias de controle eram semelhantes à primeira vista, uma vez que, inicialmente, o problema foi definido em encontrar a melhor combinação dos ângulos de comutação, de modo a minimizar a vibração e a ondulação de torque sobre o MRC 4/2. Neste caso, devido à inexistência de correspondência entre os dados de entrada e saída, inviabiliza-se a implementação de técnicas determinísticas ou baseada em derivadas, uma vez que se observa a inexistência, pelo menos à primeira vista, de uma função matemática que relacionasse os dados de entrada com os de saída. Além disso, o caráter aleatório dos dados de vibração obtidos, sem um ponto de partida definido, foi outra característica decisiva para a escolha do método. O Método dos Algoritmos Genéticos responde satisfatoriamente à estas características, apresentando ainda outras características vantajosas sobre os demais métodos de busca, que são relacionadas a seguir:

- Método consagrado e largamente utilizado no estudo e otimização de máquinas elétricas;
- Possui alta probabilidade de encontrar um ponto ótimo global da função sob estudo, não importando o ponto de partida;
- Manipula parâmetros discretos;
- Possui habilidade de operacionalizar na população de pontos, na busca de espaços, simultaneamente, e não apenas em um ponto;
- Técnica efetiva na solução de problemas difíceis de serem resolvidos com a matemática usual ou técnicas determinísticas; e
- Apresenta excelente velocidade de resposta quando comparada a outras técnicas de otimização, perdendo apenas para os métodos baseados em derivadas.

Além do Método dos Algoritmos Genéticos, foi necessário também definir outros métodos de apoio, de modo a avaliar os resultados oriundos do AG para ambos os procedimentos desenvolvidos. No caso da estratégia de controle

denominada de PUSCF, foi necessária a utilização das técnicas de Redes Neurais Artificiais (RNAs). Segundo [75], considerando as técnicas evolucionárias, os AGs são os mais frequentemente utilizados em conjunto com as RNAs, uma vez que, utilizando-se da capacidade das RNAs, pode-se explorar, mais efetivamente, o espaço de soluções em busca de um ponto ótimo global, utilizando-se do AG. Esta combinação de métodos varia muito da aplicação em questão, existem casos onde todos os parâmetros das RNAs são buscados pelo AG, outros em que o AG apenas trata dos pesos iniciais das RNAs. Neste estudo, o processo de busca pelos melhores ângulos de comutação (Θ_{on} e Θ_c) foi realizado exclusivamente pelo AG. A RNA treinada foi utilizada apenas para a avaliação das soluções encontradas pelo AG, resultando em uma maior eficiência no processo de busca.

No caso da estratégia CTN, foi estabelecido o modelo de Regressão Não Linear como método de apoio. Isto se deve, principalmente, ao fato de que, neste caso, foi possível estabelecer uma função matemática aproximada que representasse o fenômeno.

4.2.4 O Método dos Algoritmos Genéticos (AG)

Segundo [76], o Método dos Algoritmos Genéticos (AGs) é baseado no processo de seleção natural na qual os indivíduos melhor adaptados ao seu ambiente podem se reproduzir mais frequentemente, passando suas características genéticas a seus descendentes. Desta forma, os AGs utilizam modelos computacionais do processo natural de evolução dos seres vivos como uma ferramenta para resolver problemas. São algoritmos iterativos, onde a cada iteração, a população é modificada, mantendo-se as melhores características dos indivíduos da geração anterior, através do uso de alguns processos básicos, denominados de:

- Seleção: processo através do qual se privilegia os indivíduos mais aptos, ou seja, aqueles que possuem maiores valores da função aptidão permanecem; e
- Reprodução: o processo de reprodução combina cromossomos entre si, de forma a produzir indivíduos diferentes na próxima geração, de modo a aumentar a possibilidade de aparecimento de melhores variações. Esse processo pode ocorrer através de dois operadores genéticos:

- I) Cruzamento: processo pelo qual dois cromossomos fornecem aos filhos (descendentes) partes extraídas a partir de pontos de corte escolhidos aleatoriamente. Outra forma de cruzamento utiliza um vetor de *bits*, com o mesmo tamanho dos cromossomos, para determinar quais genes serão herdados do pai e da mãe; e
- II) Mutação: operador genético que provoca uma mudança aleatória na cadeia de genes dos filhos, que ocorre após a operação de cruzamento. A mutação é responsável pela variabilidade genética na população e ocorre em uma frequência determinada pela taxa de mutação.

Em relação a outros métodos de otimização, o AG apresenta alguns aspectos peculiares, como por exemplo: (i) trabalha com parâmetros codificados em lugar de variáveis originais do problema, (ii) procura ótimas soluções em conjunto de potenciais soluções e não apenas de um ponto de partida, (iii) utiliza uma função de avaliação (aptidão) para as soluções diferentes e (iv) utiliza regras probabilísticas para encontrar novas soluções. Desta forma, o AG é simples, flexível, robusto e particularmente útil em resolver problemas onde outras técnicas de otimização enfrentam dificuldades. Além disso, este método não utiliza qualquer informação oriunda de derivadas e, por isto, apresenta boas chances de não ser aprisionado em ótimos locais [66].

Em ambos os procedimentos de busca implementados neste trabalho, o AG foi responsável pela seleção dos melhores ângulos de comutação, sendo escrito num *script* do programa Matlab [57].

4.2.4.1 A população e sua representação

Em vez de trabalhar com uma única solução por iteração, o AG trabalha com um conjunto de potenciais soluções conhecido como população que é estocasticamente escolhido na inicialização [76]. Estas potenciais soluções são codificadas como caracteres, de comprimento fixo, chamado de cromossomo. Existem diversas formas de representar as soluções. Neste estudo, foi adotada a representação binária, onde um vetor de elementos binários (0 ou 1) representa os valores da solução (Θ_{on} e Θ_c). Os valores destas variáveis são representados por um caractere de *bits* chamado gene. Estes genes são do tipo N_{gene} longo. Um exemplo

de um cromossomo codificado em binário que possui duas variáveis, cada uma codificada com $N_{\text{gene}} = 16 \text{ bits}$, tal como utiliza-se neste trabalho, é apresentado na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Representação binária de um Cromossomo

$$\text{Cromossomo} = \left[\underbrace{10110001100101101}_{\Theta_c} \underbrace{1110011010001100}_{\Theta_{on}} \right]$$

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.4.2 Operadores genéticos

Os operadores genéticos de cruzamento e mutação têm, respectivamente, a tarefa de permitir a interação entre cromossomos da população e manter a diversidade dentro do conjunto de potenciais soluções para o problema. Através do cruzamento, é possível imaginar dois vetores de elementos binários que são divididos em algum ponto (um ou mais) e as duas partes resultantes são combinadas entre esses dois vetores, e a mutação apenas transforma um elemento arbitrário deste vetor (de zero para um, ou vice-versa). Estas operações são ilustradas na Figura 4.2 [77].

Figura 4.2 – Ilustração do Cruzamento e da Mutação [77]

Fonte: Grayaa; Aguilı e Bouallegue (2006).

4.2.5 A Rede Neural Artificial (RNA)

A rede neural artificial pode ser definida como um conjunto de métodos matemáticos e algoritmos computacionais, designados para simular a informação manipulada e o processo de aquisição do conhecimento no cérebro humano. Inspirada na biologia de cérebro humano, a rede neural tem alguns elementos básicos como neurônios artificiais, sinapses, pesos neurais e funções de transferência [78], [79]. Redes neurais artificiais são extensamente utilizadas como aproximadores universais de função, reconhecimento e classificação de padrões, sistemas de otimização, entre outras aplicações [80], [81]. Esta técnica é especialmente vantajosa neste trabalho, uma vez que, pode ser aplicada no tratamento de problemas que envolvem relações complexas entre variáveis de entrada (variáveis independentes) e saída (variáveis dependentes). Não sendo necessário a princípio, o conhecimento antecipado das relações matemáticas entre estas as mesmas. Em geral, uma rede neural artificial é um sistema composto de elementos de processos interconectados, chamados de neurônios que são arranjados em camadas. Estas camadas são divididas em: camada de entrada, uma ou mais camadas intermediárias, chamadas de camadas escondidas, e uma camada de saída. Para um determinado problema, cada variável de entrada é apresentada à rede pela camada de entrada, e associada com cada variável de entrada existe um valor, conhecido como peso sináptico. Estes pesos são medidos por uma função de ativação, que podem ou não excitar o próximo neurônio, podendo ser uma camada intermediária ou de saída. Isto é, dependendo do valor do peso, a saída assume um valor correspondente. As Funções de Ativação Sigmoidal são as mais utilizadas em problemas não lineares. Em relação à habilidade de aprendizagem da rede (semelhante à memória dos seres vivos), está definida uma regra de aprendizagem particular que são os algoritmos computacionais mais conhecidos e que processam os dados da rede neural, de forma que toda interação pode modificar os valores dos pesos sinápticos como função das entradas apresentadas e, em alguns casos, as saídas desejadas.

O uso de redes neurais artificiais para a otimização de motores elétricos foi difundida em [82], [83]. De modo geral, a eficiência dessas aproximações é proporcional ao número dos dados coletados, especialmente em modelos de redes neurais. Experimentos com redes neurais são conduzidos usando uma divisão dos dados disponíveis no treinamento, seleção e teste de um conjunto de dados

coletados. Este trabalho é realmente problemático, uma vez que normalmente trabalha-se com um número de dados insuficientes. Uma alternativa para superar este problema é o uso de um conjunto menor de dados, junto com uma aproximação de reamostragem, como por exemplo, o método de *Bootstrap* que é baseado em uma emulação do processo probabilístico e usa a informação oriunda de um determinado conjunto de observações aleatórias.

Muitos trabalhos têm mostrado a viabilidade da técnica de *Bootstrap* em estimar objetivos fora do conjunto da amostra, traçando um novo perfil para subconjuntos pequenos [84-87]. O uso da técnica de *Bootstrap* no contexto de redes neurais artificiais tem sido adotado em muitas pesquisas, principalmente nas áreas empresariais e de negócios, produzindo alguns modelos melhorados de predição [83-87], contudo o uso desta aproximação na otimização de parâmetros de acionamento de motor é praticamente inexistente.

4.2.6 O Método *Bootstrap*

O Método *Bootstrap* é baseado em uma emulação do processo probabilístico que usa a informação oriunda de um determinado conjunto pequeno de observações. Para um pequeno conjunto de dados, o método calcula o erro padrão de algum parâmetro de interesse usando as amostras como uma aproximação de sua população. Especificamente, o método toma as amostras com substituição do conjunto de dados original de modo a aproximar as amostras da sua população. Um algoritmo simples para ilustrar o Método *Bootstrap* pode ser definido como nos próximos três passos, conforme [87]:

1. Amostra valores com substituição dos dados originais e calcula o parâmetro de interesse "**p**";
2. Repete o passo (1) um grande número de vezes, B , usando o "*Bootstrap*" para calcular **p1**, **p2**,..., **pB**;
3. Utiliza o desvio padrão de B calculado no passo (2) para calcular as distribuições de probabilidade que descrevem o processo de predição, o erro padrão, e o intervalo de confiança.

Neste trabalho, um conjunto de dados originais obtidos de um experimento de vibração do MRC 4/2 foi usado para gerar 30 conjuntos de dados de *Bootstrapping*

para o treinamento da rede neural *feed-forward*. Assim, o parâmetro de interesse, referenciado no passo (1) do método de *Bootstrap*, é a predição da rede neural.

4.3 CONTRIBUIÇÕES DO MODELO MULTIFÍSICO AO PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO

No capítulo 3 desta tese, foi abordada a construção do modelo multifísico completo para o acionamento do MRC 4/2. Utilizando-se apenas do modelo de Cossimulação desenvolvido, foram realizadas, inicialmente, uma série de simulações, onde utilizando-se dos mesmos ângulos de comutação (padronizados), pôde-se realizar uma comparação entre três estratégias de controle PU, PUSCF e CTN, de modo a obter aquela que produzisse menos vibração e ondulação de torque sobre o motor. Como resultado destas simulações, verificou-se que as estratégias de PUSCF e CTN apresentaram desempenhos superiores à estratégia convencional de PU, conforme havia sido obtido nos ensaios experimentais [1]. Contudo, considerando-se cada uma dessas duas estratégias simuladas isoladamente, verificou-se a possibilidade de se estabelecer um procedimento de otimização de modo a se obter a melhor combinação dos ângulos de comutação, proporcionando níveis de vibração e ondulação de torque sobre o MRC 4/2 ainda menores do que havia se obtido anteriormente. Desta forma, observa-se duas contribuições do modelo multifísico ao procedimento de otimização, primeiro na identificação da melhor estratégia de controle do ponto de vista de vibração e ondulação de torque e, posteriormente, no próprio procedimento de otimização dos ângulos, realizando uma pré-seleção dos mesmos, como será apresentado nos tópicos 4.4 e 4.5.

4.4 PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO (θ_{on} e θ_c) DA ESTRATÉGIA PUSCF, APLICADO AO ROTOR OTIMIZADO

O procedimento desenvolvido para a otimização de (θ_{on} e θ_c) pode ser dividido basicamente em três etapas. Na primeira etapa, foram realizadas uma série de simulações em relação aos ângulos de comutação, de modo a estabelecer um “universo” de ângulos de comutação possíveis de serem executados, do ponto de vista do acionamento do MRC 4/2. Uma vez que, dependendo da combinação dos ângulos de comutação utilizados, podem-se obter valores de corrente de fase e,

consequentemente, de torque médio fora dos especificados, e que poderiam erroneamente aumentar o número de ensaios experimentais e interferir na população de ângulos utilizada pelo AG. Desta forma, a variável de controle escolhida nesta primeira etapa do procedimento foi a forma de onda de torque e as relações derivadas da mesma, como o torque médio e a ondulação de torque. Para isso, foi utilizado o modelo multifísico de Cossimulação, já pormenorizado no capítulo 3 desta tese, com a estratégia de comutação de PUSCF. A seleção dos ângulos de comutação padronizados baseia-se num procedimento experimental proposto em [1]. Em seguida, os ângulos de comutação foram incrementados e decrementados sobre os valores padrões, de modo a se obter uma amostragem considerável dos mesmos, para a realização dos ensaios experimentais e, posteriormente, para formar a base de dados do AG.

Na segunda etapa do procedimento, uma vez pré-selecionados os ângulos de comutação, foram realizados ensaios experimentais com os mesmos, de modo a se obter os valores de vibração associados a estes ângulos. Desta forma, foi implementada uma montagem experimental que permitiu monitorar não apenas a vibração no domínio de frequência, como também a variação por *software* dos ângulos de comutação do conversor eletrônico de potência (Θ_{on} e Θ_c) [1]. Os resultados experimentais de vibração foram medidos em unidade de aceleração (m/s^2), para os respectivos valores de Θ_{on} e Θ_c , e são apresentados na Tabela 4.1.

Na terceira etapa, o conjunto original de dados experimentais foi utilizado para gerar 30 conjuntos de dados de *Bootstrapping* que foram utilizados como entrada para o treinamento da rede neural.

Tabela 4.1 - Conjunto de dados experimentais originais

Θ_c (°)	Θ_{on} (°)	a (m/s^2)
90	-45	0.105
90	-50	0.068
90	-55	0.071
95	-45	0.173
95	-50	0.089
95	-55	0.060
100	-50	0.062
100	-55	0.030
100	-60	0.045
105	-45	0.201
105	-50	0.141
105	-55	0.128

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a construção da rede neural, foram utilizadas três camadas de redes neurais *feed-forward*, com cinco nós na camada escondida e um conjunto de treinamento *Bootstrapping*, com 10 amostras com substituição. Estes conjuntos de treinamento foram selecionados de um pequeno conjunto de dados experimentais, compostos por apenas seis pontos da Tabela 4.1, os quais foram escolhidos através uma ordenação *red-black*, conforme apresentado na Figura 4.3.

Neste caso, foram consideradas como variáveis de entrada os ângulos de comutação (Θ_{on} e Θ_c) e, como variável de saída, o nível de vibração (aceleração) medido na frequência de 400 Hz (componente fundamental da ondulação de torque) [1]. Desta forma, foi criada uma rede neural com dois e um nós nas camadas de entrada e saída, respectivamente. Além disso, foi utilizada a tangente de *Sigmoid* como função de transferência, gradiente descendente, com momento de treinamento em *back-propagation*, com 0,3 de taxa de aprendizagem [88]. Esta configuração de rede neural é apresentada na Figura 4.4.

Os números de nós na camada escondida e o tamanho das amostras de *Bootstrapping* foram escolhidos experimentalmente. O número de redes neurais foi escolhido de modo a assegurar uma precisão de estimação estatística de cerca de 8% com 99% de confiança.

Figura 4.3 – Conjunto Experimental de dados obtidos da ordenação *red-black*: Dados completos (•), Teste do subconjunto 1 (□) e Teste do subconjunto 2 (○).

Figura 4.4 – Configuração da Rede Neural.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez construída e treinada a rede, essa foi aplicada de modo a avaliar a adequabilidade de todos os possíveis candidatos como solução junto ao método dos algoritmos genéticos, conforme Figura 4.5. O valor da aptidão é definido como o valor médio das 30 estimativas da rede neural.

Na Figura 4.6, foi construído um diagrama de blocos funcional de modo a representar, de maneira resumida, as três etapas envolvidas no procedimento de otimização dos ângulos de comutação, que incluem: a pré-seleção de (Θ_{on} e Θ_c) pelo modelo Multifísico de Cossimulação, a realização de ensaios experimentais de vibração e a aplicação do Método de Otimização de Algoritmo Genético sobre a base de dados formada.

Vale observar que uma das inovações deste trabalho foi a utilização de uma aproximação de *Bootstrap* em um modelo de rede neural, obtendo com isso resultados seguros, que usam apenas um subconjunto pequeno de dados experimentais e que permitem reduzir o número de experimentos. Neste caso, os algoritmos genéticos foram aplicados de modo a encontrar os melhores valores dos parâmetros de entrada para minimizar os dados de aceleração (vibração do motor). Os resultados originados deste procedimento são apresentados no capítulo 5 desta tese.

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da Rede Neural *Bootstrap* Treinada aplicada junto ao Método dos Algoritmos Genéticos para a avaliação das soluções de (θ_{on} e θ_c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.6 - Procedimento de otimização aplicado para obtenção dos ângulos de comutação (θ_{on} e θ_c) e as três etapas envolvidas: 1ª etapa – Pré-seleção de (θ_{on} e θ_c) pelo modelo Multifísico de Cossimulação, 2ª etapa - Ensaios experimentais de Vibração e 3ª etapa – Aplicação do Método de Otimização de Algoritmos Genéticos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 PROCEDIMENTO DE OTIMIZAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO (θ_1 , θ_2 e θ_3) DA ESTRATÉGIA CTN, APLICADO AO ROTOR DE REFERÊNCIA

O procedimento aplicado para a otimização dos ângulos de comutação (θ_1 , θ_2 e θ_3) foi similar ao aplicado no item anterior, uma vez que, da mesma forma, este procedimento foi dividido em três etapas. Na primeira, com o modelo multifísico de Cossimulação, foram realizadas diversas simulações, de modo a realizar uma pré-seleção dos ângulos de comutação factíveis, do ponto de vista do acionamento do MRC 4/2. Desta forma, assim como no caso anterior, foram considerados como variáveis de controle as formas de onda do torque e os valores de torque médio e

ondulação de torque, inerentes nestas formas de onda. Na segunda etapa deste procedimento também foram realizados ensaios experimentais de vibração, para compor a base de dados para o algoritmo de otimização. E na terceira e última etapa, tal como o procedimento anterior, foi aplicado o método de otimização de Algoritmos Genéticos.

As diferenças entre os dois procedimentos residem em algumas características. Primeiro, o enfoque dado a este procedimento foi a redução da ondulação de torque associada ao acionamento do MRC 4/2 e não a vibração de modo geral. As estratégias de comutação utilizadas neste caso também foram diferentes, ou seja, neste caso as simulações com o modelo multifísico foram realizadas com a estratégia de comutação denominada de CTN, e, devido a isto, os ângulos utilizados para a imposição desta estratégia foram diferentes da estratégia anterior [1]. Outra diferença baseia-se no fato de que foram otimizados neste procedimento apenas os ângulos de condução, denominados de $(\theta_1, \theta_2$ e $\theta_3)$. O ângulo de ligamento (θ_{on}) foi mantido constante e conforme o valor otimizado obtido no procedimento anterior ($\theta_{on} = -55^\circ$). Além disso, esta metodologia foi aplicada à montagem com o rotor de referência.

Além disso, diferentemente do procedimento anterior, onde foi utilizado o Método de Redes Neurais, neste caso foi usado um Modelo de Regressão Não Linear [10,11] de modo a avaliar as soluções do AG. O Modelo de Regressão Não Linear utiliza os dados de vibração (aceleração) como variável de resposta (y) e os ângulos de comutação (θ_1, θ_2 e θ_3) como variáveis preditoras. De forma geral, para operacionalizar-se com o modelo de regressão não linear, deve-se ajustar o mesmo, testar sua qualidade, modificar o modelo de modo a melhorá-la e avaliar as soluções candidatas do AG. Para este caso, o modelo adotado foi ajustado de acordo com o Modelo de Regressão Não Linear Geral, conforme a eq.(4.1):

$$y \sim (1 + b_1 * \theta_1 + b_2 * \theta_2 + b_3 * \theta_3 + b_4 * \theta_1 * \theta_2 + b_5 * \theta_1 * \theta_3 + b_6 * \theta_2 * \theta_3 + b_7 * \theta_1 * \theta_2 * \theta_3) \quad (4.1)$$

Os resultados dos ajustes do Modelo de Regressão Não Linear serão apresentados no capítulo 5, junto com os demais resultados obtidos pelo método.

Uma vez definido o modelo de Regressão, este foi aplicado para avaliar as soluções do AG, conforme Figura 4.7. Assim como no procedimento anterior, os ângulos de comutação foram codificados como cromossomos binários de 16-bits. O

cruzamento usual em um determinado ponto e a mutação com troca de *bit* foi aplicada com os parâmetros demonstrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros da otimização de algoritmos genéticos

Parâmetros do AG	Valores
Taxa de Mutação	0,05
Taxa de Cruzamento	0,9
Tamanho da População	100
Número de gerações	50

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.7 – Diagrama de blocos do Modelo de Regressão Não Linear aplicado junto ao Método dos Algoritmos Genéticos para a avaliação das soluções de $(\theta_1, \theta_2 \text{ e } \theta_3)$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Outra equação necessária e que deve ser levada em consideração é a eq.(4.2), uma vez que esta fornece a relação entre os ângulos de comutação:

$$\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 = 180^\circ \quad (4.2)$$

Além disso, devido a limitações mecânicas do encoder utilizado em [1], deve-se considerar ainda o mínimo passo de resolução do mesmo, que neste caso é de 5°

de deslocamento mecânico. Os resultados obtidos com este procedimento são apresentados no capítulo 5 desta tese.

De modo a representar, de maneira resumida, as etapas envolvidas no procedimento de otimização dos ângulos de comutação (θ_1 , θ_2 e θ_3), foi elaborado um diagrama de blocos funcional, conforme Figura 4.8. Neste diagrama é possível identificar as três etapas envolvidas no procedimento de otimização: a pré-seleção de (θ_1 , θ_2 e θ_3) pelo modelo Multifísico de cossimulação, a realização de ensaios experimentais de vibração e a aplicação do Método de Otimização de Algoritmo Genético sobre a base de dados obtida.

Figura 4.8 - Procedimento de Otimização aplicado para obtenção dos ângulos de comutação (θ_1 , θ_2 e θ_3) e as 3 etapas envolvidas: 1ª etapa – Pré-seleção de (θ_1 , θ_2 e θ_3) pelo modelo multifísico de Cossimulação, 2ª etapa - Ensaios experimentais de Vibração e 3ª etapa – Aplicação do Método de Otimização de Algoritmos Genéticos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 METODOLOGIAS PARA REDUÇÃO DA VIBRAÇÃO E DA ONDULAÇÃO DE TORQUE

Conforme já comentado anteriormente, a redução da vibração e da ondulação de torque em MRCs são problemas complexos de serem tratados. Neste tópico são apresentadas duas metodologias que obtiveram sucesso no tratamento desses problemas e cujos resultados são apresentados no capítulo 5 desta tese. A primeira metodologia desenvolvida é baseada na aplicação de cinco etapas, e explora tanto a redução da ondulação de torque, quanto da vibração, conforme a Figura 4.9. Já a segunda metodologia enfoca apenas a redução da ondulação de torque, e foi resumida em quatro etapas, conforme o diagrama de blocos da Figura 4.10. De modo geral, essas etapas envolvem a utilização de um modelo computacional multifísico, a realização de ensaios experimentais de vibração e a aplicação de um procedimento de otimização de Algoritmos Genéticos para a obtenção dos ângulos de comutação do conversor eletrônico de potência. As três primeiras etapas, já foram pormenorizadas nos itens anteriores (4.4 e 4.5) e tratam dos procedimentos de otimização dos ângulos de comutação (Θ_{on} e Θ_c) e (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3), respectivamente. As quarta e quinta etapas, basicamente, realizam o processo de checagem dos ângulos de comutação obtidos. Em relação à primeira metodologia aplicada, os ângulos otimizados são realimentados ao modelo multifísico completo para a confirmação dos resultados. Uma vez verificados os mesmos, são realizados ensaios experimentais para uma verificação final. Na segunda metodologia proposta, os ângulos otimizados são realimentados ao modelo de cossimulação. Após uma verificação de resultados, também são realizados ensaios experimentais com os mesmos, para uma checagem final. As diferenças entre as duas metodologias propostas referem-se, basicamente, ao enfoque imposto a cada uma delas, ou seja, a primeira foi destinada à redução da vibração e da ondulação de torque e manutenção do torque médio. Já a segunda, foi limitada a atender apenas os requisitos de ondulação de torque e torque médio. Além disso, outras diferenças estão vinculadas às estratégias de controle utilizadas, ao número de ângulos otimizados, e ao tipo de método de apoio utilizado para a checagem dos dados do Método de Algoritmo Genético. Apesar das diferenças apontadas, ambas as metodologias possuem um ponto em comum, ambas baseiam-se na otimização da vibração de uma única harmônica do espectro de frequências, aquela localizada na frequência de 400 Hz (frequência fundamental da ondulação de torque do MRC 4/2).

Ou seja, pode-se afirmar, baseado nos resultados obtidos, que reduzindo-se a amplitude da harmônica da frequência fundamental de ondulação de torque, consegue-se uma redução da vibração em quase em todo o espectro de frequências.

As principais vantagens associadas às metodologias propostas dizem respeito à redução do número de ensaios experimentais, número de protótipos implementados e, principalmente, tempo de execução dos procedimentos. Além disso, observa-se que a utilização em conjunto das novas ferramentas de simulação, tais como, cossimulação e o acoplamento multifísico, associadas aos métodos numéricos de otimização, podem se transformar numa poderosa ferramenta computacional na otimização não apenas de motores, mas de dispositivos em geral, sejam eles, elétricos, eletromagnéticos, etc.

Figura 4.9 - Metodologia para Redução da Vibração e da Ondulação de Torque do MRC 4/2, utilizando a estratégia de PUSCF

Figura 4.10 - Metodologia para Redução da Ondulação de Torque do MRC 4/2, utilizando a estratégia de CTN.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Capítulo 5 – *RESULTADOS, VALIDAÇÃO DO MODELO MULTIFÍSICO E DAS METODOLOGIAS PROPOSTAS*

5.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é, fundamentalmente, apresentar os resultados obtidos nas simulações e nos ensaios experimentais que foram realizados durante o desenvolvimento deste trabalho. Também são apresentados os resultados obtidos nas duas otimizações, que, em sua totalidade, fornecem os subsídios necessários para validação dos modelos e das metodologias propostas neste estudo.

Para uma melhor apresentação deste capítulo, ele foi dividido basicamente em duas seções: uma seção que trata da validação do modelo multifísico, onde são apresentados os resultados parciais obtidos na validação isolada dos modelos e, a seguir, os resultados do conjunto, quando esses modelos são acoplados. E, outra seção que trata dos resultados obtidos com as duas otimizações propostas neste estudo.

Vale observar que a validação dos modelos foi implementada para ambos os rotores fabricados (rotor de referência e o rotor otimizado), considerando-se as três estratégias de comutação já mencionadas anteriormente (PU, PUSCF e CTN). Isto foi necessário, na medida em que cada uma das otimizações propostas foi aplicada a um tipo diferente de rotor. Por outro lado, a validação de um número maior de casos confirma os resultados obtidos nas otimizações e nas metodologias aplicadas.

5.2 VALIDAÇÃO DO MODELO MULTIFÍSICO

Um dos principais problemas encontrados em trabalhos que envolvem simulação computacional está na validação dos resultados obtidos. De modo a sanar este problema, este trabalho propõe a validação dos resultados de simulação através da comparação com dados obtidos em procedimentos experimentais. Isto se aplica aos dados de tensão, corrente de fase do motor, vibração, etc. Desta forma, propõe-se uma validação dos resultados em duas etapas:

- I) Numa primeira etapa, cada um dos modelos desenvolvidos foi validado separadamente pela comparação com resultados experimentais;
- II) Num segundo momento, os modelos foram associados para uma validação subsequente, como um todo.

Esse procedimento de validação foi aplicado ao Modelo Eletromagnético do MRC 4/2 e ao Modelo do Conversor Eletrônico de Potência e Controlador. No caso do Modelo Mecânico Estrutural e de Vibração, a validação se deu em conjunto com o Modelo de Cossimulação Transitória, que será visto mais adiante, neste capítulo.

Considerando-se o Modelo Eletromagnético do MRC 4/2, foram realizadas simulações magnetostáticas paramétricas, considerando-se os dois rotores fabricados (referência e o otimizado), variando-se a posição relativa entre rotor e estator. Os resultados obtidos nestas simulações foram comparados com valores obtidos em ensaios experimentais de torque estático de modo a validar o modelo eletromagnético desenvolvido, conforme as Figura 5.1 e 5.2.

Figura 5.1 – Perfil de Torque vs. Posição angular do rotor obtido com o rotor de referência (enrolamento da fase A): Comparação entre o Torque Estático Simulado (Maxwell / Emag) e Torque Estático Medido.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.2 – Perfil de Torque vs. Posição angular do rotor obtido com o rotor otimizado (enrolamento da fase B): Comparação entre o Torque Estático Simulado (Maxwell) e Torque Estático Medido.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Comparando os valores de torque estático medido e simulado, com ambos os programas Maxwell e Emag, observa-se que existe convergência entre as curvas em quase toda sua totalidade. Contudo, existem pequenas discrepâncias, principalmente nas regiões entre 0° e 45° e 130° e 180° . Estas discrepâncias foram associadas a pequenas imperfeições nos rotores, tais como, saliências e arredondamentos, cujos efeitos não foram considerados durante as simulações. Soma-se a isso o estreito e assimétrico entreferro que dificultou sobremaneira a construção do modelo eletromagnético. Além disso, em relação ao material utilizado nas simulações, foram utilizados dados de catálogos. Desta forma, podem existir pequenas diferenças entre as propriedades magnéticas dos modelos simulados e dos protótipos fabricados.

Para a validação do Modelo do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador, foram realizadas simulações transitórias com o programa Simplorer, onde foram obtidos os perfis de tensão, corrente e os sinais lógicos de gatilhamento para cada uma das estratégias de controle (PU, PUSCF e CTN) mencionadas anteriormente. A Figura 5.3 apresenta o circuito simplificado simulado para validação do modelo do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador. Neste circuito, foi considerado um inversor na configuração de meia ponte assimétrica com diodos e transistores do tipo Mosfet, um filtro capacitivo e uma fonte de alimentação C.C. para representar um barramento de 150 V. De modo a considerar uma carga associada ao circuito, foi implementado um modelo simplificado do MRC 4/2 de apenas uma das fases do motor, que, neste caso, foi representada por um circuito RL (resistor em série com um indutor). Para os valores de indutância, considerou-se o valor máximo de indutância própria de fase de 230 mH, conforme [1], e para o resistor, assumiu-se o valor de 8,7 ohms para a resistência de fase, obtido através de medições com um multímetro. Para o modelo do Controlador, foram utilizadas duas fontes de tensão pulsadas, de modo a impor a lógica de comutação das três estratégias de controle de PU, PUSCF e CTN. Os perfis de tensão, de corrente e dos sinais lógicos de gatilhamento, para cada uma das estratégias de controle mencionadas, são apresentados nas Figuras 5.4, 5.5 e 5.6. Analisando as formas de onda obtidas, observa-se que, conforme esperado, os perfis de tensão de fase e os sinais de gatilhamento do controle apresentaram-se muito semelhantes aos valores obtidos nos procedimentos experimentais, contudo os perfis de corrente foram muito discrepantes, apesar de estarem de acordo com o circuito implementado. Essa diferença entre os perfis de corrente simulados e medidos deve-se à simplificações

impostas pelo modelo simulado, onde não foram levados em consideração a variação da indutância própria em relação à posição angular do rotor, a sincronização dos ângulos de disparos dos transistores com a posição do rotor, os aspectos de saturação dos materiais magnéticos, etc. De qualquer modo, considerou-se o modelo válido, uma vez que o conversor ou inversor utilizado neste estudo é considerado como de tensão imposta (*Voltage Source Inverter – VSI*), ou seja, a corrente de saída é função do perfil de tensão imposto e depende das impedâncias a ela associadas. Portanto, para a validação do modelo do Conversor Eletrônico de Potência e do Controlador foram levados em consideração apenas os perfis de tensão gerados pela lógica de controle. Os perfis de corrente serão devidamente considerados mais adiante, neste capítulo, quando os modelos do conversor / controlador e eletromagnéticos forem associados na Cossimulação Transitória, pois somente considerando todas as condições mencionadas anteriormente, pode-se esperar uma concordância entre os valores simulados e medidos de corrente de fase.

Figura 5.3 – Circuito do Conversor Eletrônico de Potência utilizado para validação do Modelo do implementado no programa Simplorer.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.4 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

Figura 5.5 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.6 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 e Sinais de controle no domínio do tempo, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$, e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Uma vez validado os modelos eletromagnéticos do MRC 4/2, do Conversor Eletrônico de Potência e Controlador, esses foram acoplados através de uma Cossimulação Transitória para uma validação do conjunto. Neste caso, foram consideradas as condições nominais de operação do motor, de carga e velocidade (6.000 RPM / 0,28 N.m). Nas Figuras 5.7, 5.8 e 5.9 é possível comparar os perfis da tensão e corrente de fase medida e simulada, considerando-se a montagem com o rotor de referência e as três estratégias de controle mencionadas neste trabalho: PU, PUSCF e CTN, respectivamente. As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 referem-se aos mesmos perfis de tensão e corrente de fase apresentados anteriormente, porém na montagem com o rotor otimizado, respectivamente. Comparando tanto os perfis de tensão, como de corrente de fase observa-se grande similaridade entre os valores simulados e medidos, diferente do ocorrido anteriormente, quando da validação do modelo isolado do Conversor Eletrônico de Potência. Isto se deve ao fato de que, neste tipo de simulação (cossimulação) foram levados em consideração todos os itens mencionados anteriormente, tais como a variação da indutância própria em relação à posição angular do rotor, a sincronização dos ângulos de disparos dos transistores com a posição angular do rotor, os aspectos de saturação dos materiais magnéticos, etc. Pequenas discrepâncias entre as formas de onda medidas e simuladas são atribuídas aos modelos dos transistores e diodos utilizados, uma vez que foram utilizados modelos simplificados de semicondutores. Os resultados poderiam ser mais realísticos, caso fossem utilizados parâmetros da folha de dados (*datasheet*) de cada componente para a construção dos modelos. Esses efeitos são notados nas formas de ondas de correntes simuladas, por exemplo, onde se observa derivadas mais acentuadas do que nas formas de onda medidas. Desta forma, apesar das discrepâncias apresentadas, pode-se dizer que o conjunto composto pelos modelos eletromagnético e do Conversor Eletrônico de Potência / controlador desenvolvido foi validado. Vale observar que a principal variável a ser validada na cossimulação é a corrente de fase, uma vez que tanto o torque, quanto a força magnética, que são as variáveis a serem enviadas para o acoplamento mecânico, possuem uma relação quadrática com a corrente [1].

Figura 5.7 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.8 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.9 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor de referência, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.10 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.11 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.12 – Perfil de Tensão e Corrente de Fase do MRC 4/2 no domínio do tempo, com o rotor otimizado, sob a estratégia de controle de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$): (a) Valores Simulados e (b) Valores Medidos.

(a)

(b)

Fonte: Elaborado pelo autor.

De modo a validar o modelo mecânico estrutural e de vibração desenvolvido, os dados da cossimulação transitória foram importados para o modelo mecânico como uma carga, conforme já descrito no capítulo 3. Desta forma, nesta seção são apresentados e comparados os resultados de vibração simulados e medidos com as duas montagens de rotor (referência e otimizado) para as três estratégias de controle: PU, PUSCF e CTN. Vale observar que, durante as simulações, foram mapeadas três posições distintas do estator, a saber: posição de alinhamento entre rotor e o estator, posição em quadratura entre rotor e o estator e numa posição intermediária entre o alinhamento e a quadratura, conforme Figura 5.13. Também

foram consideradas as componentes radiais e tangenciais de vibração para cada ponto monitorado.

Figura 5.13 – Pontos de monitoração de vibração no Modelo Mecânico Estrutural do MRC 4/2 no domínio da frequência, utilizando o rotor de referência.

Fonte: Elaborado pelo autor.

No decorrer das simulações de vibração, verificou-se que a posição denominada de quadratura (quad_x) apresentou melhor resposta em frequência, em relação aos demais pontos monitorados (45_x e alinh_x), principalmente no sentido de apresentar as principais harmônicas integrantes do sinal de corrente (200 Hz). As Figuras 5.14 e 5.15, apresentam os resultados de vibração simulada radial e tangencial, respectivamente, com a montagem utilizando o rotor de referência, no ponto de quadratura. Nestas figuras, foram identificadas as maiores amplitudes como sendo das harmônicas localizadas em 100, 200, 400, e 800 Hz. A harmônica localizada em 100 Hz corresponde à frequência fundamental de rotação do motor. A harmônica localizada em 200 Hz, refere-se à frequência de aplicação dos pulsos de corrente de fase. A harmônica localizada em 400 Hz também apresenta destaque sobre as demais, uma vez que a mesma corresponde a frequência fundamental da ondulação de torque. E a harmônica localizada em 800 Hz que corresponde a uma harmônica múltipla da ondulação de torque, cuja frequência fundamental está

localizada em 400 Hz. Além disso, realizando uma análise comparativa entre as estratégias de comutação simuladas, observa-se que em ambas as componentes (tangencial e radial), os níveis de vibração se apresentaram maiores para a estratégia de PU, seguida pela estratégia de PUSCF e, finalmente, para a estratégia de CTN.

Figura 5.14 – Resultado de vibração tangencial simulado, obtido com rotor de referência, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), verde: PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e azul: CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.15 – Resultado de vibração radial simulado, obtido com rotor de referência, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$), verde: PUSCF ($\theta_{on} = -45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$) e azul: CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para comprovar os resultados simulados, foram realizados ensaios experimentais de vibração. Desta forma, a coleta dos dados foi realizada em duas bandas diferentes: uma banda de 100 Hz (350 a 450 Hz) e uma banda de 800 Hz. A banda de 100 Hz foi escolhida de modo a se focar a harmônica localizada na frequência de 400 Hz, que identifica a frequência fundamental da ondulação de torque, devido aos quatro polos do estator. A banda de 800 Hz foi determinada de modo a se identificar as principais componentes harmônicas múltiplas ou não da frequência fundamental de operação do motor (100 Hz).

Nas Figuras 5.16, 5.17, 5.18 e 5.19 são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor de referência, operando sob as três estratégias de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c=90^\circ$), PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c=100^\circ$) e CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$). Da mesma forma, como no caso simulado, em todas as estratégias monitoradas, identificam-se as presenças das harmônicas fundamentais de 100 Hz e suas múltiplas em 200, 300, 400, 500, 600, 700 e 800 Hz. Destaque especial merece a harmônica localizada em 600 Hz, que apresenta a maior amplitude sobre as demais e está relacionada à frequência mecânica dos rolamentos, uma vez que os mesmos possuem seis esferas internas cada um. Vale observar que esta harmônica não se apresenta nos resultados simulados, como esperado, uma vez que os efeitos dos rolamentos não foram levados em consideração no modelo mecânico estrutural construído.

Uma análise comparativa detalhada da vibração apresentada por cada uma destas estratégias de comutação já foi realizada em [1]. Desta forma, neste trabalho foi realizada uma análise comparativa mais superficial, de modo apenas para validar o modelo mecânico estrutural e de vibração desenvolvido. Comparando-se as estratégias de comutação aplicadas nas Figuras 5.16, 5.17, 5.18 e 5.19, constata-se que, em relação à estratégia de comutação convencional de PU (curva em vermelho), a estratégia de comutação de PUSCF (curva em azul) foi reduzida em quase toda sua totalidade. O mesmo aconteceu com a estratégia de CTN, quando comparada à estratégia de PUSCF. Ou seja, os menores níveis de vibração foram alcançados, respectivamente, pela estratégia CTN, seguido da PUSCF e, finalmente, pela estratégia de PU, tal como ocorreu com os modelos simulados. Portanto, levando-se em consideração os resultados obtidos entre os modelos experimental e simulado, pode-se dizer que o modelo mecânico estrutural foi validado.

Figura 5.16 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$) e azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.17 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$) e azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.18 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$), azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.19 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor de referência. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$), azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$) e preto tracejado: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

As Figuras 5.20 e 5.21, apresentam os resultados de vibração simulada radial e tangencial, respectivamente, com a montagem utilizando o rotor de otimizado, no ponto de quadratura. As mesmas observações sobre as harmônicas realizadas anteriormente, podem ser feitas aqui. A diferença é que neste caso, foram comparadas apenas duas estratégias (PU e PUSCF).

Figura 5.20 – Resultado de vibração tangencial simulado, com rotor otimizado, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$) e verde: PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.21 – Resultado de vibração radial simulado, com rotor otimizado, sob as estratégias de controle: vermelho: PU ($\Theta_{on}=-45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$) e verde: PUSCF ($\Theta_{on}= -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nas Figuras 5.22, 5.23, 5.24 e 5.25 são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor otimizado, operando sob as três estratégias de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c=90^\circ$), PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$ e $\theta_c=100^\circ$) e CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$). Neste caso, é possível identificar também a presença das harmônicas fundamentais de 100 Hz e suas

múltiplas em 200, 300, 400, 500, 600, 700 e 800 Hz. Comparando-se as estratégias de comutação aplicadas na Figura 5.22, constata-se que, em relação à estratégia de comutação convencional de PU (curva em vermelho), a estratégia de comutação de PUSCF (curva em azul) foi reduzida. O mesmo aconteceu com os dados simulados. Portanto, levando-se em consideração os resultados obtidos entre os modelos experimental e simulado, pode-se dizer que o modelo mecânico estrutural para o rotor otimizado também foi validado.

Figura 5.22 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Apesar de não realizadas simulações de vibração com a estratégia CTN, os ensaios experimentais comprovam as mesmas observações realizadas para o caso do rotor de referência, ou seja, a estratégia CTN produziu menos vibração do que PUSCF e esta, em relação a estratégia de PU.

Figura 5.23 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.24 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$); azul: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.25 – Sinal de aceleração em função da frequência, obtido com rotor otimizado. Vermelho: estratégia de comutação de PU ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=90^\circ$); azul: estratégia de comutação de PUSCF ($\theta_{on}=45^\circ$, $\theta_c=100^\circ$) e preto tracejado: estratégia de comutação de CTN ($\theta_{on}=-45^\circ$, $\theta_1=90^\circ$, $\theta_2=20^\circ$ e $\theta_3=70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 RESULTADOS DAS OTIMIZAÇÕES

5.3.1 Resultados da otimização dos ângulos de comutação (θ_{on} e θ_c) da estratégia PUSCF aplicada ao rotor otimizado

Conforme já comentado anteriormente no capítulo 4, o processo da otimização dos ângulos (θ_{on} e θ_c) foi dividido em três etapas. Na primeira etapa, foram realizadas diversas simulações com o modelo de cossimulação validado, de modo a pré-selecionar os ângulos (θ_{on} e θ_c) e, a partir daí, executar as demais etapas, que tratam dos ensaios experimentais de vibração e, em seguida, da aplicação do método numérico aos ângulos obtidos. Essas simulações, basicamente, restringiram-se a analisar o perfil de torque obtido, e o valor do torque médio associado ao mesmo, conforme Figura 5.26. Desta forma, foram pré-selecionados diversos valores de ângulos (θ_{on} e θ_c), que aplicados ao acionamento resultaram em valores de torque médio iguais ou superiores a 0,28 N.m.

Figura 5.26 – Perfil de torque e seu valor médio obtido na Cossimulação Transitória com rotor otimizado e estratégia de comutação de PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez obtido os valores convenientes dos ângulos de comutação, foram realizados ensaios experimentais de vibração com os mesmos, de modo a se obter os valores de aceleração (vibração) associados aos mesmos. Estes dados experimentais de vibração podem ser observados na Tabela 4.1, apresentada no capítulo 4. A seguir, esses dados experimentais foram utilizados para gerar 30 conjuntos de dados de *Bootstrapping* que, por sua vez, foram considerados como variáveis de entrada para o treinamento da rede neural artificial (RNA). O desenvolvimento da rede neural já foi pormenorizado anteriormente no capítulo 4. Vale observar apenas que, o papel da rede neural é estar apta para descrever o comportamento de todo o conjunto de dados, o que pode ser verificado, numericamente, na Tabela 5.1. Nesta Tabela são apresentados resultados numéricos, onde [ANN Data1] e [ANN Data2] representam os resultados da rede neural artificial considerando dois subconjuntos de dados escolhidos pela ordenação *red-black*.

Tabela 5.1 - Dados experimentais Vs. Predição da RNA.

$\theta_c (^{\circ})$	$\theta_{on} (^{\circ})$	$a \text{ (m/s}^2\text{)}$ [original]	$a \text{ (m/s}^2\text{)}$ [ANN Data1]	$a \text{ (m/s}^2\text{)}$ [ANN Data2]
90	-45	0.1049	0.1527	0.1017
90	-50	0.0681	0.0848	0.0860
90	-55	0.0709	0.0542	0.0864
95	-45	0.1727	0.1688	0.1130
95	-50	0.0894	0.0845	0.0805
95	-55	0.0597	0.0520	0.0717
100	-50	0.0623	0.0926	0.0795
100	-55	0.0298	0.0512	0.0645
100	-60	0.0447	0.0466	0.1318
105	-45	0.2007	0.1806	0.1417
105	-50	0.1412	0.1206	0.1149
105	-55	0.1282	0.0680	0.1186
105	-60	0.2165	0.0524	0.1655

Fonte: Elaborado pelo autor.

De modo a validar os resultados apresentados pela rede neural, foi realizada uma análise estatística baseada no teste de *Tukey* que utiliza o programa Minitab [89], onde se concluiu não haver diferença significativa entre os resultados experimentais originais e os valores obtidos através da aplicação do modelo de rede neural de *Bootstrapping* proposto, com uma confiança estatística de 95%, conforme Figura 5.27.

Validada a rede neural, foi realizada a aplicação do Método AG, como detalhado na última seção, de modo a encontrar ótimos valores para θ_{on} e θ_c , minimizando a vibração de motor. A otimização proporcionada pelo AG foi elaborada, baseado numa população de 50 indivíduos e 150 gerações, onde determinou-se que a melhor combinação entre os ângulos de comutação é ($\theta_{on} = -55^{\circ}$ e $\theta_c = 100^{\circ}$), conforme apresentado na Tabela 5.2.

Figura 5.27– Saída do Minitab: comparação *pairwise* do teste de Tukey.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5.2 - Melhores valores da Otimização do Método de AG.

Amostras	Melhor θ_c (°)	Melhor θ_{on} (°)	Melhor a (m/s ²)
Data1	100.25	-53.59	0.0629
Data2	100.19	-55.93	0.0492
Complete data	98.57	-55.55	0.0580

Fonte: Elaborado pelo autor.

De modo a comprovar os resultados obtidos na otimização, os novos valores dos ângulos de comutação foram inseridos no modelo multifísico, cujos resultados de vibração podem ser observados nas Figuras 5.28 e 5.29. Além disso, nestas mesmas figuras, foram inseridos os resultados de vibração das estratégias de PU e PUSCF utilizando ângulos de comutação denominados de padronizados, respectivamente, ($\theta_{on} = -45^\circ$ e $\theta_c = 90^\circ$) e ($\theta_{on} = -45^\circ$ e $\theta_c = 100^\circ$). Desta forma, foi realizada uma análise comparativa entre estas três curvas mencionadas, onde fica evidente que a estratégia de PUSCF apresenta valores reduzidos de vibração em relação à estratégia PU. Também é possível observar a contribuição das principais componentes do espectro de harmônicas no domínio de frequência (100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, 400 Hz, 800Hz, etc). A componente espectral de 100 Hz representa a velocidade de motor (componente fundamental de 6000 rpm). Devido ao número de polos do estator, a componente espectral de 400 Hz representa a principal componente da ondulação de torque do espectro harmônico [1]. As demais componentes representam múltiplos das componentes harmônicas fundamentais do espectro de frequências. Considerando a estratégia de PUSCF, foi verificado que a

principal componente espectral da ondulação de torque (400 Hz) apresenta uma drástica redução em relação à estratégia de PU para ambas as componentes do espectro de frequências, tangencial e radial. Além disso, observa-se que praticamente todas as componentes do espectro de frequência foram minimizadas para o caso da estratégia de PUSCF, quando comparada à estratégia de PU. Apenas as componentes espectrais radiais de 100 Hz e 200 Hz apresentaram valores mais elevados, conforme a Figura 5.28. Vale observar ainda que, a utilização dos ângulos de comutação padronizados, utilizando-se a estratégia de PUSCF, proporcionou uma redução significativa da vibração em relação à estratégia de PU. Contudo, a utilização dos ângulos de comutação otimizados resultou numa redução ainda mais acentuada da vibração, conforme apresentado nas Figuras 5.28 e 5.29.

Figura 5.28 – Resultado de vibração radial simulado sob duas estratégias de controle e parâmetros de configuração: PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.29 – Resultado de vibração tangencial simulado sob duas estratégias de controle e parâmetros de configuração: PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$), PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, foram realizados ensaios experimentais de vibração com os valores dos ângulos de comutação simulados conforme as Figuras 5.30 e 5.31. Os resultados de vibração obtidos neste ensaio foram comparados aos resultados obtidos com as estratégias de PU e PUSCF, utilizando os ângulos padronizados, da mesma forma como foi realizado no caso das simulações. Na Figura 5.30 são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor otimizado, operando sob duas estratégias de controle: PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$). Considerando a estratégia de PUSCF, nota-se que quase todas as componentes do espectro de frequências apresentaram valores menores do que a estratégia de PU, da mesma forma como ocorre nos resultados simulados. Apenas na faixa entre 500 Hz e 600 Hz (efeito dos rolamentos), as componentes espectrais de vibração da estratégia de PUSCF apresentaram valores superiores às da estratégia de PU. Nota-se ainda que, a harmônica da estratégia de PUSCF, localizada em 200 Hz, apresentou valor ligeiramente superior ao da estratégia de PU, tal como ocorreu nas simulações (componente radial da vibração). Vale observar que, algumas diferenças entre os valores experimentais e simulados são esperados, uma vez que foi considerado, para as simulações, um modelo mecânico 2D com a espessura real, onde não foram

consideradas as estruturas das tampas frontais e traseiras do motor, terminais de alimentação, a célula de carga acoplada ao eixo do motor, suporte mecânico para fixação do motor, rolamentos e outros tantos elementos mecânicos presentes nos ensaios experimentais de vibração. Por esta razão, foram considerados apenas valores relativos na análise dos resultados simulados e experimentais, comparando os efeitos das diferentes estratégias de controle no modelo simplificado de vibração.

Figura 5.30 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de PU ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 90^\circ$); azul: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ and $\Theta_c = 100^\circ$);

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 5.31, são comparados os resultados experimentais de vibração obtidos na montagem com o rotor otimizado, operando sob a mesma estratégia de controle, porém sob condições distintas de ângulos de comutação: PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) e PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$). Considerando a estratégia de PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$), nota-se que praticamente todas as componentes espectrais apresentaram valores menores do que a estratégia PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$), assim como ocorre nos resultados de simulação e da otimização. Apenas algumas componentes espectrais de 200, 300 e 400 Hz da estratégia de PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) apresentaram valores superiores aos obtidos com a estratégia de PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$). Vale observar ainda que, da mesma forma como obtido

experimentalmente, a componente espectral simulada de 200 Hz da estratégia de PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$) apresentou valor superior ao obtido com a estratégia de PU. O mesmo ocorreu com a componente harmônica da estratégia PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$), localizada em 300 Hz, cujos valores experimentais apresentaram a mesma tendência dos valores simulados, superando os valores obtidos com a estratégia PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ e $\Theta_c = 100^\circ$). Desta forma, levando em consideração os resultados obtidos nas simulações e nos ensaios experimentais, pode-se concluir que os mesmos confirmam a validade da metodologia empregada, uma vez que ambas abordagens convergem no mesmo sentido.

Figura 5.31 – Sinal de aceleração em função da frequência no rotor otimizado. Vermelho: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF ($\Theta_{on} = -45^\circ$ and $\Theta_c = 100^\circ$); azul: operação sob a estratégia de comutação de PUSCF ($\Theta_{on} = -55^\circ$ and $\Theta_c = 100^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3.2 Resultados da otimização dos ângulos de comutação (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) da estratégia CTN aplicada ao rotor de referência

Da mesma forma como no item anterior, o processo da otimização dos ângulos da comutação (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) foi dividido em três etapas. Na primeira etapa, foram realizadas diversas simulações com o modelo de Cossimulação Transitória,

de modo a pré-selecionar os ângulos (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3). O procedimento de pré-seleção dos ângulos foi baseado na análise do perfil de torque e nos valores de torque médio associados ao mesmo. A Figura 5.32 apresenta o perfil de torque e o valor de torque médio obtido com a montagem utilizando o rotor de referência e a estratégia CTN ($\Theta_{on}=-45^\circ$, $\Theta_1=90^\circ$, $\Theta_2=20^\circ$ e $\Theta_3=70^\circ$). Desta forma, através da análise dos perfis de torque, foram selecionados apenas conjuntos de ângulos que resultassem em valores de torque médio igual ou superior a 0,28 N.m.

Figura 5.32– Perfil de torque e seu valor médio obtido na Cossimulação Transitória com rotor de referência e estratégia de comutação de CTN ($\Theta_{on}= -55^\circ$, $\Theta_1= 90^\circ$, $\Theta_2= 20^\circ$ e $\Theta_3= 70^\circ$).

Fonte: Elaborado pelo autor.

Utilizando os ângulos selecionados, foram realizados ensaios experimentais de vibração, de modo a se obter os valores de aceleração associada a cada conjunto de ângulos e formar a base de dados para a aplicação do método de otimização. Para a avaliação do AG, diferentemente do procedimento aplicado no item anterior, foi adotado um Modelo de Regressão Não Linear, já pormenorizado no capítulo anterior. Desta forma, inicialmente, o Modelo de Regressão foi ajustado e os resultados adotados para estes ajustes são apresentados na Tabela 5.3. Analisando esses resultados, observa-se que o modelo adotado é adequado para a

aproximação. Contudo, os resultados revelam também que o ângulo Θ_2 não é relevante para o modelo (p-valor > 0,9).

Tabela 5.3 – Resultados do ajuste do Modelo de Regressão Não Linear.

Parâmetros	Valores
Root Mean Squared Error	0,0126
R-Squared	0,989
Adjusted R-Squared	0,975
p-valor	3,84e-05

Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez avaliado o AG, este foi aplicado aos ângulos pré-selecionados. Aos resultados obtidos pelo AG, aplicou-se a média das soluções ótimas encontradas em dez rodadas para os ângulos de comutação (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3), obtendo-se os seguintes valores, respectivamente, $\Theta_1 = 90,55^\circ$, $\Theta_2 = 19,30^\circ$ e $\Theta_3 = 79,05^\circ$. Com estes ângulos, a aceleração (vibração) produzida foi de, aproximadamente, $0,06 \text{ m/s}^2$, calculada pelo Modelo de Regressão. A otimização alcançou resultados similares para diferentes valores de Θ_2 , como por exemplo, $30,70^\circ$, $16,54^\circ$, $11,81^\circ$ e $5,98^\circ$. Isto evidencia o fato de que o ângulo Θ_2 é um parâmetro que pode ser desprezado no modelo adotado. Por outro lado, os ângulos Θ_1 e Θ_3 são consistentes, uma vez que apresentaram desvios de 0,59 e 0,41, respectivamente, considerando-se as 10 rodadas realizadas. Desta forma, levando-se em consideração os resultados obtidos, e os sistemas de equações 4.1 e 4.2, além da informação de resolução do *encoder* de 5° , determinou-se que a melhor combinação para os ângulos de comutação foi de **$\Theta_1 = 90^\circ$, $\Theta_2 = 10^\circ$ e $\Theta_3 = 80^\circ$** . Vale observar que, conforme já mencionado no capítulo anterior, (Θ_1 , Θ_2 e Θ_3) referem-se aos valores dos ângulos de condução, o ângulo de ligamento (Θ_{on}) foi mantido constante e conforme o valor otimizado obtido no procedimento anterior (**$\Theta_{on} = -55^\circ$**).

Os valores otimizados dos ângulos de condução foram inseridos no modelo de Cossimulação Transitória para verificação do sinal de torque em função do tempo e da ondulação de torque associada ao mesmo, conforme Figura 5.33. Além disso, foram adicionados, a esta mesma figura, dados simulados de torque de outras cinco combinações de ângulos, de modo que se pudesse comparar os resultados obtidos na otimização. Analisando essas curvas, verifica-se que os ângulos otimizados proporcionaram níveis bem reduzidos de ondulação de torque, quando comparados às demais curvas. Contudo, verifica-se também que os melhores valores de ondulação de torque foram obtidos com a combinação **$\Theta_1 = 90^\circ$, $\Theta_2 = 20^\circ$ e $\Theta_3 = 70^\circ$** . Vale observar que a ondulação de torque, considerada neste trabalho, refere-se aos

valores máximos menos os mínimos obtidos das curvas de torque, conforme já mencionado no decorrer deste estudo.

Em seguida foram realizados ensaios experimentais, onde comprovou-se os mesmos resultados relativos obtidos nas simulações, conforme Figura 5.34. Vale observar que, infelizmente não foi possível realizar ensaios experimentais com os valores exatos dos ângulos obtidos na otimização ($\Theta_1=90^\circ$, $\Theta_2=10^\circ$ e $\Theta_3=80^\circ$), apesar disso foram ensaiados outros pontos periféricos, na vizinhança do mesmo, que confirmam os resultados obtidos. Ademais, os resultados das simulações apontam no mesmo sentido. Desta forma, verifica-se que apesar dos dados da otimização não terem sido precisos na obtenção da melhor combinação dos ângulos de comutação, eles apontaram para uma faixa de ângulos ($\Theta_1=90^\circ$ e $\Theta_3=70^\circ$ a 80°) onde a ondulação de torque foi, comprovadamente, reduzida e a partir da qual foram realizadas simulações de modo a encontrar o ponto ótimo. Portanto, através dos resultados obtidos, verifica-se a viabilidade da junção das ferramentas computacionais de simulação aos métodos de otimização numérica no sentido de evitar um grande número de ensaios experimentais, reduzir o número de protótipos implementados e se poupar tempo de desenvolvimento.

Figura 5.33 – Sinal de Torque em função do tempo, com o rotor de referência e estratégia de comutação CTN, sob diversas configurações de ângulos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.34 – Sinal de Aceleração em função da frequência, com o rotor de referência e estratégia de comutação CTN, sob diversas configurações de ângulos.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Capítulo 6 – PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E BANCADA DE TESTES

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os procedimentos experimentais adotados para os ensaios de vibração e ondulação de torque, além de descrição pormenorizada da bancada de testes utilizada.

Conforme discutido anteriormente, os ensaios experimentais de vibração são, de modo geral, ensaios relativamente complexos de serem executados, na medida em que exigem uma quantidade considerável de equipamentos, além de exigirem a execução de muitas etapas até que os dados de vibração estejam disponíveis para a utilização. Particularmente, neste estudo, existe um fator complicador adicional, pois os ensaios de vibração foram realizados nas condições nominais de operação de torque e velocidade. Desta forma, inicialmente, o motor foi colocado em operação sob condições nominais e, somente após atingir as condições de regime, o ensaio de vibração foi iniciado.

6.2 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E BANCADA DE TESTES

Os procedimentos experimentais para a obtenção dos dados de vibração e ondulação de torque são baseados nas medidas da aceleração do estator em condições nominais de torque e velocidade. Para isso, foram conduzidos ensaios de vibração, conforme Pillay *et al* [20], [21], 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 e, a seguir, utilizou-se um conversor eletrônico de potência, de modo a impor condições nominais de torque e velocidade. O acelerômetro capta o sinal das vibrações, 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, Fast Fourier Transform FFT, 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. Outro aspecto considerado no procedimento proposto é a questão da carga acoplada ao eixo do motor sob teste. Kjaer [90] 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 [91] 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. As Figuras 6.1 e 6.2 apresentam, respectivamente, o diagrama esquemático dos equipamentos necessários para a realização dos ensaios de vibração e a foto da bancada de testes, contendo todos os equipamentos necessários para os ensaios de vibração:

Figura 6.1 – Diagrama esquemático da montagem implementada para o ensaio de vibração [1]

Fonte: Corrêa (2009).

Figura 6.2 – Bancada de testes para o ensaio de vibração [1].

Fonte: Corrêa (2009)

As Figuras 6.3 e 6.4 apresentam, respectivamente, detalhes da bancada de testes para fixação do motor e do acelerômetro piezo-elétrico.

Figura 6.3 – Bancada de ensaios de vibração do MRC 4/2 [1]

Fonte: Corrêa (2009)

Figura 6.4 – Acelerômetro piezo-elétrico [1]

Fonte: Corrêa (2009)

CONCLUSÕES

Os MRCs, de modo geral, apresentam o problema intrínseco de maior vibração e ondulação de torque, quando comparados a outros tipos de máquinas, por exemplo, aos motores de ímãs permanentes. Neste sentido, este trabalho foi concebido para o estudo e minimização da vibração e ondulação de torque do acionamento do MRC 4/2. O tratamento destes problemas é considerado complexo, na medida em que podem envolver aspectos de otimização do motor e também de seu acionamento, como explorado em [1]. Além disso, os procedimentos e ensaios experimentais necessários para a coleta de dados de vibração e de ondulação de torque exigem equipamentos específicos e dispendiosos, dificultando ainda mais uma abordagem bem sucedida. Na literatura, são propostas diversas técnicas e metodologias direcionadas para o estudo e redução desses fenômenos. Mais recentemente, vem sendo exploradas técnicas de simulação computacional multifísica, no sentido de, além de reduzir os níveis de vibração e ondulação de torque, se evitar, ou pelo menos, diminuir o número de ensaios experimentais. Neste contexto insere-se este trabalho, que aborda o desenvolvimento de um modelo computacional multifísico associado a métodos de algoritmos genéticos, de modo a reduzir a vibração e ondulação sobre MRC 4/2, priorizando a redução do número de ensaios experimentais. Para isso, foi inicialmente realizada no capítulo 1, uma extensa revisão bibliográfica sobre este tema, enfocando o uso das simulações multifísicas na redução destes problemas. Além do mais, a simples redução destes efeitos podem levar a resultados errôneos, quando não são associados aos mesmos algum parâmetro de controle, por exemplo, torque, eficiência, etc. Ou seja, a redução da vibração e / ou da ondulação de torque pode ocorrer, porém com sacrifício de algum destes parâmetros, inviabilizando qualquer consideração. Neste estudo, apesar dos ensaios terem sido conduzidos em malha aberta, adotou-se o parâmetro de controle do torque médio, como pode ser observado nas metodologias apresentadas ao longo do capítulo 4. Desta forma, foi implementado um modelo multifísico global, que foi subdividido em três blocos: o modelo eletromagnético do MRC 4/2, o modelo de circuitos elétricos do conversor eletrônico de potência e do controlador e, por fim, o modelo mecânico estrutural e de vibração do motor. Durante a implementação dos modelos, os blocos eletromagnético e de circuitos elétricos foram melhor condicionados em suas elaborações, isso se refletiu nos resultados de validação dos mesmos, onde foram obtidos valores e formas de onda muito

próximas dos valores experimentais. Já em relação ao modelo mecânico estrutural, foram realizadas muitas simplificações sobre o mesmo, devido principalmente as limitações impostas pelo computador disponível para as simulações. Assim, da mesma forma, foram obtidos dados de vibração simulados com baixa precisão, onde é possível se realizar uma análise qualitativa dos mesmos, identificando-se a presença das principais harmônicas de corrente simuladas, de quais estratégias de controle produzem maior ou menor vibração e, ainda, os valores relativos da ondulação de torque, através do comportamento da harmônica fundamental de ondulação de torque (400 Hz). Apesar dos resultados não terem sido atingidos de maneira plena, entende-se que se mostraram válidos, uma vez que, considerando o todo, observa-se que é possível se injetar uma dada estratégia de controle na entrada do modelo e obter-se em sua saída um valor relativo, onde é possível identificar qual das estratégias apresenta menor vibração e ondulação de torque.

Além do modelo multifísico, também foram implementados ao longo deste trabalho duas metodologias inéditas, dedicadas a redução da vibração e da ondulação de torque, respectivamente. Elas foram elaboradas a partir da associação do modelo multifísico desenvolvido e de procedimentos de otimização de algoritmos genéticos. A associação dessas duas ferramentas computacionais propiciou além da redução dos níveis de vibração e ondulação de torque, a redução do número de ensaios experimentais, número de protótipos, resultando em um menor tempo desenvolvimento.

Trabalhos Futuros:

Para trabalhos futuros propõem-se as seguintes sugestões:

- I) O modelo computacional global proposto neste estudo poderia ser aperfeiçoado através da inclusão do modelo térmico e de perdas, tanto do conversor eletrônico de potência, assim como das perdas históricas e perdas no ferro da máquina de relutância. Desta forma, o modelo global poderia levar em consideração, além dos parâmetros já apresentados neste trabalho, os dados de eficiência do motor e do conversor;
- II) A modelagem mecânica estrutural deste estudo poderia ser melhorada, de modo a incorporar o modelo dos rolamentos, tampas, excentricidade do eixo, etc., de modo a obter um modelo mais fidedigno do ponto de vista mecânico. Assim, além de estudar a vibração de origem eletromagnética, este trabalho poderia ser ampliado de modo pesquisar a vibração de origem mecânica;
- III) Neste estudo, os algoritmos genéticos foram aplicados sobre os dados de vibração obtidos experimentalmente e foram utilizados para a obtenção dos melhores ângulos de disparo de modo a otimizar a vibração sobre o MRC 4/2. Num possível trabalho futuro, os algoritmos genéticos poderiam ser aplicados sobre os dados de vibração obtidos através de simulação e não nos dados medidos. Desta forma, os ensaios experimentais seriam reduzidos muito além do que foi explorado no trabalho atual;
- IV) Utilizando o modelo computacional global validado neste trabalho, poderia ser implementado um estudo para a otimização geométrica dos polos salientes da máquina de relutância. Desta forma, o dimensionamento dos polos poderia ser realizado em função dos requisitos de torque, ondulação de torque, vibração, eficiência, etc.;
- V) Ao invés de trabalhar no ponto nominal de operação da máquina de relutância, poderia ser especificada uma nova faixa de trabalho para

MRC 4/2, de modo a explorar mais completamente os limites operacionais do mesmo e de seu acionamento eletrônico.

ARTIGOS E PUBLICAÇÕES:

Até o presente momento, os resultados deste estudo originaram os seguintes artigos e publicações:

- Correa, D. A. P., Nabeta, S. I., Pereira, F. H., da Silva, J. A.: ***“A New Methodology for Vibration Reduction of a 2-Phase SRM Based on FEM Coupled Simulations and Genetic Algorithm Model”***, IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS), Dec., 2017.
- Correa, D. A. P., Nabeta, S. I., Pereira, F. H., da Silva, J. A., da Silva, W. M.: ***“FEM Coupled Simulations and Genetic Algorithm Model Applied to Reduce the Torque Ripple of a 2-Phase SR Motor Drive”***, 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (IET PEMD), Apr., 2018.
- Journal IET em fase de análise.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Corrêa, D. A. P.: ***“Desenvolvimento de uma Plataforma Digital para a Minimização da Vibração e da Ondulação de Torque de um Motor de Relutância Chaveado”***, Dissertação de Mestrado, 168 p., EPUSP, São Paulo, Brasil, 2009.
- [2] dos Santos, F. L. M., Anthonis, J., Naclerio, F., Johan, J., Gyselinck, C., et al: ***“Multiphysics NVH Modeling: Simulation of a Switched Reluctance Motor for an Electric Vehicle”***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, nº. 1, January, 2014.
- [3] Bracikowski, N., Hecquet, M., Brochet, P., and Shirinskii, S.V.: ***“Multiphysics Modeling of a Permanent Magnet Synchronous Machine by Using Lumped Models”***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, nº. 6, June, 2012.
- [4] Torregrossa, D., Peyraut, F., Fahimi, B., M'Boua, J., et al: ***“Multiphysics Finite-Element Modeling for Vibration and Acoustic Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine”***, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, no. 2, June, 2011.
- [5] Miller, T.J.E.: ***“Switched Reluctance Motors and their Control”***, Oxford University Press and Magna Physics Publications, 1993.
- [6] Hussain, I.: ***“Minimization of Torque ripple in SRM Drives”***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, nº 1, February 2002.
- [7] Nabeta, S. I., Chabu, I.E., Lebensztajn, L., Corrêa, D.A.P., Da Silva, W.M., and Hameyer, K.: ***“Mitigation of The Torque Ripple of a Switched Reluctance Motor through a Multiobjective Optimization,”*** IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 6, pp. 1018–1021, Jun. 2008.
- [8] 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;
- [9] Lebensztajn, L., et al.: ***“Kriging: a useful tool to electromagnetic devices optimization”***, IEEE Trans. on Mag., v. 40, n. 2, pp. 1196-1199, 2004.
- [10] Thilmany, J.: ***“More than one force of nature”***, Mechanical Engineering Magazine, Feb., 2002.
- [11] Zhou, P., Lin, D., Fu, W., Ionescu, B, and Cendes, Z.: ***“A general cosimulation approach for coupled field–circuit problems”***, IEEE Trans. Magn., vol. 42, no. 4, pp. 1051–1054, Apr. 2006.
- [12] Le Besnerais, J., Fasquelle, A., Hecquet, M., Pelle, J., Lanfranchi, V., et al: ***“Multiphysics modeling: Electro-vibroacoustics and heat transfer of PWM-fed induction machines”***, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 4, pp. 1279–1287, Apr., 2010.

- [13] Norman, P.J., Booth, C.D.; Schuddebeurs, J.D., et al: ***"Integrated Electrical and Mechanical Modelling of Integrated-Full Electric-Propulsion Systems"***, The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (IET), pp. 101 – 105, April 2006.
- [14] Leclerc, J., Dumée, P., Kimoulakis, N., et al: ***"Advanced Modeling and Control of a Wave Energy Conversion System"***, XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 2041 – 2045, Marseille-France, Sept., 2012.
- [15] Novakovic, B., Duan, Y., Solvenson, M., et al: ***"Multi-physics System Simulation for Wind Turbines with Permanent Magnet Generator and Full Conversion Power Electronics"***, International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), pp. 541 – 548, Chicago- USA May 2013.
- [16] Hong Guo, Zhenhua Lv, Zhiyong Wu, et al: ***"Multi-physics design of a novel turbine permanent magnet generator used for downhole highpressure high-temperature environment"***, Electric Power Applications, vol. 7, Issue: 3, pp. 214 – 222, March 2013.
- [17] Keyes, D.E., McInnes, L.C., Woodward, C, et al: ***"Special Issue on Multiphysics simulations: Challenges and opportunities"***, International Journal of High Performance Computing Applications, Volume 27, Number 1, February, 2013.
- [18] Tímár, P.L.: ***"Noise and Vibration of Electrical Machines"***, Studies in Electrical and Electronic Engineering 34, Elsevier Science Publisher, 1989.
- [19] Cameron, D. E., Lang, J. H., and Umans, S. D., ***"The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable reluctance motor"***, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, no. 6, pp. 1250–1255, Nov./Dec. 1992.
- [20] 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.
- [21] Pillay P., Cai W., Tang Z., Omekanda A.: ***"Vibration Measurements in the Switched Reluctance Motor"*** – IEEE 2001.
- [22] Cai, W., Pillay, P.: ***"Resonance frequencies and mode shapes of switched reluctance motors"***, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 1, March 2001, pp. 43-48.
- [23] Nabeta S. I., Chabu I. E., Lebensztajn L., Cardoso J. R., Correa D. A. P, da Silva W. M, et al: ***"Torque Ripple Measurements of a Special Switched Reluctance Motor"***, 9º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP 2007), 2007.
- [24] Sadowski, N., Lefevre, Y. , Neves, C. , and Carlson, R.: ***"Finite Elements Coupled to Electrical Circuit Equations in the Simulation of Switched Reluctance Drives: Attention to Mechanical Behavior,"*** IEEE Transactions on Magnetism, vol. 32, no. 3, pp. 1086–1089, May 1996.

- [25] Neves, C. G. C., Carlson, R., Sadowski, N., et al.: ***“Vibrational Behavior of Switched Reluctance Motors by Simulation and Experimental Procedures”***, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, n° 5, pp. 3158-3161, September, 1998.
- [26] Van der Giet, M., Lange, E., Corrêa, D. A. P., Chabu, I. E., Nabeta, S. I., and Hameyer, K.: ***“Acoustic Simulation of a Special Switched Reluctance Drive by Means of Field–Circuit Coupling and Multiphysics Simulation”***, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n° 9, September 2010.
- [27] Lange, E., Henrotte, F., and Hameyer, K.: ***“A Circuit Coupling Method Based on a Temporary Linearization of the Energy Balance of the Finite Element Model,”*** IEEE Trans. Magn., vol. 44, n° 6, pp. 838–841, Jun. 2008.
- [28] Ichinokura, O., Kikuchi, t., Nakamura k, et al.: ***“Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator”***, IEEE Trans. Magnetics, 2003, 39(9).
- [29] Abe, N. M., and Cardoso, J. R.: ***“Coupling electric circuit and 2 D–FEM model with Dommel’s approach for transient analysis,”*** IEEE Trans. Magn., vol. 34, n° 5, pp. 3487–3490, 1998.
- [30] Soares, Branco, P.: ***“Simulation of a 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment”***, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, n° 3, July 2001.
- [31] Lange, E., Henrotte, F., and Hameyer, K.: ***“An Efficient Field-Circuit Coupling Based on a Temporary Linearization of FE Electrical Machine Models”***, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, n° 3, March, 2009.
- [32] Van der Giet, M., Lange, E., and Hameyer, K.: ***“Test case for the verification and benchmarking of coupled electromagnetic field and circuit simulation”*** in Proc. XX Symp. Electromagn. Phenomena Nonlinear Circuits, Jul. 2008, pp. 39–40.
- [33] Andrei-Toader, F., Radu-Petru, H., Claudia, M. and Karoly-Agoston, B.: ***“Multiphysics Modeling of an Permanent Magnet Synchronous Machine”***, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Volume 5, Number 2, October, 2012.
- [34] Tan-Kim, A., Lanfranchi, V., Vivier, V., Legranger, J., Palleschi F., ***“Vibro-acoustic simulation and optimization of a claw-pole alternator”***, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 52, n° 5, pp. 3878-3885, Sept./Oct., 2016.
- [35] Jiang, J. W., Peng, F., Bilgin, B., Emadi, A., ***“Optimisation-based Procedure for Characterising Switched Reluctance Motors”***, IET Electric Power Applications, Vol. 11 Iss. 8, pp. 1366-1375, 2017.
- [36] Castano, S. M., Bilgin, B., Lin, J., Emadi, A., ***“Radial Forces and Vibration Analysis in na External-Rotor Switched Reluctance Machine”***, IET Electric Power Applications., Vol. 11, Iss. 2, pp. 252–259, 2017.
- [37] Lin, C., Wang, S., and Fahimi, B., ***“Efficient Multiphysics Modelling of Vibration and Acoustic Noise in Switched Reluctance Motor Drives”***, 2014;

- [38] Lin, C., Fahimi, B., **"Optimization of commutation angles in SRM drives using FRM"**, 2012.
- [39] Lin, C., and Fahimi, B., **"Reduction of torque ripple in Switched Reluctance Motor Drives using Field Reconstruction Method"**, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC2011), Chicago, USA, Sep. 6-9, 2011;
- [40] Liang, X., Li, G., Ojeda, J., Gabisi, M., Ren, Z., **"Comparative Study of Classical and Mutually Coupled Switched Reluctance Motors Using Multiphysics Finite-Element Modeling"**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, n^o. 9, September, 2014.
- [41] Ling, X., Li, B., Gong, L., Huang, Y., and Liu, C., **"Simulation of Switched Reluctance Motor Drive System Based on Multi-Physics Modeling Method"**, IEEE Access Journal - Special Section on Key Technologies for Smart Factory of Industry 4.0, Nov., 2017.
- [42] Ge, X., **"Simulation of Vibrations in Electrical Machines for Hybrid-Electric Vehicles"**, Master's Thesis in the Automotive Engineering Master's Programme, Göteborg, Sweden, 2014.
- [43] 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.
- [44] Rasmussen, P.O.: **"Design and Advanced Control of Switched Reluctance Motors"**, PhD. Thesis, 257 p., Aalborg University, Denmark, 2002.
- [45] Hwang, G.R.: **"Modelagem da Máquina a Relutância Chaveada incluindo a Saturação Magnética"**, Dissertação de Mestrado, 89 p., Universidade Federal de Uberlândia, 2002.
- [46] De Paula, P.P., Cardoso, J.R., Nabeta, S.I.: **"Assessment of the influences of the Mutual Inductances on Switched Reluctance Machines Performance"**, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC, vol.3, 1-4 June, pp. 1697-1701, 2003.
- [47] Krishnan, R.: **"Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications"**, CRC, 2001.
- [48] Neves, C.G.C.: **"Uma Metodologia de Modelagem e Análise das Vibrações de Origem Magnética nas Máquinas Elétricas Rotativas por Elementos Finitos e Procedimentos Experimentais"**, Tese de Doutorado, 137 p., Universidade Federal de Santa Catarina, 1999.
- [49] Modelo do IGBT: http://www.gta.ufrj.br/grad/01_1/igtb/Pagina_IGBT.
- [50] Data sheet, International Rectifier, **IRAMS10UP60B**, July, 2005.
- [51] Data sheet, Vishay, **DIODO MUR860**, Nov., 2013.

- [52] Besbes, M.: **“Contribution to the numerical modelling of coupled magneto-elastic phenomena - Application to the study of vibration of magnetic origin in VRM”**, PhD. Thesis, Paris University, 1995.
- [53] Nogueira, A.F.L.: **“Cálculo de Forças Eletromecânicas pelos Métodos do Trabalho Virtual e Tensor de Maxwell”**, Universidade do Estado de Santa Catarina.
- [54] Spice: <http://www.cadence.com/products/pcb/spice/pages/default.aspx>.
- [55] Tuinenga, P. W.: **“SPICE—Guide to Circuit Simulation & Analysis Using Pspice”**: Prentice Hall, 1988, pp. 189–191.
- [56] PSIM: <http://powersimtech.com/products/psim>;
- [57] Matlab: <http://www.mathworks.com/products/matlab>;
- [58] Ansys: <http://www.ansys.com>;
- [59] Comsol: <http://www.comsol.com/support/knowledgebase/866/>;
- [60] Moose: <http://www.inl.gov/research/moose-applications>;
- [61] SolidWorks: <http://www.solidworks.com>;
- [62] Empresa Equacional Elétrica e Mecânica Ltda.
- [63] Catálogo Acesita. Tabela de propriedades magnéticas dos materiais utilizados.
- [64] M. Kostenko; L. Piotrovsk. *Electrical Machines*. Direct Current Machines and Transformers. Moscow: Editora Mir, Vol.1, 1968.
- [65] Tabela de propriedades mecânicas dos materiais utilizados. www.sonelastic.com/pt/fundamentos/tabelas-propriedade-materiais
- [66] www2.peq.coppe.ufrj.br/Pessoal/Professores/Arge/COQ897/Naturais/aulas_pilot/aula4.pdf
- [67] El-Wakeel, A. and Smith, A. C., **“Optimal design of Switched Reluctance Motor Using Genetic Algorithms”**, 15th International Conference on Electrical Machines, 2002, Belgium.
- [68] Eran, H. B., and Tohumcu, M., **“A Method Of Optimum Design Of Switched Reluctance Motors”**, International Conference on Electrical Machines, pp. 551-556, 1988, Italy.
- [69] Brisset, S., and Brochet, P., **“Optimization of Switched reluctance Motors using Deterministic Methods with static and dynamic finite element simulations”**, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 34, N^o. 5, pp. 2853-2856, 1995.

- [70] Faiz, J., and Finch, J. W., **"Aspects of Design Optimisation For Switched Reluctance Motors"**, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. EC-8, N^o. 4, pp. 704 - 713, December, 1993.
- [71] Ahmed, M. M. and EL-Khazendar, M. A., **"Optimum Design of an Isolated Switched Reluctance Generator"**, AL-Azhar Engineering Fourth International Conference, pp. 330 – 341, December, 1995.
- [72] Palko, S., and Jokinen, T., **"Optimisation of squirrel cage induction motors using finite element method and genetic algorithms"**, Proceedings of IEE conference EMD97, pp.21-25, 1-3 Sept.1997.
- [73] Bianchi, N. and Bolongnani, S., **"Design Optimisation of Electric Motors by Genetic Algorithms"**, IEE Proc., Electr. Power Appl., Vol. 145, No. 5, pp. 475 - 483, September, 1998.
- [74] Naayagi, R.T., Kamaraj, V., **"Optimum Pole Arcs for Switched Reluctance Machine with Reduced Ripple"**, IEEE 2th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS), Dec., 2005.
- [75] da Silva, A. P., Ludermit, T. B., **"Algoritmo Genético Celular para Otimização de Redes Neurais Multilayer Perceptron"**, 10th Brazilian Congress on Computational Intelligence (CBIC'2011) - Brazilian Society on Computational Intelligence (SBIC), Fortaleza, Brazil, November, 2011.
- [76] Goldberg, D. E.: **"Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning,"** 1st. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989.
- [77] Grayaa, K.; Aguil, T.; Bouallegue, A.: **"Integrating Genetic Algorithm with MoM Analysis for Planar Microstrip Structures"**, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 5, no. 2, pp. 101-110, Dec. 2006.
- [78] Haykin, S. O.: **"Neural Networks: A Comprehensive Foundation"**, Hamilton, ONT: Prentice Hall, 1999.
- [79] Mitchell, T. M.: **"Machine Learning"**, New York, NY: McGraw-Hill, 1987.
- [80] Suganthi, S., Murugesan, K., and Raghavan, S.: **"ANN Model of RF MEMS Lateral SPDT Switches for Millimeter Wave Applications"**, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 11, no. 1, pp. 130-143, 2012.
- [81] Banookh, A and Barakati, S. M.: **"Optimal Design of Double Folded Stub Microstrip Filter by Neural Network Modelling and Particle Swarm Optimization"**, Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, vol. 11, no. 1, pp. 204-213, 2012.
- [82] Cajander, D., and Le-Huy, H., **"Design and optimization of a torque controller for a switched reluctance motor drive for electric vehicles by simulation"**, Math. Comput. Simul., vol. 71, no.4, 2006.

- [83] Pryymak, B., Moreno-Eguilaz, J. M., and Peracaula, J.: ***“Neural network flux optimization using a model of losses in induction motor drives”***, Math. Comput. Simul., vol. 71, no. 4, pp. 290-298, 2006.
- [84] Efron B. and Gong, G. G.:***“A leisurely look at the bootstrap, the jackknife, and cross validation”***, American Statistician, vol. 37 (1), pp. 36-48, 1983.
- [85] Pereira, F. H., Rosa, D., Coppini, N., Baptista, E. A., Oliveira, A.: ***“Bootstrapping neural network regression model for milling process optimization in industrial environment”***, in 2nd International Conference on Engineering Optimization, Lisbon, ed. 1, pp. 1-10, 2010.
- [86] Peretti, C., Siani, C., and Cerrato, M.:***“A bootstrap neural network based heterogeneous panel unit root test: application to exchange rates,”*** Working Papers, Business School - Economics, University of Glasgow, 2010.
- [87] Franke and Neumann, M. H.:***“Bootstrapping neural networks,”*** Neural Computation, vol. 12, no. 8, pp. 1929-1949, 2003.
- [88] Panchal, G., Ganatra, A. , Shah, P. and Panchal, D.: ***“Determination of over-learning and over-fitting problem in back propagation neural network”***, Int. Journal on Soft Computing, vol. 2, no. 2, pp. 40-51, 2011.
- [89] Ryan, B., Joiner, B., and Cryer, J.: ***“Minitab Handbook”***, 5th ed., Thomson Learning, 2005.
- [90] Kjaer, P.C.: ***“An Alternative Method to Servo Motor Drive Ripple Assessment”***, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Trondheim, 1997.
- [91] ***Manual do Dinamômetro Magtrol.***