Eduardo Sylvestre Lopes de Oliveira

**Projeto, Construção, Simulação,
Implementação e Testes de um Gerador a
Relutância Chaveado Monofásico**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Dinâmicos.
Orientador: Prof. Dr. Manoel Luís de Aguiar

São Carlos
2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

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

049p

Oliveira, Eduardo Sylvestre Lopes de
Projeto, construção, simulação, implementação e tese
de um gerador a relutância chaveado monofásico / Eduardo
Sylvestre Lopes de Oliveira ; orientador Manoel Luís de
Aguiar. São Carlos, 2011.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos) -- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2011.

1. Máquinas elétricas. 2. Gerador a relutância
chaveada monofásico. 3. Gerador de energia não
convencional. 4. Simulação de máquina elétrica. 5.
Modelagem de máquina elétrica. I. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Bacharel **EDUARDO SYLVESTRE LOPES DE OLIVEIRA**

Título da tese: **Projeto, construção, simulação, implementação e testes de um gerador a relutância chaveada monofásico.**

Data da defesa: 04/07/2011:

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. **Manoel Luís de Aguiar (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **Augusto Fleury Veloso da Silveira**
(Pontifícia Universidade Católica de Goiás/PUC-GO)

Resultado:

Aprovado

APROVADO

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Associado **Paulo Cesar Lima Segantine**

Dedico este trabalho aos meus pais, José Silvestre de Oliveira e Emiliana Maria Lopes de Oliveira, por não terem posto limitantes em minha criação, me deixando alçar vôos ao desconhecido e voltar fascinado para agradecê-los.

*Graças aos entusiastas do mundo científico:
Augusto Fleury Veloso da Silveira, Clarimar José
Coelho e Manoel Luís de Aguiar, que me
mostraram e me contagiaram com a maravilha
do mundo acadêmico, científico e de pesquisa,
hoje este trabalho pode ser concluído. A eles o
meu singelo agradecimento. De mesma forma, os
auxílios técnicos e financeiros providos por:
Eletro Cabral Ltda, Tecumseh do Brasil Ltda e a
Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de
Nível Superior (CAPES) foram imprescindíveis e
merecem ser exaltados.*

Uma homenagem deve ser feita aos amigos Etienne Biasotto e Patrick Santos de Oliveira pela motivação que me transmitiram nos períodos complicados de confecção deste trabalho; ao amigo Alexandre Coelho pelo companheirismo e confiança já alicerçados há quase uma década e aos amigos Gustavo Teodoro Laureano e Marcelo Suetake cujos conhecimentos e astúcias foram incorporados de forma importante neste trabalho.

“É muito melhor arriscar coisas grandiosas, alcançar triunfos e glórias, mesmo expondo-se a derrota, do que formar fila com os pobres de espírito que nem gozam muito nem sofrem muito, porque vivem nessa penumbra cinzenta que não conhece vitória nem derrota.”

Theodore Roosevelt

Resumo

Oliveira, E. S. L. **Projeto, Construção, Simulação, Implementação e Testes de um Gerador a Relutância Chaveado Monofásico**, 2011, 139pp.. Mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Paulo.

O objetivo do trabalho é apresentar o funcionamento de um gerador a relutância chaveado monofásico. Para isso, foi desenvolvido um modelo computacional em ambiente *Matlab Simulink*, fazendo-se a comunicação entre diferentes partes do sistema. O comportamento da dinâmica de geração é apresentado para diferentes pontos do sistema, e testes experimentais realizados em um pequeno protótipo confirmam as características funcionais desta máquina. Ensaio realizado comprovam sua funcionalidade e simplicidade de operação, tendo estabilidade de geração para ampla faixa de velocidade de funcionamento, caracterizando uma máquina promissora, robusta e eficiente para aplicações especiais.

Palavras-chave- Gerador a relutância chaveado monofásico, geração de energia não convencional, simulação de máquina elétrica, modelagem de máquina elétrica.

Abstract

This work presents a single-phase switched reluctance machine operating as a generator. For that purpose, a computational model was developed in Matlab Simulink environment, wherein all the system components, such as voltage source, drive and machine model, and load were integrated. The current and voltage behavior for several points of operations are presented. Furthermore, experimental tests were also carried out in a simple prototype to validate its functionality and simplicity of operation, providing a stable power generation over a wide range of speed. The results showed that the single-phase switched reluctance generator can be robust, efficient, and promising for especial applications.

Keywords- Single-Phase Reluctance Generator, Non-Conventional energy generation, Electric machine simulation, electric machine design.

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Grande eletroímã de Henry construído em 1831 (ANDERSON, 2001).....	38
Figura 2.2 - MRC 6x6 em dupla saliência.....	40
Figura 3.1 - Circuito elétrico para uma fase do GRC.....	47
Figura 3.2 - Curva de magnetização do GRC.....	49
Figura 4.1 - Deslocamento dos pólos de rotor e estator do GRC.....	55
Figura 4.2 - Perfil trapezoidal ideal de indutância.....	56
Figura 4.3 - Perfil triangular ideal de indutância.....	57
Figura 4.4 - Perfis de indutância ideal e senoidal.....	59
Figura 4.5 - Diagrama elétrico para ensaio de rotor bloqueado.....	60
Figura 4.6 - Perfil de indutância com saturação magnética.....	62
Figura 4.7 - Posição de equilíbrio estável.....	64
Figura 4.8 - Região de equilíbrio estável para perfil de indutância.....	64
Figura 4.9 - Curva de saturação magnética na posição de equilíbrio estável.....	65
Figura 4.10 - Posição de desequilíbrio.....	65
Figura 4.11 - Região de desequilíbrio para perfil de indutância.....	66
Figura 4.12 - Curva de saturação magnética para posições de desequilíbrio.....	67
Figura 4.13 - Posição de equilíbrio instável.....	67
Figura 4.14 - Região de equilíbrio instável para perfil de indutância.....	68
Figura 4.15 - Curva de saturação magnética para posições de equilíbrio instável.....	68
Figura 5.1 - Esquema elétrico para uma fase do conversor em meia ponte assimétrica.....	71
Figura 5.2 - Esquema elétrico para uma fase do conversor série.....	72
Figura 5.3 - Esquema elétrico para o circuito ativo do conversor série no período de excitação.....	73
Figura 5.4 - Esquema elétrico para o circuito ativo do conversor série no período de geração.....	73
Figura 5.5 - Diagrama completo do modelo computacional.....	74
Figura 5.6 - Modelo computacional do CS.....	75
Figura 5.7 - Modelo computacional <i>Simulink</i> da dinâmica de funcionamento.....	76

Figura 5.8 - Modelo computacional (S-Function) controle de acionamento das chaves controladas.	76
Figura 5.9 - Fluxograma do controle de acionamento das chaves controladas.....	77
Figura 5.10 - Modelo computacional da bobina de fase.	77
Figura 5.11 - Janela de condução da fase e correntes de excitação e de geração.	80
Figura 5.12 - Dinâmica de funcionamento de uma fase.	81
Figura 5.13 - Tensão e corrente de excitação.....	81
Figura 5.14 - Corrente na fase e corrente no barramento CC.	82
Figura 5.15 - Conjugado eletromagnético.....	83
Figura 5.16 - Conjugado mecânico.	83
Figura 5.17 - Tensão e corrente na carga.	84
Figura 5.18 - Ação do capacitor na carga.	85
Figura 5.19 - Laços de geração.	86
Figura 5.20 - Potência instantânea e potência média de excitação.	86
Figura 5.21 - Potência mecânica instantânea e potência mecânica média.....	87
Figura 5.22 - Potência instantânea e média gerada.	88
Figura 5.23 – Potência de entrada média, potência mecânica média, potência de excitação média e potência elétrica de saída média.	89
Figura 5.24 - Modelo computacional para o conversor em meia ponte assimétrica com canais independentes.....	90
Figura 5.25 - Dinâmica de funcionamento das fases do GRCM com canais isolados.	91
Figura 5.26 - Diagrama do CS ativo no período de geração da máquina alimentando canais independentes.	92
Figura 6.1 - Aproximação da largura de pólo do estator.	100
Figura 6.2 - Aproximação da largura de pólo do rotor.	101
Figura 6.3 - Detalhes de projeto do protótipo.	104
Figura 6.4 - Lâmina da pilha de estator	106
Figura 6.5 - Lâmina da pilha de rotor	107
Figura 6.6 - Parte inferior do molde de montagem	108
Figura 6.7 - Parte superior do molde de montagem.....	108
Figura 6.8 - Dispositivo de montagem do pacote do estator.....	109
Figura 6.9 - Protótipo GRCM construído.	110
Figura 7.1 - Bancada de testes do GRCM.....	112
Figura 7.2 - Suporte, disco e sensores ópticos de posição do rotor.	113
Figura 7.3 - Conversor série.....	113
Figura 7.4 - Circuito de disparo das chaves controladas.....	113

Figura 7.5 - Diagrama da bancada de testes.	114
Figura 7.6 - Motor trifásico Enika 2.0 HP.	114
Figura 7.7 - Inversor de frequência PWM WEG CFW-08.	115
Figura 7.8 - Fonte de excitação, fonte retificadora e banco de capacitor.	115
Figura 7.9 - Carga.	116
Figura 7.10 - Protótipo GRCM.	116
Figura 7.11 - Resultado experimental e simulado de tensão da fase.	117
Figura 7.12 - Resultado experimental e simulado de corrente da fase.	118
Figura 7.13 – Tensão de fase, corrente de fase e tensão de linha na entrada CA da ponte retificadora.	119
Figura 7.14 - Tensão e corrente no barramento CC de excitação.	120
Figura 7.15 - Tensão e corrente na bobina da fase.	121
Figura 7.16 - Corrente do barramento CC e corrente da fase.	121
Figura 7.17 - Janela de condução e corrente da fase.	122
Figura 7.18 - Tensão e corrente na carga.	123
Figura 7.19 - Perfil de geração com velocidade variável.	125
Figura 7.20 - Tensão de saída com velocidade variável.	126

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Especificações iniciais do MRC	94
Tabela 2 - Valores típicos da constante de aplicação (k).....	97
Tabela 3 - Resumo das dimensões do protótipo	105
Tabela 4 - Valores de correntes, tensões, e potências em velocidade variável.	124

Lista de abreviaturas

A	Unidade de corrente no MKS - Ampère
C1	Capacitor de saída para amortecer oscilações na carga
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CS	Conversor série
D1	Diodo superior do conversor HB
D2	Diodo inferior do conversor HB
F	Unidade de capacitância no MKS – Faraday
FCEM	Força contra-eletromotriz
GRC	Gerador a relutância chaveado
GRCM	Gerador a relutância chaveado monofásico
H	Unidade de indutância no MKS - Henry
HB	Conversor meia ponte assimétrica, do inglês: <i>half bridge</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Eletronics Engineers</i>
Kg	Unidade de peso no MKS - Quilograma
m	Unidade de distância no MKS - Metro
MOSFET	Transistor de efeito de campo de metal-óxido semiconductor
mm	Milímetros
MRC	Máquina a relutância chaveada
N	Unidade de força no MKS - Newton
P	Sinal de disparo das chaves controladas

PWM	Modulação por largura de pulso, do inglês: <i>Pulse Width Modulation</i>
Q1	Chave controlada superior do conversor HB
Q2	Chave controlada inferior do conversor HB
R1	Resistência de carga
rad/s	Unidade de velocidade angular no MKS - Radianos por segundos
V	Unidade de tensão no MKS - Volts
W	Unidade de potência no MKS - Watts
Ω	Unidade de resistência no MKS - Ôhm

Lista de símbolos

A e B	Constante calculada a partir dos valores máximos e mínimos de indutância
D	Coefficiente de atrito viscoso
i_j	Corrente da fase j
$\dot{i}_j$	Derivada temporal da corrente na bobina da fase j
J	Momento de inércia
L_j	Indutância de fase
L_{max}	Máxima indutância da fase
L_{min}	Mínima indutância da fase
R	Resistência ôhmica
R_j	Resistência da fase j
s	Segundos
t	Tempo
T_m	Conjugado mecânico
T_{emag}	Conjugado eletromagnético
W^{co}	Co-energia
V_j	Tensão da fase j
α_j	Variável auxiliar da matriz de estados da fase j

α_{mj}	Variável auxiliar da matriz de estados da fase j com aproximação senoidal do GRCM
α_{tj}	Variável auxiliar da matriz de estados da fase j com aproximação senoidal do GRCT
$\frac{di_j}{dt}$	Derivada temporal da corrente na bobina da fase j
$\frac{d\theta}{dt}$	Variação da posição angular do rotor em relação ao tempo
$\frac{\partial i_j}{\partial t}$	Derivada parcial da corrente na bobina da fase j
$\frac{\partial \lambda_j}{\partial t}$	Derivada parcial do fluxo magnético na bobina da fase j
$\frac{\partial L}{\partial \theta}$	Derivada da indutância em relação à posição angular instantânea do rotor
λ	Fluxo magnético
θ	Posição angular
$\Delta\theta$	Variação da posição angular
ω	Velocidade angular
$[A]$ e $[b]$	Matrizes de transferência e de entrada do sistema de estados
$\dot{[y]}$	Derivada do vetor de estados
$[y]$	Vetor de estados
$[u]$	Excitações do sistema no espaço de estados
v_f	Diferença de potencial elétrico do circuito f
Z_f	Impedância elétrica do circuito f

i_f	Corrente elétrica do circuito f
R_f	Resistência elétrica do circuito f
X_L	Reatância elétrica indutiva
X_C	Reatância elétrica capacitiva
L_f	Indutância do circuito f
f	Frequência
η	Rendimento,
$P_{saída}$	Potência de saída elétrica média,
P_{ent}	Potência de entrada média,
P_{exc}	Potência de excitação média e
P_{mec}	Potência mecânica média.
i_{fg}	Corrente da fase no período de geração
T_s	Conjugado mecânico de saída
P_s	Potência mecânica de saída
ω_n	Velocidade nominal de operação da MRC
k_e	Eficiência da conversão eletromecânica da máquina
k_t	Ciclo do trabalho da máquina
k_1	Constante expressa por: $\frac{\pi^2}{120}$
k_2	Eficácia construtiva da máquina
k	Constante de aplicação da máquina
B	Densidade magnética no material ferromagnético
C_e	Carregamento específico.

θ_c	Ângulo de condução de fase
q	Número de fases da MRC
N_r	Número de pólos do rotor
D_{int}	Diâmetro interno do estator
D_{ext}	Diâmetro externo do estator
g	Entreferro
D_{rot}	Diâmetro do rotor
L_p	Comprimento de pilha
k_l	Número de chapas de aço laminadas
l_l	Espessura das chapas de aço laminadas
β_e	Arco polar do estator
β_r	Arco polar do rotor
l_{pe}	Largura do pólo do estator
l_{pr}	Largura do pólo do estator
Y_e	Culatra do estator
y_e	Fator Multiplicativo da culatra do estator
Y_r	Culatra do rotor
y_r	Fator Multiplicativo de culatra do rotor
D_{eixo}	Diâmetro do eixo
h_r	Altura do pólo do rotor
h_e	Altura do pólo do estator

n_e Número de espiras de fase

Sumário

RESUMO	XI
ABSTRACT	XIII
LISTA DE FIGURAS	XV
LISTA DE TABELAS.....	XIX
LISTA DE ABREVIATURAS.....	XXI
LISTA DE SÍMBOLOS	XXIII
SUMÁRIO.....	XXIX
 CAPÍTULO 1	 31
INTRODUÇÃO	31
1.1 Objetivos do trabalho	33
1.2 Estrutura do documento	33
 CAPÍTULO 2	 37
A MÁQUINA A RELUTÂNCIA CHAVEADA.....	37
2.1 Histórico das MRC	37
2.2 Estrutura básica da MRC	39
2.3 Aplicações da MRC	42
2.4 Máquina a Relutância Chaveada Monofásica.....	43
 CAPÍTULO 3	 45
MODELO MATEMÁTICO	45
3.1 Conjugado eletromagnético	47
3.2 Modelagem por Equações de Estado	50
3.3 Adequação da Matriz para Matriz de Estados	51
 CAPÍTULO 4	 55
CONSIDERAÇÕES SOBRE A INDUTÂNCIA	55
4.1 Modelo Idealizado.....	55
4.2 Modelo Senoidal do perfil de indutância	57
4.3 Perfil Real de Indutância com Saturação Magnética	60
4.4 Indutância de fase e posições do rotor	63
4.4.1 Posição de total alinhamento (equilíbrio estável)	63
4.4.2 Posições Intermediárias (desequilíbrio).....	65
4.4.3 Posição de total desalinhamento (equilíbrio instável)	67

CAPÍTULO 5.....	69
MODELAGEM COMPUTACIONAL	69
5.1 Conversores de Potência	70
5.1.1 <i>Conversor Série de Potência.....</i>	<i>71</i>
5.2 Modelo computacional	74
5.3 Resultados de simulação	78
5.3.1 <i>Resultados Dinâmicos de Simulação.....</i>	<i>79</i>
5.3.2 <i>Resultados Simulados de Desempenho</i>	<i>85</i>
5.3.3 <i>Simulação de Geração Para Canais Independentes.</i>	<i>90</i>
CAPÍTULO 6.....	93
PROJETO DO PROTÓTIPO GRCM.....	93
6.1 Parâmetros de Projeto	94
6.1.1 <i>Obtenção do Diâmetro Interno do Estator.....</i>	<i>94</i>
6.1.2 <i>Diâmetro Externo do Estator.....</i>	<i>97</i>
6.1.3 <i>Cálculo do Entreferro</i>	<i>98</i>
6.1.4 <i>Diâmetro do Rotor.....</i>	<i>98</i>
6.1.5 <i>Comprimento de Pilha</i>	<i>99</i>
6.1.6 <i>Arco polar do estator.....</i>	<i>99</i>
6.1.7 <i>Arco Polar do Rotor</i>	<i>100</i>
6.1.8 <i>Largura do Pólo do Estator</i>	<i>100</i>
6.1.9 <i>Largura do Pólo do Rotor.....</i>	<i>101</i>
6.1.10 <i>Culatra do Estator</i>	<i>101</i>
6.1.11 <i>Culatra do Rotor.....</i>	<i>102</i>
6.1.12 <i>Diâmetro do Eixo da Máquina.....</i>	<i>102</i>
6.1.13 <i>Altura do Pólo do Rotor.....</i>	<i>103</i>
6.1.14 <i>Altura do Pólo do Estator</i>	<i>103</i>
6.1.15 <i>Número de Espiras de Fase.....</i>	<i>104</i>
6.2 Montagem do Protótipo GRCM	106
CAPÍTULO 7.....	111
RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	111
7.1 Bancada Experimental de Testes	112
7.2 Testes Iniciais.....	116
7.3 Resultados Operacionais do GRCM.....	118
7.4 Testes com variação de velocidade.....	123
CAPÍTULO 8.....	127
CONCLUSÕES.....	127
8.1 Proposta de continuidade do trabalho.....	129
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	130
PUBLICAÇÕES RELACIONADAS AO TRABALHO.....	135
Publicados	135
Aprovados para Publicação.....	135

Capítulo 1

Introdução

As máquinas elétricas são largamente aplicadas nas mais variadas atividades, sejam elas comerciais, residenciais ou industriais. O fato é que as máquinas elétricas são aproveitadas de diversas formas, e com certeza a humanidade é dependente destes equipamentos.

A produção comercial de máquinas elétricas é em grande parte voltada para motores de indução, pelo fato de apresentar grande desenvolvimento tecnológico e por sua grande aplicabilidade em indústrias e em eletrodomésticos. Porém estas máquinas não contemplam todo o universo de máquinas elétricas, e novas pesquisas são movidas em busca de máquinas eficientes e principalmente mais robustas.

Comercialmente a máquina a relutância chaveada é uma novidade apesar de conhecida deste o início do século dezenove pela comunidade científica especializada. Devido limites tecnológicos o seu desenvolvimento foi realizado de forma tardia. Somente com o recente desenvolvimento da eletrônica de potência, do micro processamento e do sensoriamento as máquinas a relutância chaveadas tornaram viáveis e confiáveis e hoje permite sustentar a superioridade em algumas aplicações específicas.

As máquinas a relutância chaveada são provavelmente as máquinas de mais simples construção existentes. São caracterizadas por um arranjo duplo saliente de rotor e estator em

aço laminado e maciço e com cobre restrito ao estator, o que tende a aumentar a densidade de energia nessas máquinas. Assim a máquina é de simples construção, menos dispendiosa e confiável.

Adicionalmente a máquina a relutância atual é uma configuração construtiva que diminui o cobre e o aço no rotor e estator da mesma forma que aumenta componentes semicondutores de silício no circuito de acionamento. A redução generalizada nos custos destes componentes aponta para a possibilidade de construção de acionamentos para máquinas a relutância chaveada cada vez mais acessível, tornando-a competitiva.

Hoje, devido ao apelo ambientalista, as máquinas a relutância chaveadas vêm se tornando objetivo de estudo em diversas aplicações. Pelo fato dessa máquina apresentar facilidade em operação em velocidade variável, numerosos estudos têm-se desenvolvido para a sua utilização em parques eólicos geradores, assim como na indústria aeroespacial e automobilista pela possibilidade de funcionar como motor-gerador de partida. Adicionalmente aplicações em eletrodomésticos, em ambientes ruidosos e poluídos são analisados e as máquinas a relutância chaveadas recebem destaque especial.

Trabalhos científicos relacionados com os motores a relutância chaveados vem crescendo nas últimas décadas, o que culmina no aparecimento de mais aplicações específicas para este tipo de máquina especial. Em contra partida poucas investigações são realizadas na máquina como gerador, e aplicações com o gerador a relutância chaveado é pouco difundido. Uma maior investigação e melhor compreensão de projeto desses geradores ainda pouco estudado tornam-se interessante.

O gerador a relutância chaveado monofásico de dupla saliência é o tema deste trabalho, o qual se estende por oito capítulos cujo conteúdo será apresentado mais adiante.

1.1 Objetivos do trabalho

Este trabalho tem como foco principal aprofundar o conhecimento sobre as máquinas a relutância chaveadas (MRC) e detectar seu comportamento sobre diversas hipóteses quando operando em modo gerador.

O trabalho apresenta o estudo detalhado de um gerador a relutância chaveado monofásico (GRCM), onde as metas a serem cumpridas são:

1. Compreender o princípio básico de funcionamento do gerador a relutância
2. Desenvolver um modelo matemático para o gerador
3. Desenvolver um sistema para modelagem computacional onde as diversas partes do seu acionamento possam estar interligadas à máquina.
4. Simular e constatar a dinâmica de funcionamento dos GRCM
5. Projetar e implementar um protótipo de GRCM 6×6
6. Adequar a simulação para o protótipo construído
7. Implementar circuitos adequados para acionar o protótipo construído
8. Realizar estudos experimentais e testar a máquina sobre diferentes situações operacionais de regime

Ao fim do trabalho deseja-se obter respostas sobre a funcionalidade desta máquina tão especial e contribuir cientificamente com avanços tecnológicos a respeito de máquinas a relutância chaveadas quando geradores monofásicos.

1.2 Estrutura do documento

A disposição dos capítulos e conteúdo se desenvolve da seguinte forma:

- Capítulo 2: apresenta um levantamento bibliográfico a respeito do tema. Mostra um breve histórico sobre as MRC. Descreve com detalhes os princípios de funcionamento da MRC, mostra vantagens e desvantagens e indica as aplicações atuais das MRC;
- Capítulo 3: apresenta o modelo matemático que contempla a MRC. Sugere uma matriz de estados e mostra todo desenvolvimento do modelo para inserção junto a simulações;
- Capítulo 4: descreve o comportamento do perfil de indutância das MRC, e descreve as possíveis posições do arranjo duplo saliente. Descreve um ensaio experimental de rotor bloqueado. Por fim obteve-se o perfil de indutância com influência da saturação magnética;
- Capítulo 5: apresenta o modelo computacional realizado no *software Matlab Simulink*, o qual se configura num modelo versátil que abrange todas as etapas de funcionamento da máquina. Resultados de simulação em diversas partes do sistema são apresentados;
- Capítulo 6: apresenta o projeto de uma MRC. Os parâmetros e dimensões da máquina são calculados. Todo o projeto é realizado para a configuração motor da MRC, e implementado em bancada de testes em seu modo gerador. Adicionalmente relatam-se as etapas de construção e montagem do GRCM projetado;
- Capítulo 7: esquematiza os esforços feitos para a implementação da bancada experimental de testes do GRCM. Resultados experimentais preliminares de funcionamento são apresentados. Perfil de geração a velocidade variável é testado com resultados atraentes;

- Capítulo 8: apresenta as conclusões pertinentes ao trabalho. Todas as metas inicialmente propostas para o trabalho foram alcançadas. Também é apresentado uma proposta de continuidade do trabalho;
- Referências bibliográficas.

Capítulo 2

A Máquina a Relutância Chaveada

2.1 Histórico das MRC

A concepção da MRC deu-se no início do século dezenove por meio de estudos que se baseavam no eletromagneto em ferradura, Figura 2.1. A mais ancestral MRC foi desenvolvida pelo americano Joseph Henry, em 1831, que visava converter uma única atração eletromagnética num sistema oscilatório contínuo alimentado alternadamente por baterias (ANDERSON, 2001).

Rev. Willian Ritchie, da Universidade de Londres, em 1833, começou as primeiras tentativas intuitivas de estabelecer uma lei para o comportamento do circuito magnético dessas máquinas, (ANDERSON, 2001). Ritchie chegou à conclusão que os circuitos magnéticos devem ser tornados curtos e bem acoplados com o circuito elétrico. Esse estudo passou despercebido por seus contemporâneos e foi só após o trabalho de John Hopkinson sobre o circuito magnético, em 1886 que os projetos puderam ser feitos ordenadamente e a importância de encurtar o circuito magnético começou a ser considerada.

É relevante observar que a maioria dos projetos primitivos de máquinas elétricas baseava-se na variação da indutância. Sofreram grandes influências das máquinas a vapor, e por isso possuíam arranjos de eletromagnetos, armaduras e chaveamento de corrente, vistos

como equivalentes eletromagnéticos de cilindros, pistões e comandos de válvulas. (ANDERSON, 2001)

Figura 2.1 - Grande eletroímã de Henry construído em 1831 (ANDERSON, 2001).

Neste mesmo século, em 1839, um motor elétrico constituído por eletroímãs e comutadores foi construído por Robert Davidson. Mais tarde suas pesquisas resultaram na construção de uma locomotiva elétrica que percorria a ferrovia entre as cidades de Endinburgh a Glawgow.

Mesmo com estudos existentes, a MRC se tornou uma tentativa mal sucedida até os fins do século dezenove e entrou em desuso. Somente em 1920, com o surgimento das primeiras MRC cilíndricas em dupla saliência as pesquisas foram retomadas. Contemporaneamente houve o aprimoramento construtivo das máquinas de corrente contínua e alternada que se tornavam eficientes e novamente as MRC permaneceram estagnadas por vários anos, sem aplicações relevantes (TEIXEIRA, 2008).

Após anos de estudos, somente na década de 70, com o desenvolvimento da eletrônica de potência, com o maior acesso a microcontroladores, com a redução de preços de semicondutores e pelo desenvolvimento de ferramental computacional foi possível realização do acionamento eficiente e confiável da MRC (FLEURY et. al., 2008b).

2.2 Estrutura básica da MRC

A MRC é intrinsecamente máquina de CC, logo ela necessita de uma fonte de tensão em CC para realizar seu acionamento. Assim ela necessita de um conversor chaveado e de um sistema eletrônico para disparo das chaves controladas, e de sensores de posição (CHEN et. al., 2002), caso não apresente uma modelagem *sensorless*.

No estator, cada par de pólos, ou conjunto de pares de pólos diametralmente opostos representa uma fase (CHUANG et. al., 2005). Normalmente tem suas bobinas ligadas em série e percorridas pela mesma corrente pulsante (RADUM et. al., 1998, SAWATA et. al., 1999a e SAWATA et. al., 1999b). Construtivamente é um conversor eletromecânico de estrutura simples como mostrado na Figura 2.2.

Em relação ao número de pólos do estator e rotor inúmeras configurações são estudadas sempre tendo como convenção que: aumentando o número de pólos no rotor e mantendo fixo o número de pólos do estator ocorre a diminuição das oscilações de conjugado produzido, propiciando menor variação de indutância de fase, diminuindo as especificações de tensão e corrente na saída da máquina. Se forem acrescentadas fases e não apenas a quantidade de pólos do rotor, ocorrerá à diminuição da oscilação de conjugado sem diminuir a variação de indutância, provocando maiores valores de corrente e tensão para a máquina (BERNARDELI, 2008). Fica claro que, para cada tipo de aplicação cabe um estudo sistemático do sistema, levantando os pontos de maiores relevâncias para fazer a escolha adequada do arranjo de MRC.

Figura 2.2 - MRC 6x6 em dupla saliência.

Esta máquina se destaca pela robustez na operação. Seu aspecto construtivo simples torna o custo de aquisição e manutenção reduzido (MILLER, 2008), um grande estímulo para utilização em pólos industriais. Pela ausência de ímãs permanentes, de implementação cara e frágeis, e de escovas que necessitam de constante manutenção, a MRC oferece confiabilidade e eficiência (ANDRADE et. al., 2006), podendo ser aplicada em ambientes onde as condições de trabalho são impróprias para máquinas convencionais, como em ambientes com alto índice de vibração, poeira e umidade. Em (GREENHOUGH, 1996) é apresentado a MRC para aplicações em minas de carvão, tendo ainda possibilidades de extrapolar para minas de bauxita, ferro e outros minérios.

A MRC tem uma evidente facilidade de refrigeração, devido sua estrutura em dupla saliência, favorecendo a elevação da densidade de energia (FLEURY et. al., 2008c). Consegue-se uma considerável razão de potência gerada por volume da máquina, e ainda a integridade mecânica do rotor, garante operação em uma ampla faixa de velocidade (FLEURY et. al., 2007).

Em aplicações em que são exigidos conjuntos de acionamentos elaborados, com utilização de componentes semicondutores de eletrônica de potência, a MRC torna-se competitiva. Para operar em velocidade variável, máquinas convencionais precisam de um acionamento elaborado e utilizam-se de caixas de cambio para realizar mudanças de velocidade, o que torna o uso da MRC interessante nestas aplicações.

A MRC apresenta característica magnética fortemente não linear, pela geometria construtiva duplo-saliente, ocasionando dificuldades na realização de controles e acionamentos eficazes. Consequentemente a MRC é caracterizada por operar com corrente, tensão e conjugado oscilantes (OLIVEIRA et. al., 2010). Com os recentes aperfeiçoamentos dos componentes eletrônicos, no quesito qualidade e confiabilidade, estes problemas estão sendo maciçamente estudados e novas técnicas de controle surgindo para minimizar as deficiências desta máquina. Em (BERNARDELI, 2008) e (HENRIQUES, 2004) é apresentado detalhadamente o estudo de controle e suavização de oscilações de conjugado e correntes, utilizando tópicos de inteligência artificial, rede neural e lógica *Fuzzy*.

A MRC funciona bem como motor e como gerador. Sua atuação está relacionada com os ângulos de disparo das chaves do conversor. Ao disparar a chave de uma fase onde a taxa de variação da indutância pela posição angular é positiva, a MRC opera como motor, se a taxa de variação for negativa opera como gerador (SAWATA, 2001). Portanto um mesmo conversor pode acionar a máquina nas duas situações, não necessitando de troca de componentes, i.e., se o conversor possuir período específico de desmagnetização das bobinas. Em geral, o conversor mais utilizado na bibliografia correlata é o conversor em ponte assimétrica, do inglês *half-bridge* (HB). Entretanto, para GRC, conversores alternativos se mostraram mais eficientes e baratos nesta mesma aplicação (FLEURY et. al., 2008d).

O arranjo duplo saliente da MRC ocasiona grandes variações na relutância, isto porque o circuito magnético sofre mudanças durante o funcionamento (ocorre alteração da

permeabilidade equivalente e do entreferro do circuito), o que faz com que na MRC a participação da taxa de variação de indutância em relação à posição seja fundamental no valor de tensão de cada fase.

Por se tratar de uma máquina essencialmente CC há certa dificuldade de aceitação da MRC em razão da planta mundial de energia ser em CA. Adicionalmente, existe uma confiável estrutura de sistemas de acionamentos baseada em máquinas CC e de indução. Porém, com o surgimento de novas áreas de atuação, e exercendo funções especiais (servomecanismos, automação veicular, eletrodomésticos e método de geração complementar de energia), esta máquina se mostra bastante promissora (ANDRADE et. al., 2006).

2.3 Aplicações da MRC

A MRC chama muita atenção das indústrias automobilísticas e aeroespaciais por ser capaz de poder operar como motor-gerador de partida (SHAOPING e QINGFU, 2001). Em (SILVEIRA et. al., 2010) um estudo com dados experimentais é apresentando para um motor gerador de partida automotivo. O trabalho tem como objetivo realizar o controle para mudar o modo de funcionamento da MRC (motor ou gerador) dependendo da necessidade. A técnica utilizada é atuar no instante em que ocorre a condução das fases por meio de micro controladores. Na partida do automóvel a MRC trabalha como motor. No funcionamento pleno a máquina desempenha a função de gerador e supre energia para os componentes eletrônicos do carro. Como resultado a operação do conjunto consegue melhores rendimentos.

Devido ao apelo em prol do desenvolvimento sustentável, numerosas pesquisas voltaram-se para a concepção de carros elétricos e carros híbridos, evitando o uso de combustíveis fósseis. Em (AIDA et. al., 2008) é apresentado uma modelagem de adaptação de um carro a combustão para carro elétrico com a utilização de MRC trifásico 12×8 , e o resultado mostrou-se bastante promissor.

Da mesma forma em (FUJISHIRO et. al., 2006) é apresentado a construção de um carro elétrico onde a MRC é acoplada diretamente no eixo do veículo. No caso em específico foi utilizada uma topologia alternativa de MRC, apresentado o estator devidamente bobinado na parte interna da máquina e o rotor maciço gira em torno dele.

Aplicações eólicas têm sido estudadas intensamente com utilização de MRC. Trabalhos mostram a grande qualidade desta máquina atuando em velocidade variável (CARDENAS et. al., 2004, MUELLER, 2005, COSSAR e SAWATA, 2004, FERREIRA e RICHTER, 2003 e CHEN, 2008). Métodos de controle para proporcionar seu funcionamento eficaz são estudados em (QIXUE et. al., 2001) e a influência de quantidade de números de pólos de rotor e estator para a geração eólica é mostrado em (MUELLER, 1999). Estudos comparativos com máquinas síncronas e de indução mostram que nesta aplicação a MRC exerce grande vantagem por propiciar a extração de caixa de câmbios e engrenagens (CARDENAS et. al., 1995) reduzindo o custo final do sistema.

2.4 Máquina a Relutância Chaveada Monofásica

A máquina a relutância chaveada monofásica (MRCM) apresenta vantagem em relação às MRC polifásicas, por ter os pólos alimentados simultaneamente, reduzindo circuitos de disparo e de acionamentos, consequentemente menor utilização de componentes semicondutores, minimizando perdas e custos. Isto causa a expectativa de que a MRCM seja adequada para sistemas de acionamentos especiais que requer operações variáveis e técnicas de controle (LEE, 2003).

O motor a relutância chaveado monofásico é talvez o mais simples, robusto e econômico motor de baixa potência para acionamentos em velocidades variáveis (CHAN, 1987). Tem aplicação em eletrodomésticos (forte concorrente do amplamente usado motor

universal (LEE e LEE, 2007)), centrífugas de alta velocidade, ventiladores industriais (LEE et. al., 2005) e servo mecanismos (JENKINSON e STEPHENSON, 1999).

A MRCM, como motor, tem a particularidade de não conseguir partir na posição de alinhamento total dos pólos (HENNEN et. al., 2006 e LEE et. al., 2003). É necessário estratégias adicionais, que pode ser a adição de imãs permanentes ou a inserção de enrolamentos auxiliares de partida (HIGUCHI et. al., 2006). Em modo gerador este problema inexistente. Existe sempre uma máquina primária fornecendo conjugado mecânico para o sistema. Assim, o GRCM dispensa medidas adicionais de partida.

Existem poucos estudos relacionados ao GRCM (LOBATO et. al., 2005), tornando difícil o acesso a bibliografias afins. O GRCM é um tema novo, promissor, e que ganha atenção da comunidade científica em geral. Pesquisar o GRCM é entrar em uma área desconhecida, onde se abre um leque de possibilidades e descobertas.

Capítulo 3

Modelo matemático

Para um bom entendimento dos princípios de funcionamento da máquina, apresentado no Capítulo 2, é necessário obter o modelo matemático que contemple adequadamente seu comportamento físico. Neste capítulo será apresentado o modelo matemático que descreve com clareza os fenômenos que envolvem toda a dinâmica do GRC, sendo possível quantizar os efeitos e verificar suas dependências e tendências.

O princípio básico de funcionamento do GRC é baseado na variação de fluxo em função da posição angular do rotor quando devidamente excitado seus enrolamentos de fase. Sua topologia em dupla saliência promove com o deslizar dos pólos, modificações no “caminho” do fluxo, que por sua vez, ocasiona consideráveis alterações na indutância de cada fase. Esta é a justificativa do nome de gerador a relutância variável. O termo chaveado, presente neste trabalho, é por analogia a forma que ocorre o seu acionamento.

Para uma fase do GRC a tensão presente em seus terminais pode ser descrita como:

$$v = R \cdot i + \frac{\partial \lambda}{\partial t} \quad (3.1)$$

onde:

i é a corrente que circula na bobina,

R é sua resistência ôhmica interna,

λ é o fluxo magnético enlaçado pela bobina integrante do circuito,

t é o tempo.

Vale ressaltar que todas as variáveis, com exceção do (R) são dependentes da posição angular em relação ao tempo. E como já é sabido,

$$\lambda = L \cdot i \quad (3.2)$$

sendo (L) a indutância por fase.

Fazendo as interações da Equação (3.1) com a Equação (3.2) e reescrevendo a equação diferencial tem-se:

$$v = R \cdot i + L \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + i \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (3.3)$$

Como a velocidade angular (ω) é dada pela variação da posição angular em função do tempo, tem-se:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.4)$$

sendo (θ) a posição angular. Logo:

$$v = R \cdot i + L \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + i \cdot \omega \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (3.5)$$

Os membros do segundo termo da Equação (3.5) representam respectivamente a queda de tensão na resistência interna da máquina, a queda de tensão devido ao efeito indutivo da fase e a força contra-eletromotriz (FCEM), a qual depende da taxa de variação da indutância pela posição, da intensidade de corrente e da velocidade angular. Um circuito elétrico para uma fase do GRC é mostrado na Figura 3.1. Nota-se que é bastante semelhante ao circuito de uma máquina CC série.

Os GRC têm a tendência natural dos pólos do rotor e estator permanecerem alinhados quando a bobina de fase é excitada, esta posição é de equilíbrio estável. Quando uma força externa fornece conjugado mecânico deslocando o rotor, ocorre o surgimento de uma FCEM

contrária ao sentido do movimento, tentando restabelecer o equilíbrio, acarretando no aparecimento de um conjugado eletromagnético restaurador.

Figura 3.1 - Circuito elétrico para uma fase do GRC

O conjugado eletromagnético restaurador sempre atuará contra o sentido do movimento de rotação. Para que o conjugado mecânico consiga prover movimento rotacional no GRC é necessário vencer o conjugado eletromagnético, as perdas mecânicas (atrito viscoso causado pelos mancais, rolamentos e de ventilação) e o momento de inércia da máquina. Assim, a Equação (3.6) engloba os aspectos mecânicos da máquina.

$$T_m = -T_{emag} + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.6)$$

onde:

T_m é o conjugado mecânico aplicado,

T_{emag} é o conjugado eletromagnético,

J é o momento de inércia,

D é o coeficiente de atrito viscoso.

3.1 Conjugado eletromagnético

No GRC pode-se conseguir conjugado eletromagnético energizando as fases sequencialmente ou simultaneamente. Em função de sua estrutura construtiva, no GRCM as fases são energizadas simultaneamente. Em todas as configurações o conjugado final de saída

é o resultado médio de contribuições das fases, logo, a análise pode ser realizada apenas para uma fase durante sua operação e repetida para as outras fases (RAY et. al., 1986). Neste trabalho será desconsiderada a influência das indutâncias mútuas, tendo como precedentes que a maioria dos trabalhos técnicos relacionados com GRC desconsideram este componente (FLEURY, 2008).

O conjugado produzido durante a operação de uma fase j pode ser calculado pela variação da co-energia do sistema sendo:

$$T_{emag_j} = \frac{\partial}{\partial \theta} W_j^{co}(\theta, i_j) \quad (3.7)$$

Onde (W_j^{co}) é a co-energia do sistema considerada a fase- j e dada por:

$$W_j^{co}(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \lambda(\theta, i_j) \cdot di_j \quad (3.8)$$

As características construtivas da máquina, com seu arranjo em dupla saliência promove mudanças no fluxo e no entreferro em função da posição angular, e gera conjugado eletromagnético oscilante. Segundo (FITZGERALD et. al., 1990) o conjugado eletromagnético instantâneo total do GRC é dado pela soma das parcelas de cada fase, logo:

$$T_{emag} = \sum_{j=1}^k \frac{\partial}{\partial \theta} W_j^{co}(\theta, i) \quad (3.9)$$

Onde (k) é o número de fases.

Considerando o sistema magneticamente linear e realizando as interações da Equação (3.2) com a Equação (3.8) surge:

$$W_j^{co}(\theta, i) = \int_0^i L_j \cdot i_j \cdot di_j \quad (3.10)$$

A Figura 3.2 mostra uma curva de magnetização típica de um GRC. É notório na região destacada que a indutância é constante em relação à corrente, logo se pode escrever que:

$$W_j^{co} = \frac{1}{2} L_j \cdot i_j^2 \quad (3.11)$$

Figura 3.2 - Curva de magnetização do GRC.

Considerando todas as fases do GRC a co-energia é dada por:

$$W^{co} = \sum_{j=1}^k \frac{1}{2} L_j \cdot i_j^2 \quad (3.12)$$

Da união da Equação (3.9) com a Equação (3.11) resulta em:

$$T_{emag} = \frac{\partial}{\partial \theta} \cdot \sum_{j=1}^k L_j \cdot i_j^2 \quad (3.13)$$

É interessante observar que o conjugado eletromagnético varia de acordo com parâmetros construtivos do GRC. A variação da indutância e corrente está inteiramente ligada ao posicionamento do rotor em relação ao estator, ao material ferromagnético e a quantidade de dupla saliências existente no conjunto. Sendo assim, para cada instante (θ) o conjugado eletromecânico de cada fase é proporcional a variação da indutância própria em relação ao posicionamento do rotor e ao quadrado da corrente como mostrado na Equação (3.14)

$$T_{emag} = \sum_{j=1}^k i_j^2 \cdot \frac{\partial L_j}{\partial \theta} \quad (3.14)$$

Após estas análises pode-se retomar a Equação (3.6) e com auxílio da Equação (3.14) reescrevê-la como:

$$T_m = -\sum_{j=1}^k \frac{1}{2} \cdot i_j^2 \cdot \frac{\partial L_j}{\partial \theta} + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.15)$$

3.2 Modelagem por equações de estado

Para melhor compreensão e para facilitar análises, o modelo matemático descrito acima pode ser representado em equações matriciais. Como o objeto de estudo deste trabalho é o estudo de um GRCM 6×6 , será restringido para três o número de fases no modelo matemático. O GRCM apresenta três pares de pólos diametralmente opostos formando três fases. Como todos se alinharem simultaneamente o acionamento se faz de forma única, e por isso é denominado monofásico.

Expandindo a Equação (3.5) para as três fases dos GRC, e considerando nulas as indutâncias mútuas tem-se:

$$v_1 = R_1 \cdot i_1 + L_1 \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t} + i_1 \cdot \omega \cdot \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \quad (3.16)$$

$$v_2 = R_2 \cdot i_2 + L_2 \cdot \frac{\partial i_2}{\partial t} + i_2 \cdot \omega \cdot \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \quad (3.17)$$

$$v_3 = R_3 \cdot i_3 + L_3 \cdot \frac{\partial i_3}{\partial t} + i_3 \cdot \omega \cdot \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \quad (3.18)$$

Rearranjando os termos das equações e agrupando os termos comuns tem-se:

$$v_1 = \left(R_1 + \omega \cdot \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \right) \cdot i_1 + L_1 \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t} \quad (3.19)$$

$$v_2 = \left(R_2 + \omega \cdot \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \right) \cdot i_2 + L_2 \cdot \frac{\partial i_2}{\partial t} \quad (3.20)$$

$$v_3 = \left(R_3 + \omega \cdot \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \right) \cdot i_3 + L_3 \cdot \frac{\partial i_3}{\partial t} \quad (3.21)$$

Visando montar uma matriz, fica fácil agrupar os termos semelhantes e arranjá-los em forma matricial, conforme mostrado na Equação (3.22).

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \omega \cdot \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ 0 & R_2 + \omega \cdot \frac{\partial L_2}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & R_3 + \omega \cdot \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

A Equação (3.22) descreve o comportamento eletromagnético do GRCM. Para torná-lo completo é necessário acrescentar o comportamento mecânico que pode ser analisado por meio de sua dinâmica de movimento, apresentado na equação (3.15).

Para três fases, a Equação (3.15) é representada como:

$$T_m = - \left(\frac{1}{2} \cdot i_1^2 \cdot \frac{\partial L_1}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \cdot i_2^2 \cdot \frac{\partial L_2}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \cdot i_3^2 \cdot \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \right) + D \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3.23)$$

Para realização de cálculos iterativos através de ferramental computacional, é necessária a adequação das equações do modelo proposto para o formato de matrizes de estado. Alterações devem ser realizadas para possibilitar os cálculos iterativos e será apresentado na seção 3.3 deste capítulo.

3.3 Adequação da matriz para matriz de estados

Com a atual disponibilidade de *softwares* e linguagens de programação (C++, Fortran, Spice, Matlab), tornam-se possível a obtenção do comportamento dos mais variados modelos dinâmicos incluindo sistemas acoplados e não lineares. Também não se tem limitação de ordem de modelos, de forma que usuais simplificações de modelos podem ser ignoradas. Com isto modelos mais exatos podem ser utilizados.

Para possibilitar realização dos cálculos da modelagem do GRCM por meio das linguagens de programação citadas é necessário que toda a dinâmica da máquina esteja modelada em equações ou matrizes de estado. O procedimento inicial é a ordenação do

modelo matemático em um sistema de equações diferenciais de primeira ordem tal como um modelo no espaço de estados, ou seja, o modelo necessita estar na forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

onde: $\begin{bmatrix} \dot{y} \end{bmatrix}$ são as derivadas dos estados do sistema,

$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix}$ são as variáveis de estado,

$\begin{bmatrix} u \end{bmatrix}$ são as excitações do sistema,

$\begin{bmatrix} A \end{bmatrix}$ e $\begin{bmatrix} b \end{bmatrix}$ são as matrizes de transferência e de entrada do sistema de estados.

Obedecendo aos requisitos propostos pela Equação (3.24), e com o incremento da dinâmica de movimento, Equação (3.23), na Equação (3.22), e ainda com utilização do modelo para análise de posição do rotor, o modelo matemático matricial completo em forma de estados torna-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & -2 \cdot \frac{\alpha_1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & -2 \cdot \frac{\alpha_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{L_3} & -2 \cdot \frac{\alpha_3}{L_3} & 0 \\ \frac{\alpha_1}{J} & \frac{\alpha_2}{J} & \frac{\alpha_3}{J} & -\frac{D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

considerando-se:

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \cdot i_1 \cdot \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \quad (3.26)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2} \cdot i_2 \cdot \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \quad (3.27)$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{2} \cdot i_3 \cdot \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \quad (3.28)$$

Com o equacionamento apresentado na Equação (3.25) é possível a inserção de dados em *softwares* capazes de solucionar sistemas numéricos por meio de iterações matemáticas. Esta modelagem é a utilizada para todos os cálculos da dinâmica da máquina.

Capítulo 4

Considerações sobre a indutância

Fundamentado em sua estrutura construtiva, para o GRCM produzir FCEM útil, é necessário que ocorra energização das fases em instantes corretos de acordo com o perfil de indutância instantânea. O funcionamento das MRC pode variar do modo gerador para o modo motor apenas alterando o período em que é feita a excitação das fases. Costuma-se denominar de comutação (MILLER, 2001) a excitação sincronizada de fases afim que ocorra a transformação de energia mecânica em elétrica na operação do gerador.

4.1 Modelo idealizado

Ao se realizar o modelo matemático de um GRC é necessário fazer considerações sobre os parâmetros construtivos da máquina. Ele influencia diretamente no perfil de indutância. Para facilitar análise, a Figura 4.1 mostra o deslocamento dos pólos de rotor em relação ao estator.

Figura 4.1 - Deslocamento dos pólos de rotor e estator do GRC.

Na Figura 4.1, o perfil de indutância de fase se forma a partir do deslizamento dos pólos do rotor e estator. A largura dos pólos de rotor e estator são importantes fatores para determinar o perfil da curva. Caso apresente larguras diferentes de pólos, implica em uma MRCM com perfil de indutância trapezoidal idealizado, Figura 4.2. Nesse perfil a indutância assume valor máximo em um patamar que, mesmo com o deslocamento dos pólos, proporciona o circuito de menor relutância magnética. Com largura idêntica dos pólos, a indutância assumirá valor máximo em uma única posição, implicando em um perfil triangular idealizado de indutância, como mostrado na Figura 4.3.

Figura 4.2 - Perfil trapezoidal ideal de indutância.

Para os dois casos idealizados de perfis de indutância, o modelo matemático é o mesmo. O que difere os perfis são as características construtivas da mesma e com isso a forma de realizar o acionamento da máquina. Neste trabalho, serão apresentadas simulações de GRCM que construtivamente teria o perfil triangular idealizado de indutância, ou seja, possui mesma largura de pólos de rotor e estator.

Ao realizar a excitação de uma fase onde a taxa de variação da indutância pela posição angular é positiva, a MRC operará como motor, e o conjugado resultante será a favor do movimento de rotação da máquina. Se esta excitação for realizada quando a taxa de variação da indutância pela posição for negativa, operará como gerador (SAWATA, 2001 e OLIVEIRA et. al., 2010) e o conjugado eletromagnético será opositor ao movimento de rotação da máquina, de origem restaurador.

Figura 4.3 - Perfil triangular ideal de indutância.

O formato idealizado da indutância é praticado para facilitar a cálculos computacionais. O formato linear diminui grande parte das interações matemáticas necessárias para resolver os cálculos do modelo. Contudo, este modelo não representa o perfil real da indutância, e insere erros ao modelo, que pode interferir significativamente nos resultado das simulações dificultando análises da dinâmica de funcionamento. Modelos com aproximações são comumente utilizados por adaptar o modelo idealizado para próximo do real.

4.2 Modelo senoidal do perfil de indutância

Buscando um perfil de variação de indutância mais próximo ao real, o modelo senoidal é uma aproximação a partir de senos e cossenos do modelo idealizado. Seu objetivo é aproximar o perfil da indutância tornando próxima do perfil real, minimizando erros e acrescentando qualidade e confiabilidade aos resultados simulados com o perfil.

Para o GRCM 6×6 , as indutâncias próprias, no modelo senoidal, são escritas pelas seguintes equações:

$$L_1 = A + B \cdot \cos(6\theta) \quad (4.1)$$

$$L_2 = A + B \cdot \cos(6\theta) \quad (4.2)$$

$$L_3 = A + B \cdot \cos(6\theta) \quad (4.3)$$

portanto:

$$L_1 = L_2 = L_3 \quad (4.4)$$

onde A e B são duas constantes calculadas a partir dos valores máximo e mínimo da indutância da fase, sendo:

$$A = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} \quad (4.5)$$

$$B = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \quad (4.6)$$

Por ser uma máquina monofásica, os valores de máximos e mínimos de cada par de pólos diametralmente opostos ocorrem simultaneamente, e construtivamente apresentam os mesmos aspectos. Pode-se afirmar que os três pares de pólos diametralmente opostos são idênticos.

Aplicando a derivação das indutâncias de fase pela posição angular na Equação (4.1), Equação (4.2) e Equação (4.3) resultam em:

$$\frac{dL_1(\theta)}{d\theta} = \frac{dL_2(\theta)}{d\theta} = \frac{dL_3(\theta)}{d\theta} = -6 \cdot B \cdot \sin(6\theta) \quad (4.7)$$

Em todas as equações do modelo senoidal, as variáveis apenas apresentam dependência da posição angular, o que é característica de um modelo linear. (FLEURY, 2008)

A Figura 4.4 mostra o comparativo do perfil de indutância idealizado triangular e o perfil senoidal. É notória a evolução do gráfico tornando mais próximo do modelo real, sendo um perfil mais curvo e não tendo mudanças bruscas de variação no perfil, diferentemente do ideal, que é constituído apenas por retas.

Figura 4.4 - Perfis de indutância ideal e senoidal.

Substituindo a Equação (4.7) na Equação (3.14) de conjugado eletromagnético resulta

em:

$$T_{emag} = -3 \cdot i_1^2 \cdot B \cdot \sin(6\theta) - 3 \cdot i_2^2 \cdot B \cdot \sin(6\theta) - 3 \cdot i_3^2 \cdot B \cdot \sin(6\theta) \quad (4.8)$$

Com isso, a matriz de estados da Equação (3.25) assume a forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{i}_3 \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & -2 \cdot \frac{\alpha_{m1}}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & -2 \cdot \frac{\alpha_{m2}}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{L_3} & -2 \cdot \frac{\alpha_{m3}}{L_3} & 0 \\ \frac{\alpha_{m1}}{J} & \frac{\alpha_{m2}}{J} & \frac{\alpha_{m3}}{J} & -\frac{D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

onde: $\alpha_{m1} = \alpha_{m2} = \alpha_{m3} = -3 \cdot i_1 \cdot B \cdot \sin(6\theta)$

4.3 Perfil real de indutância com saturação magnética

Com o intuito de considerar a saturação magnética ao realizar o modelo computacional da máquina, um protótipo GRCM foi construído e associado a uma bancada de teste. Ensaios experimentais de rotor bloqueado foram realizados para aquisição do perfil real de indutância da máquina.

Com o rotor bloqueado em uma posição específica, as fases do GRCM são ligadas em paralelo e realiza-se a excitação das fases com uma fonte CA variável. A frequência é mantida fixa em 60 Hz, enquanto se varia as correntes das fases de 0,5 A a 7 A em passos de 0,5 A. O procedimento é repetido para cada incremento de um grau mecânico da posição do rotor, até que o mesmo passe da posição alinhada para desalinhada em relação ao estator excitado. A Figura 4.5 ilustra o diagrama elétrico das bobinas para a realização dos ensaios.

Figura 4.5 - Diagrama elétrico para ensaio de rotor bloqueado.

Para o cálculo da indutância de fase (L_f) partiu-se da lei de Ohm. Segundo (JOHNSON, 2001) ela é definida como:

$$v_f = Z_f \cdot i_f \quad (4.10)$$

onde: v_f representa a diferença de potencial elétrico do circuito,

Z_f é impedância elétrica,

i_f é a corrente elétrica.

A indutância total de uma associação em série de elementos passivos é dada por (JOHNSON, 2001):

$$Z_f = \sqrt{R_f^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4.11)$$

onde: R_f é a resistência elétrica,

X_L é a reatância elétrica indutiva,

X_C é a reatância elétrica capacitiva.

Para o diagrama elétrico apresentado na Figura 4.5 tem-se que:

$$Z_f = \sqrt{R_f^2 - X_L^2} \quad (4.12)$$

sendo:

$$X_L = \omega \cdot L_f \quad (4.13)$$

onde (L_f) representa a indutância da fase.

É sabido que:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (4.14)$$

onde (f) é a frequência de alimentação do circuito. Portanto com auxílio da Equação (4.10), Equação (4.12), Equação (4.13) e Equação (4.14) a indutância da fase pode ser escrita como:

$$L_f = \left[\left(\frac{V_f}{i_f} \right)^2 - R_f^2 \right]^{1/2} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^{-1} \quad (4.15)$$

Ao fim do ensaio experimental, obteve-se um extenso conjunto de dados que representam a função $L(\theta, i)$. Mediante o auxílio de um programa de interpolação, foi possível determinar a superfície de indutância para o GRCM, sendo apresentada na Figura 4.6.

Figura 4.6 - Perfil de indutância com saturação magnética.

É possível observar que os valores de indutância, em uma mesma posição, decaem com o aumento da corrente. As curvas experimentais da Figura 4.6 mostra a influência da saturação magnética do GRCM. Fica evidenciado que o GRCM sofre maiores perdas com o aumento da corrente.

4.4 Indutância de fase e posições do rotor

Para o GRCM existem três possibilidades de posicionamento de rotor que merecem ser destacadas:

- Posição de total alinhamento (equilíbrio estável)
- Posições intermediárias (desequilíbrio)
- Posição de total desalinhamento (equilíbrio instável)

4.4.1 Posição de total alinhamento (equilíbrio estável)

Esta posição ocorre quando o par de pólos diametralmente opostos do estator está em total alinhamento com o par de pólos diametralmente opostos do rotor. No GRCM ocorre alinhamento simultaneamente de todos os pólos, como apresenta a Figura 4.7. Esta ocorrência se dá em virtude da topologia apresentar simetria em quantidades de pólos de rotor e estator.

Quando a fase é energizada na posição de total alinhamento, mesmo com a existência de conjugado mecânico no eixo não acarretará em produção de conjugado eletromagnético. Nesta posição todas as grandezas estão equilibradas e estáveis, devido à inexistência de variação da indutância. Na posição de equilíbrio estável não ocorre motorização e nem geração da máquina.

Figura 4.7 - Posição de equilíbrio estável.

A Figura 4.8 destaca a região da curva de indutância de fase que representa esta posição. Apesar de constar com os valores mais altos de indutância, este período é apenas um “tempo morto” onde nada pode ser realizado, pela inexistência de variação de indutância. Na prática, esta região não é representada por um patamar, e sim por um único ponto onde ocorre o total alinhamento dos pólos.

Figura 4.8 - Região de equilíbrio estável para perfil de indutância.

Como apresenta o menor entreferro e consequentemente a menor relutância magnética, a posição de total alinhamento proporciona o melhor caminho dentre os possíveis para o fluxo magnético. A posição apresenta os máximos valores de indutância, e assim esta região está mais susceptível ao aparecimento de saturação magnética com o acréscimo da corrente na fase.

Com saturação magnética, a medida que ocorre a elevação da corrente na fase, o fluxo concatenado não acompanha o crescimento de forma linear. Com grande variação da corrente, na zona saturada, ocasiona uma pequena variação no fluxo magnético, assim como mostra a Figura 4.9.

Figura 4.9 - Curva de saturação magnética na posição de equilíbrio estável.

4.4.2 Posições intermediárias (desequilíbrio)

A faixa de posicionamentos possíveis entre a posição de total alinhamento e total desalinhamento são denominadas de posições intermediárias. A Figura 4.10 mostra esta posição para o GRCM 6×6 no instante que a variação da indutância pela posição angular é positiva.

Figura 4.10 - Posição de desequilíbrio.

Como dito, para o possível aparecimento de conjugado é necessário haver variação de indutância pela posição angular. O modo de funcionamento da máquina (motor ou gerador) depende de como ocorre a variação da indutância pela posição angular, positiva ou negativa. Se a curva de indutância estiver em ascensão ocorrerá motorização e se estiver em declive ocorrerá geração. A Figura 4.11 destaca a região da curva de indutância que corresponde a esta posição.

Figura 4.11 - Região de desequilíbrio para perfil de indutância.

As posições de desequilíbrio são caracterizadas pela produção de conjugado útil, seja ele mecânico ou eletromagnético.

A Figura 4.12 apresenta a curva de fluxo magnético concatenado pela corrente. Nesta posição, à medida que os pólos deslizam para o alinhamento, proporciona menor relutância para o circuito magnético, e conseqüentemente pode ocasionar a saturação magnética com o aumento da corrente de fase. Com isso no fim das curvas destacadas na Figura 4.12 ocorre a mudança de inclinação na curva de indutância, saindo do perfil linear para um saturado.

Figura 4.12 - Curva de saturação magnética para posições de desequilíbrio.

4.4.3 Posição de total desalinhamento (equilíbrio instável)

Quando o par de pólos do estator está alinhado com a posição interpolar do rotor, esta posição é denominada de posição de total desalinhamento, É a posição mais distante do equilíbrio estável. Esta posição é mostrada na Figura 4.13.

Figura 4.13 - Posição de equilíbrio instável.

Este estágio é chamado de equilíbrio instável porque qualquer força externa que surja e promova um pequeno deslocamento no rotor, fará com que ele se movimente ate a posição de total alinhamento, voltando ao equilíbrio estável.

Na posição totalmente desalinhada não ocorre variação da indutância e, por conseguinte não há o surgimento de conjugado útil. Neste estágio são aferidas as menores

medidas de valores de indutância. A Figura 4.14 destaca a região da curva de indutância para esta posição. Assim como na posição de total alinhamento, no perfil real de indutância é apresentada apenas em um único ponto, não apresentado um patamar como sugere a Figura 4.14.

Figura 4.14 - Região de equilíbrio instável para perfil de indutância.

Como existe um grande entreferro na posição desalinhada, resulta em maior relutância para o fluxo e menor indutância própria. A fase excitada durante esta posição dificilmente sofrerá com a saturação magnética por apresentar percurso para o fluxo mais relutante.

A Figura 4.15 mostra o perfil de fluxo concatenado pela corrente para a posição desalinhada, apresentando um perfil basicamente linear para a posição.

Figura 4.15 - Curva de saturação magnética para posições de equilíbrio instável.

Capítulo 5

Modelagem computacional

A viabilidade de um projeto exige que seu custo seja o menor possível. A alternativa para se conseguir minimizar custos e tempo de projeto é realizar uma modelagem computacional que represente fielmente o comportamento do sistema. Antes de se atingir a parte construtiva, um projeto tem que ser testado sobre diversas formas para garantir sua confiabilidade.

A modelagem computacional esclarece dúvidas do comportamento do projeto assegurando facilidade e confiabilidade na análise do desempenho e sem acarretar gastos em implementação. Sem implementação evita-se a utilização de componentes semicondutores, cobre e aço, que são componentes de alto custo aquisitivo resultando em economia para o projeto.

Encontra-se na literatura especializada modelos computacionais para motores a relutância chaveados desenvolvidos nos mais diversos ambientes, tais como linguagem C, Fortran e Matlab (FLEURY, 2008). Mas ao se tratar de GRC o acervo disponível para análises torna-se restrito. O número de pesquisas voltadas para esta área é pequena, ainda mais quando se trata de máquinas muito específicas como GRCM.

No presente capítulo é apresentado o modelo computacional completo de um GRCM 6 x 6. As simulações são realizadas no *software Matlab Simulink*, por proporcionar comunicação entre diferentes partes do sistema elétrico

5.1 Conversores de potência

Existem inúmeras topologias de conversores eletrônicos de potência aplicados a MRC (KRISHNAN, 2001). Hoje não se tem como consenso a utilização de uma topologia como padrão (BERNARDELI, 2008). Cada tipo de aplicação a eficiência dos conversores sofre alteração, e existem várias pesquisas em laboratório das quais emergem novas tendências para acionamento de MRC (KRISHNAN, 2001).

Esta realidade de desenvolvimento é característica apenas para os motores. Quando se trata dos geradores encontra-se dificuldade de obtenção de conversores especialmente concebidos para ele, então, por analogia aos motores, os GRC são comumente acionados pelo conversor HB, amplamente empregado nos motores a relutância chaveados.

Em (FLEURY, 2008) é apresentado um estudo de comparação de desempenho de conversores voltado para acionamento de GRC, onde conversores alternativos obtiveram melhor resposta que o conversor HB. O conversor HB é adequado quando a aplicação pretendida for motor/gerador de partida, por apresentar diodos de roda livre.

O foco deste trabalho não é a obtenção da melhor topologia de conversor. As simulações aqui apresentadas serão realizadas utilizando o conversor alternativo série (CS), apresentado em (FLEURY, 2008), por apresentar vantagens ao convencional conversor HB. O intuito do trabalho não é realizar comparação de conversores de acionamentos, e sim constatar a dinâmica de funcionamento de uma máquina tão peculiar. Portanto, com qualquer sistema de acionamento o estudo da dinâmica de funcionamento do GRCM pode ser realizado, e o conteúdo deste trabalho preservado.

5.1.1 Conversor série de potência

Diante de diversas topologias existentes de conversores eletrônicos de potência para o acionamento da MRC, destaca-se o conversor HB, ilustrado na Figura 5.1, o qual é tradicionalmente mais empregado para este propósito.

O conversor HB apresenta quatro componentes semicondutores, sendo dois diodos (D1 e D2) responsáveis pela desmagnetização da bobina mediante a carga e duas chaves controladas (Q1 e Q2) que por meio de seu funcionamento coloca a fonte CC em série com as bobinas do GRCM.

Figura 5.1 - Esquema elétrico para uma fase do conversor em meia ponte assimétrica.

No acionamento de um GRCM, em virtude de toda energia ser entregue à carga, torna-se desnecessário realizar a desmagnetização das fases por meio de dois diodos de roda livre após o desligamento das chaves principais. Neste contexto, alguns componentes semicondutores (Q1 e D2) da topologia tradicional do conversor HB podem ser removidos. Neste aspecto em (FLEURY, 2008) é apresentado uma topologia alternativa que dispensa alguns componentes, o CS. A Figura 5.2 apresenta o diagrama elétrico deste conversor.

Figura 5.2 - Esquema elétrico para uma fase do conversor série.

O CS é caracterizado por apresentar apenas dois componentes semicondutores, sendo um diodo (D1) e uma chave controlada (Q1) que por meio de seu chaveamento é capaz de conectar a fonte CC às bobinas do GRCM e à carga (C1 e R1).

Em seu funcionamento, o CS apresenta dois períodos distintos, são eles: o de excitação e o de geração.

O período de excitação de cada fase, Figura 5.3, inicia-se quando a chave controlada é acionada determinando o caminho entre a fonte CC e a bobina da fase, recebendo um pulso de tensão. Admitindo-se o capacitor C1 carregado o diodo D1 encontra-se reversamente polarizado nesta etapa e o período de excitação não apresenta nenhum efeito sobre a carga, permanecendo desconectada do circuito. Neste período, por haver conjugado mecânico, o GRCM é forçado a sair da posição de equilíbrio estável, ocasionando a geração de uma FCEM, que tenta restaurar equilíbrio ao sistema. O circuito equivalente para o período é indicado como a conexão em série da fonte CC, da carga, da indutância da bobina, das resistências das chaves controladas e pela FCEM gerada.

O período de geração de cada fase, Figura 5.4, inicia-se quando a chave controlada deixa de conduzir e a fonte CC se soma à FCEM gerada pela bobina, alimentando o circuito. O diodo entra em condução e é determinado o caminho que a energia gerada é entregue a

carga. Para o período, a representação do circuito se dá fazendo a junção em série da fonte CC, da FCEM, da resistência e indutância da bobina da fase, da resistência do diodo e a carga. Um capacitor é inserido em paralelo com a carga para amortecer oscilações de tensão.

Figura 5.3 - Esquema elétrico para o circuito ativo do conversor série no período de excitação.

Como no período de geração do CS a fonte CC fica em série com a bobina e a carga, o conversor recebe o nome de conversor série. Este é o grande diferencial deste conversor para o tradicional conversor HB, além de apresentar menos componentes semicondutores.

Figura 5.4 - Esquema elétrico para o circuito ativo do conversor série no período de geração.

5.2 Modelo computacional

Para a modelagem computacional, foi utilizado o *software Matlab Simulink*, por proporcionar comunicação entre diferentes partes do sistema elétrico. Fez-se a junção do barramento CC, o acionamento, a dinâmica do GRCM e o controle de disparo das chaves. O controle de disparo das chaves foi modelado utilizando linhas de código em um bloco *S-Function* e os demais sistemas em representações de diagrama de blocos. A Figura 5.5 mostra o diagrama completo para a simulação do GRCM

Figura 5.5 - Diagrama completo do modelo computacional.

A Figura 5.6 mostra o modelo computacional para o conversor alternativo CS modelado com elementos do *Toolbox SimPowersys* do *Simulink*. Todas as fases do GRCM são ligadas a um único barramento de entrada e a um único de saída, por onde flui a potência das três fases. O acionamento das chaves controladas é realizado em função da posição angular, e na prática pode ser feito através de sensores ópticos acoplados ao eixo da máquina.

A estratégia de modelagem computacional permite a avaliação do comportamento do conversor sob diferentes condições, como velocidade, tensão de excitação e outros.

Figura 5.6 - Modelo computacional do CS.

O modelo matemático do GRCM é avaliado usando um sistema computacional contendo as equações de sua dinâmica, em que as entradas são a tensão da fase e a velocidade angular. As saídas são as correntes nas fases, conjugado mecânico e posição do rotor, Figura 5.7. Este conjunto de valores é usado para a junção do acionamento do CS com a dinâmica da máquina, e a cada passo iterativo os valores das variáveis são realimentados.

Figura 5.7 - Modelo computacional *Simulink* da dinâmica de funcionamento.

Na Figura 5.8 está representado o controle dos disparos das chaves controladas. O dado de entrada é a posição angular do GRCM. Com o devido tratamento e considerando o perfil de indutância e características construtivas, é realizado o controle dos disparos das chaves controladas. O pulso de acionamento das chaves controladas e a própria posição angular são as saídas desse sistema.

Figura 5.8 - Modelo computacional (S-Function) controle de acionamento das chaves controladas.

O controle dos disparos das chaves controladas é a única etapa da modelagem computacional realizada através de linhas de código (*S-Function*). A Figura 5.9 apresenta o diagrama das etapas deste controle.

Como a variável de entrada é a posição angular, o sinal recebido é tratado e condicionando em períodos desejáveis. Isso torna possível a busca dos valores da indutância e de sua derivada pela posição angular. Com as variáveis calculadas, estabelece-se quais os instantes se deseja realizar o acionamento das chaves controladas, o realizando de forma consciente. Toda a lógica de controle, em protótipos é realizada com utilização de sensores

ópticos de posição, que bem posicionados realizam o acionamento real das chaves controladas.

Figura 5.9 - Fluxograma do controle de acionamento das chaves controladas.

Na modelagem computacional, uma etapa importante é a modelagem do enrolamento das fases do gerador, mostrado na Figura 5.10. Neste estágio ocorre a interação do conversor estático com a dinâmica do GRCM, Figura 5.7, necessárias para que ocorra o funcionamento correto da modelagem do CS.

Figura 5.10 - Modelo computacional da bobina de fase.

Para esta modelagem computacional foi utilizado o perfil real de variação de indutância obtido por meio do ensaio experimental de rotor bloqueado detalhado no Item 4.3 e com o perfil mostrado na Figura 4.6. Este ensaio promove a inserção do efeito da saturação

magnética para vários valores de correntes ao modelo, propiciando que a simulação seja coerente com a realidade.

Na Figura 4.6 observa-se uma diminuição dos valores máximos de indutância (posição de total alinhamento) com o aumento da corrente evidenciando que o GRCM sofre bastante influência da saturação magnética. Por apresentar acionamento simultâneo das fases, aumentam-se os níveis de fluxo magnético que é submetido material ferromagnético, forçando-o a atuar acima do ponto ótimo da curva de magnetização do material. Com isso grande incremento de correntes corresponde a pequenas variações de fluxo magnético, o seja, a máquina está operando em modo saturado.

5.3 Resultados de simulação

Com o modelo computacional detalhado no Item 5.2, foram realizadas simulações sobre diferentes aspectos tais como: variação de velocidade, variação de carga e variação de tensão de excitação. Estes ensaios simulados visavam conhecer o comportamento de geração do GRCM. Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos para uma velocidade de 1500 rpm.

Para a modelagem o GRCM supre uma carga de $11,1 \, \Omega$ em paralelo com capacitor de 18 mF. Para as chaves foram utilizados MOSFET do *Toolbox SimPowersys* do *Simulink*, com resistência interna de $0,2 \, \Omega$ e diodos com resistência interna de $0,011 \, \Omega$ com queda de tensão de 0,8 V, que são os valores especificados em *datasheet* para o MOSFET IRFP240 e o diodo SKR26/08. Já que fazem parte do circuito seus valores foram considerados na análise computacional. O enrolamento das fases consta com resistência de $0,33 \, \Omega$ cada fase, com seu perfil de indutância mostrado na Figura 4.6. Uma fonte CC ajustada com tensão constante de 35 V foi utilizada como sistema de excitação das bobinas de fase.

5.3.1 Resultados dinâmicos de simulação

A estratégia empregada foi adotar um acionamento simultâneo das fases durante um período correspondente a 30 graus. Visando melhor desempenho do modelo computacional, vários testes foram realizados variando-se a posição de início de excitação. A posição que obteve melhor desempenho foi alcançada iniciando-se a excitação da fase a 10 graus antes da posição de total alinhamento. Este ponto é onde o GRCM testado trouxe maior volume de geração.

Da mesma forma que foi realizado teste para verificar o melhor ponto para início da excitação da fase, também foi realizados testes para verificar o desempenho do GRCM quanto à variação do período em que a fase permanecerá excitada, denominada de janela de condução. Variou-se a janela de condução de 10 graus até 30 graus e constatou-se que a melhor geração ocorre com a janela de condução em 30 graus. Portanto, o período de excitação de cada fase dura 30 graus após o início de condução dos MOSFET. A partir deste ponto começa o ciclo de geração da máquina.

A Figura 5.11 mostra o perfil de corrente para uma fase. É indicando o pulso de condução das chaves controladas, a corrente na fase (que corresponde à corrente de excitação com a corrente gerada na fase), e o perfil real da indutância. As fases do GRCM são acionadas simultaneamente, não sendo possível apresentar o comportamento das três fases (acontece à sobreposição do sinal). No entanto o comportamento das demais fases é análogo ao da Figura 5.11. Fica claro a existência de um período de corrente nula, evidenciando a dinâmica de geração pulsante desta máquina.

Figura 5.11 - Janela de condução da fase e correntes de excitação e de geração.

A Figura 5.12 mostra a dinâmica de funcionamento das fases da máquina. No período em que a chave controlada do conversor está conduzindo, a tensão resultante na bobina é a tensão CC de excitação, menos a perda ocasionada pela resistência interna da chave. Isso explica a pequena queda na parte superior do gráfico. Nesse mesmo intervalo a corrente na fase aumenta até cessar o período de excitação. No período de geração, a chave controlada não está conduzindo, o diodo entra em condução e entrega à carga a energia gerada pela bobina da fase, juntamente com a energia advinda da fonte de excitação.

A Figura 5.13 mostra os perfis de tensão e corrente no barramento CC de excitação do sistema. Os picos de correntes representados estão com maior amplitude aos picos de corrente de fase. Com acionamento simultâneo das bobinas do GRCM, promove a soma das componentes de correntes das três fases, justificando a elevação de valores de pico. A Figura 5.14 faz a comparação entre as duas correntes.

Figura 5.12 - Dinâmica de funcionamento de uma fase.

Figura 5.13 - Tensão e corrente de excitação.

A Figura 5.15 mostra as variáveis envolvidas no conjugado eletromagnético das fases. Cada pulso de corrente gera um pulso de conjugado eletromagnético e este pulso termina quando o perfil da corrente está com valor nulo. A dinâmica adotada para o acionamento ocasiona o aparecimento de corrente no período onde a derivada da indutância pela posição angular é positiva, o que contribui para o aparecimento de conjugado eletromagnético positivo, motorizando a máquina durante alguns instantes.

Figura 5.14 - Corrente na fase e corrente no barramento CC.

Para o aparecimento de conjugado eletromecânico no GRCM é necessário que uma força primária forneça conjugado mecânico ao eixo. Quando o sistema está em equilíbrio, o conjugado eletromagnético tem a mesma magnitude do conjugado mecânico, mas opostos, descontado as perdas no sistema. A Figura 5.16 mostra o perfil oscilante do conjugado mecânico, com valor médio em 0.94 N.m.

Figura 5.15 - Conjugado eletromagnético.

Figura 5.16 - Conjugado mecânico.

A Figura 5.17 mostra os perfis de corrente e tensão que são entregues a carga. Como se trata de uma máquina de acionamento sequencial, o GRCM sofre com descontinuidades de energia gerada. Para suavizar essas descontinuidades foi empregado um capacitor em paralelo com a carga, o qual fornece energia à carga quando a máquina não o faz.

A Figura 5.18 mostra a ação do capacitor colocado em paralelo com a carga. Durante a geração este capacitor é carregado, suprimindo corrente à carga entre dois pulsos de geração, conseguindo manter a corrente estável. A corrente na carga é constante em torno de 6A pela ação do capacitor sobre a tensão.

Figura 5.17 - Tensão e corrente na carga.

Figura 5.18 - Ação do capacitor na carga.

5.3.2 Resultados simulados de desempenho

A Figura 5.19 mostra os laços de magnetização do GRM durante os ciclos de geração de energia em uma fase. A região que ocorre a sobreposição dos laços representa o funcionamento da máquina em equilíbrio. Cada pulso de corrente na fase representa um laço de magnetização que são proporcionais à energia envolvida no sistema. A Figura 5.19 aponta valores máximos de corrente, no equilíbrio, próximo a 8 A, o que também pode ser observado na Figura 5.11.

A Figura 5.20 apresenta a potência instantânea e potência média na entrada elétrica do barramento CC de alimentação do sistema GRM.

Figura 5.19 - Laços de geração.

Figura 5.20 - Potência instantânea e potência média de excitação.

O perfil inconstante da potência instantânea é devido à característica de corrente pulsante nesses tipos de geradores. O valor médio é de 317 W, destacado em preto na Figura 5.20.

Como o sistema GRCM apresenta duas entradas de energia, uma elétrica e uma mecânica, a Figura 5.21 mostra a potência mecânica necessária para a conversão eletromecânica de energia do GRCM. Assim como o conjugado mecânico e conjugado eletromagnético a potência mecânica apresenta regime bastante oscilante tendo pontos de máximos por volta de 700 W, com a potência média de 141,3 W, linha preta destacada na Figura 5.21.

Figura 5.21 - Potência mecânica instantânea e potência mecânica média.

A potência elétrica de saída é transferida para uma carga resistiva associada na saída do gerador. A Figura 5.22 expõe a potência elétrica na saída do GRCM. Os valores apresentados são referentes a interações dos valores de correntes e tensões das fases. Na saída do GRCM, após o equilíbrio tem-se um valor médio de 378,1 W.

A potência de saída elétrica é resultado da influência mútua da potência elétrica de entrada com a potência mecânica, que com o devido acionamento, promove a conversão eletromecânica de energia.

Figura 5.22 - Potência instantânea e média gerada.

Os valores médios de potência de entrada média, potência mecânica média, potência de excitação média, potência elétrica de saída média e potência elétrica gerada média para o GRCM são mostrados na Figura 5.23. A potência mecânica é calculada pelo produto da velocidade angular pelo conjugado mecânico. A potência de excitação é aferida diretamente no barramento CC de excitação. A potência de entrada é a soma da potência de excitação com a potência mecânica. A potência elétrica de saída é medida diretamente nos terminais da carga e a potência elétrica gerada é a potência elétrica de saída subtraído da potência de excitação. Após entrar em regime estável de funcionamento os valores de potências médias aferidas no GRCM são:

Potência de excitação:

316,8 W

Potência mecânica:	141,3 W
Potência de entrada:	458,1 W
Potência elétrica gerada:	61,5 W
Potência elétrica de saída:	378,1 W

Figura 5.23 – Potência de entrada média, potência mecânica média, potência de excitação média e potência elétrica de saída média.

Como o foco é atender cargas em CA, mesmo com alguma oscilação nos perfis de corrente e tensão, com a inserção de inversor PWM na saída do GRCM é possível prover energia CA de qualidade para as cargas convencionais.

Para o GRCM o rendimento pode ser calculado como:

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{ent}} = \frac{P_{saída}}{P_{exc} + P_{mec}} \quad (5.1)$$

onde: η é o rendimento,

$P_{saída}$ é a potência de saída elétrica média,

P_{ent} é a potência de entrada média,

P_{exc} é a potência de excitação média e

P_{mec} é a potência mecânica média.

O sistema simulado apresenta grande eficiência. O GRCM, em simulação, apresenta rendimento de 82,53% para a velocidade de 1500 rpm, podendo este valor mudar para cada ponto de operação da máquina.

É importante ressaltar que estes níveis de rendimento irão cair ao partir para ensaios experimentais. Aparecerão perdas por aquecimento da máquina, cabos, e componentes semicondutores, perdas por correntes parasitas de Foucault perdas por ruídos e vibrações que o modelo computacional não contempla. Portanto, na prática, o rendimento tende a diminuir.

5.3.3 Simulação de geração para canais independentes.

O GRCM consta com três fases independentes, tornando possível o suprimento de energia para cargas diferentes (OLIVEIRA et. al., 2010). Para confirmação da afirmação foi realizado um modelo computacional onde cada fase alimenta uma carga diferente. Para mostrar a dinâmica independente, cada fase foi analisada com valores diferentes de carga, com 10 Ω , 15 Ω e 20 Ω para as fase 1, fase 2 e fase 3 respectivamente. O modelo computacional do CS com canais independentes é apresentado na Figura 5.24.

Figura 5.24 - Modelo computacional para o conversor em meia ponte assimétrica com canais independentes.

A dinâmica de funcionamento das fases do GRCM é mostrada na Figura 5.25. Com canais separados, alimenta cargas diferentes, o que justifica a mudança no perfil das curvas de geração para cada fase. É notória, nestes perfis, a dependência da carga a qual suprem energia. Para cada fase a corrente é expressa pela parcela vinda da fonte CC de excitação (o que justifica o nível CC nas curvas) e pela parcela de energia fornecida pela FCEM (responsável pelo perfil oscilante da curva).

Figura 5.25 - Dinâmica de funcionamento das fases do GRCM com canais isolados.

A Figura 5.26 apresenta o diagrama do CS ativo no período de geração da máquina alimentando canais independentes. Como apresenta diodo no circuito ativo de cada fase fica

impossibilitada a circulação de corrente entre os ramos das fases, não tendo interação das FCEM geradas por cada fase. Com auxílio da Figura 5.26 tem-se que para canais independentes a corrente nos terminais das bobinas durante o período de geração pode ser expressa por:

$$i_{fg} = \frac{Fonte_{cc}}{(R + jX_c)} + \frac{FCEM}{(R + jX_c)} \quad (5.2)$$

Figura 5.26 - Diagrama do CS ativo no período de geração da máquina alimentando canais independentes.

Capítulo 6

Projeto do protótipo GRCM

Com o intuito de promover a validação do modelo computacional proposto no Capítulo 5, um protótipo de GRCM foi projetado, e submetido a testes experimentais em uma bancada em laboratório.

Por se tratar de uma máquina especial, os trabalhos que abordam projetos da MRC são pouco encontrados na literatura especializada, podendo ser citado: (KRISHNAN, 2001; TEIXEIRA, 2008; COSTA, 2004 e LAWRENSON et. al., 1980). Adicionalmente, o projeto de sua configuração como gerador consiste de um tópico de investigação ainda mais raro. Assim, o presente trabalho procura adaptar os procedimentos de projeto de motores a relutância chaveado para obter dimensões de um GRCM

Não há um consenso sobre a escolha do número de fases, número de pólos de estator e rotor e das dimensões dos arcos polares. No entanto, segundo (LAWRENSON et. al., 1980), há uma faixa de valores que se alcança o melhor desempenho da máquina, visto que todos os parâmetros de projetos apresentados influenciam decisivamente no circuito magnético, nas perdas do núcleo, no ciclo de chaveamento e no perfil de indutância.

6.1 Parâmetros de projeto

Normalmente, os projetos de máquinas a relutância sugerem a utilização de um método que se apóia em um conjunto de especificações preliminares desejado ao protótipo. Por meio desses dados iniciais pré-estabelecidos obtém as dimensões físicas da máquina.

Para o projeto foi escolhido a topologia de uma máquina a relutância monofásica 6×6 , com o resumo das especificações iniciais ilustrado na Tabela 1. Diante a escassez de trabalhos sobre projetos de GRC na literatura especializada, todo o projeto foi realizado utilizando a o modo motor da máquina a relutância, e devido sua característica dual, foi realizada a montagem do protótipo em bancada de teste operando em modo gerador.

Tabela 1 - Especificações iniciais do MRC

Parâmetro	Valor inicial especificado
Número de pólos do estator	6 pólos
Número de pólos do rotor	6 pólos
Número de fases	3 fases
Potência mecânica	1 kW
Velocidade nominal	1300 rpm

6.1.1 Obtenção do diâmetro interno do estator

Geralmente, os projetos de máquinas elétricas partem de uma grandeza de saída que se deseja para o sistema. No projeto de MRC não é diferente, sendo comumente utilizada a potência de saída para este fim.

Segundo (TEIXEIRA, 2008) o conjugado de saída para o motor a relutância é obtido pela interação da potência de saída da máquina com a velocidade nominal de funcionamento, de tal forma que:

$$T_s = \frac{P_s}{\omega_n \cdot \frac{\pi}{30}} \quad (6.1)$$

Onde T_s é o conjugado mecânico de saída,

P_s é a potência mecânica de saída,

ω_n é a velocidade nominal de operação.

Com auxílio da Tabela 1 de parâmetros pré-determinados, conclui-se que, para este projeto:

$$T_s = \frac{1kW}{1300rpm \cdot \frac{\pi}{30}} = 7,35N \cdot m \quad (6.2)$$

Adicionalmente, a potência mecânica nominal para um motor de relutância apresentada por (KRISHNAN, 2001) é expressa por:

$$P_s = k_e \cdot k_t \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k \cdot B \cdot D_{int}^3 \cdot C_e \cdot \omega_n \quad (6.3)$$

Onde k_e representa a eficiência da conversão eletromecânica da máquina,

k_t representa o ciclo do trabalho da máquina,

k_1 é uma constante expressa por: $\frac{\pi^2}{120}$,

k_2 representa a eficácia construtiva da máquina,

k é a constante de aplicação da máquina,

B é densidade magnética no material ferromagnético,

C_e é o carregamento específico.

O projeto admite-se uma eficiência de conversão eletromecânica (k_e) com o valor de 0,7.

O ciclo de trabalho (k_t) é uma constante que está associada com a forma de se realizar o acionamento da máquina e expressa por:

$$k_t = \frac{\theta_c}{2 \cdot \pi} \cdot q \cdot N_r \quad (6.4)$$

onde θ_c é o ângulo de condução de fase,

q é a quantidades de fases do MRC,

N_r representa o número de pólos do rotor.

Aceito que o ângulo de condução da fase (θ_c) acontece durante todo o ciclo de crescimento da indutância, tem-se que :

$$\theta_c = \frac{\pi}{6} \quad (6.5)$$

então:

$$k_t = \frac{\pi/6}{2 \cdot \pi} \cdot 3 \cdot 4 = 1 \quad (6.6)$$

A eficácia construtiva da máquina (k_2) depende de dimensões da máquina, da curva de magnetização do material ferromagnético, e corrente de fase (TEIXEIRA, 2008). Para cada ponto de operação da máquina há um (k_2) fixo, que está compreendido entre 0,65 e 0,75, sendo escolhido para este projeto o valor de 0,72.

O valor da densidade de campo magnético (B) é o valor específico do joelho da curva de magnetização do material ferromagnético. O material utilizado foi o aço elétrico de grão não orientado modelo 50PN470 fabricado pela empresa sul-coreana *Pohang Iron and Steel Company (POSCO)*. O aço consta com densidade magnética máxima de 1,64T, porém nos cálculos do projeto foi utilizado o valor de 1,5T, permitindo uma pequena margem de segurança para a saturação do aço.

A constante de aplicação da máquina (k) está relacionada à estabilidade mecânica do sistema, e segundo (TEIXEIRA, 2008 e KRISHNAN, 2001) seus valores variam conforme a Tabela 2.

Tabela 2 - Valores típicos da constante de aplicação (k)

Servomecanismos	$1 < k < 3$
Não Servomecanismo	$0,25 < k < 0,7$

Como se deseja projetar um motor não servo motor, o valor de (k) escolhido foi: 0,7.

Para o projeto foi adotado o valor de 35000 para o carregamento específico (C_e), mas pode estar compreendido dentro da faixa:

$$2500 < C_e < 90000 \quad (6.7)$$

Reescrevendo a Equação (6.3) tem-se:

$$D_{\text{int}}^3 = \frac{P_s}{k_e \cdot k_t \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k \cdot B \cdot C_e \cdot \omega_n} \quad (6.8)$$

logo

$$D_{\text{int}} = \sqrt[3]{\frac{P_s}{k_e \cdot k_t \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k \cdot B \cdot C_e \cdot \omega_n}} \quad (6.9)$$

Substituindo os valores das variáveis na Equação (6.9) surge:

$$D_{\text{int}} = \sqrt[3]{\frac{1000}{0,7 \cdot 1 \cdot \left(\frac{\pi^2}{120}\right) \cdot 0,72 \cdot 0,7 \cdot 1,5 \cdot 35000 \cdot 1300}} = 80\text{mm} \quad (6.10)$$

6.1.2 Diâmetro externo do estator

Conforme (KRISHNAN, 2001 e TEIXEIRA, 2008) o diâmetro externo (D_{ext}) da máquina se relaciona com o (D_{int}) de forma que seu valor fique compreendido na faixa:

$$0,4 < \frac{D_{\text{int}}}{D_{\text{ext}}} < 0,7 \quad (6.11)$$

Disposto a utilizar uma carcaça de motor de indução trifásico comercial W22 WEG, modelo 100L, para facilitar o alinhamento e montagem do protótipo, o (D_{ext}) do protótipo

deve ser igual ao do diâmetro especificado pelo fabricante da carcaça. Assim o valor do (D_{ext}) é apresentado como:

$$D_{ext} = \frac{D_{int}}{0,5} \quad (6.12)$$

portanto:

$$D_{ext} = \frac{80}{0,5} = 160mm \quad (6.13)$$

6.1.3 Cálculo do entreferro

Para o melhor rendimento do protótipo, recomenda-se um menor entreferro (g) possível. Porém, ao se diminuir o (g) se esbarra em dificuldade de montagem da máquina pela grande precisão requisitada. Em (BORGES, 2002 e COSTA, 2004) é indicado o valor de (g) que não ultrapasse 0,5% do diâmetro interno da máquina (D_{int}). Utilizou-se 0,375% do valor de (g) para este projeto, portanto:

$$g = 0,00375 \cdot D_{int} \quad (6.14)$$

Substituindo o valor da variável na Equação (6.14) obtém-se:

$$g = 0,00375 \cdot 80 = 0,3mm \quad (6.15)$$

6.1.4 Diâmetro do rotor

De posse dos valores de (D_{int}) e (g) o diâmetro do rotor (D_{rot}) pode ser calculado como:

$$D_{rot} = D_{int} - 2 \cdot g \quad (6.16)$$

$$D_{rot} = 80 - 2 \cdot 0,3 = 79,4mm \quad (6.17)$$

6.1.5 Comprimento de pilha

O comprimento da pilha da máquina é calculado pelo produto da constante de aplicação (k) e pelo diâmetro interno (D_{int}) da máquina. Matematicamente é:

$$L_p = k \cdot D_{\text{int}} \quad (6.18)$$

$$L_p = 0,7 \cdot 80 = 56\text{mm} \quad (6.19)$$

Para evitar perdas no material magnético, a estrutura magnética utilizada é laminada, e empilhada de tal forma que:

$$L_p = k_l \cdot l_l \quad (6.20)$$

Onde k_l é o número de chapas de aço laminadas,

l_l é a espessura das chapas de aço laminadas.

Como o aço POSCO 50NP470 é fabricado com $l_l = 0,5\text{mm}$, foi utilizado 110 chapas de aço para o empilhamento. Portanto o comprimento de pilha (L_p) para este projeto é:

$$L_p = 110 \cdot 0,5 = 55\text{mm} \quad (6.21)$$

6.1.6 Arco polar do estator

Segundo (KRISHNAN, 2001 e Miller, 2001), para motores regulares onde o arco polar do estator (β_e) é menor ou igual ao arco polar do rotor (β_r), ou seja, $\beta_e \leq \beta_r$ o menor valor, em graus, para (β_e) é representado por:

$$\min[\beta_e] = \frac{2 \cdot 180}{q \cdot N_r} \quad (6.22)$$

Portanto o valor utilizado para β_e é:

$$\beta_e = \frac{2 \cdot 180}{3 \cdot 4} = 30^\circ \quad (6.23)$$

6.1.7 Arco polar do rotor

Respeitando a condição de que o arco polar do rotor deve ser maior ou igual ao arco polar do estator, ou seja, $\beta_r \geq \beta_e$, neste projeto foi adotado o valor de $\beta_r = 30^\circ$

6.1.8 Largura do pólo do estator

Uma vez definidos os valores do entreferro, do ângulo do pólo do estator e o diâmetro interno da máquina, a largura do pólo do estator (l_{pe}) pode ser encontrada por meio do triângulo BÂC destacado na Figura 6.1.

Desta forma o (l_{pe}) pode ser expresso por:

$$l_{pe} = D_{\text{int}} \cdot \text{sen}\left(\frac{\beta_e}{2}\right) \quad (6.24)$$

Substituindo as variáveis na Equação (6.24) obtém-se:

$$l_{pe} = 80 \cdot \text{sen}\left(\frac{30}{2}\right) = 20,71\text{mm} \quad (6.25)$$

Figura 6.1 - Aproximação da largura de pólo do estator.

6.1.9 Largura do pólo do rotor

De forma semelhante ao calculo de (l_{pe}), a largura do pólo do rotor (l_{pr}) pode ser calculada por meio do triângulo DÊF apresentado na Figura 6.2.

Figura 6.2 - Aproximação da largura de pólo do rotor.

Assim tem-se que:

$$l_{pr} = (D_{int} - 2 \cdot g) \cdot \text{sen} \left(\frac{\beta_r}{2} \right) \quad (6.26)$$

Substituindo o valor de (D_{int}) e de (β_r) na Equação (6.26) obtém-se:

$$l_{pr} = (80 - 2 \cdot 0.3) \cdot \text{sen} \left(\frac{30^\circ}{2} \right) = 20.,55mm \quad (6.27)$$

6.1.10 Culatra do estator

O comprimento da culatra do estator (Y_e) deve permitir que a densidade de fluxo magnético nos caminhos magnéticos que interligam os pólos do estator não ultrapasse a densidade de fluxo nos pólos do estator (COSTA, 2004). Portanto, segundo (KRISHNAN, 2001) o valor de (Y_e) esta compreendido na faixa:

$$l_{pe} > Y_e > 0,5 \cdot l_{pe} \quad (6.28)$$

sendo:

$$Y_e = y_e \cdot l_{pe} \quad (6.29)$$

onde (y_e) é um fator multiplicativo compreendido dentro da faixa apresentada na Equação (6.28).

Segundo (TEIXEIRA, 2008) é aconselhável a escolha dos valores de (Y_e) mais próximos dos valores de (l_{pe}) para melhor estabilidade mecânica e minimização de ruídos acústicos. Para o protótipo foi adotado $y_e = 0,6$, logo:

$$Y_e = 0,6 \cdot 20,71 = 12,42mm \quad (6.30)$$

6.1.11 Culatra do rotor

A culatra do rotor (Y_r) é calculada utilizando o mesmo procedimento para o cálculo de (y_e) , Item 6.1.10.

O valor de (Y_r) deve estar deve respeitar a condição de:

$$0,5 \cdot l_{pe} < Y_r < 0,75 \cdot l_{pe} \quad (6.31)$$

sendo

$$Y_r = y_r \cdot l_{pe} \quad (6.32)$$

onde (y_r) é o fator multiplicativo presente dentro da variação apresentada na Equação (6.31).

Para o projeto foi admitido que $y_r = y_e$, assim

$$Y_r = Y_e = 12,42mm \quad (6.33)$$

6.1.12 Diâmetro do eixo da máquina

Segundo (COSTA, 2004) o diâmetro do eixo (D_{eixo}) pode ser definido pela equação a seguir:

$$D_{eixo} = D_{int} - 2 \cdot (h_r + Y_r) \quad (6.34)$$

A montagem do protótipo está prevista pra ser realizada na carcaça 100L WEG. Esta carcaça é constituída por um rotor com 34,9mm de diâmetro e este foi o eixo utilizado para a montagem. Assim para este projeto $D_{eixo} = 34,9mm$.

6.1.13 Altura do pólo do rotor

Segundo (MILLER, 2001) é recomendado que a altura do pólo do rotor (h_r) ultrapasse 20 vezes o valor de (g) para se garantir uma boa relação de indutância máxima por indutância mínima de fase. Adicionalmente esta recomendação promove que ao deslizar dos pólos a indutância mínima seja minimizada (COSTA, 2004).

Com esta recomendação adotou-se (h_r) sendo:

$$h_r = 32,77 \cdot g \quad (6.35)$$

$$h_r = 32,77 \cdot 0,3 = 9,83mm \quad (6.36)$$

O (h_r) pode ser calculado por meio dos parâmetros obtidos nos tópicos anteriores deste capítulo, e em (KRISHNAN, 2001 e TEIXEIRA, 2008) e apresentado como:

$$h_r = \frac{D_{rot} - 2 \cdot Y_r - D_{eixo}}{2} \quad (6.37)$$

Substituindo as variáveis da Equação (6.37) obtém-se:

$$h_r = \frac{79,4 - 2 \cdot 12,42 - 34,9}{2} = 9,83mm \quad (6.38)$$

6.1.14 Altura do pólo do estator

A altura do pólo do estator (h_e) pode ser obtida pelos parâmetros encontrados nos tópicos anteriores deste capítulo e pode ser calculada por:

$$h_e = \frac{D_{ext} - 2 \cdot (Y_e + g) - D_{rot}}{2} \quad (6.39)$$

Usando os valores calculados na equação tem-se:

$$h_e = \frac{180 - 2 \cdot (12,42 + 0,3) - 79,4}{2} = 27,58mm \quad (6.40)$$

A Figura 6.3 apresenta os detalhes das lâminas do estator e do rotor. As medidas estão em milímetros para aumentar a precisão durante o corte e empilhamento das lâminas. Nas lâminas de estator foi adicionado três cortes para encaixe de linguetas que facilitam a etapa de montagem e alinhamento da máquina.

Figura 6.3 - Detalhes de projeto do protótipo.

6.1.15 Número de espiras de fase.

Em (KRISHNAN, 2001 e TEIXEIRA, 2008) é apresentado um modelo detalhado para o cálculo das espiras de fase (n_e). Todo o desenvolvimento é baseado na Lei Circuitual de Ampère, porém duas exigências contraditórias devem ser respeitadas:

- Pequenas correntes de fase implicam em um maior número de espiras e

- Pequenos valores de resistência e indutância do enrolamento implicam em um menor número de espiras.

Para este projeto de máquina o número de espiras por fase foi feita de forma empírica, sendo adotado o fio 14AWG como condutor. De posse da área entre os pólos de estator, e com a área da seção transversal do condutor é possível calcular a quantidade de espiras que pode preencher a área entre os pólos. Para o protótipo o valor utilizado foi 70 espiras por pólo. Como uma fase é a junção em série de dois pólos diametralmente opostos, a fase é constituída de 140 espiras, portanto $n_e = 140$.

A Tabela 1 apresenta um resumo das dimensões encontradas durante o processo de cálculo do projeto.

Tabela 3 - Resumo das dimensões do protótipo

Parâmetro	Valor
Diâmetro interno do estator	80mm
Diâmetro externo do estator	160mm
Número de pólos do estator	6
Numero de pólos do rotor	6
Entreferro	0,3mm
Diâmetro do rotor	79,4mm
Comprimento da pilha	55mm
Arco polar do estator	30°
Arco polar do rotor	30°
Largura do pólo do estator	20,71mm
Largura do pólo do rotor	23,21mm
Culatra do estator	12,42mm

Culatra do rotor	12,42mm
Diâmetro do eixo	24,9mm
Altura do pólo do rotor	9,83mm
Altura do pólo de estator	27,58mm
Número de espira por fase	140

6.2 Montagem do protótipo GRCM

Após realizar todos os cálculos do dimensionamento da máquina, obteve-se o projeto apresentado na Figura 6.3. Com o projeto foi realizado o corte das lâminas de aço, as quais darão origem à estrutura solida do rotor e estator do GRCM. A Figura 6.4 mostra o corte de uma lâmina da pilha do estator e a Figura 6.5 faz o mesmo para uma lâmina da pilha de rotor.

O projeto apresenta um entreferro de 0,3mm é necessária grande precisão no corte. As chapas do aço POSCO 50PN470, gentilmente cedidas pela empresa Tecumseh do Brasil Ltda, foram encaminhadas para cotes a *laser*, garantindo maior exatidão nas medidas de projeto.

Figura 6.4 - Lâmina da pilha de estator

Figura 6.5 - Lâmina da pilha de rotor

Para o protótipo foram necessárias 110 lâminas de rotor e estator para formar o comprimento de pilha de 55mm calculado.

O aço, em seu estado natural, é bastante sensível as condições de temperatura e umidade, podendo sofrer oxidação e comprometer a qualidade magnética do aço. Para evitar danos após o corte, as lâminas de aço foram encaminhadas para a empresa Tecumseh do Brasil Ltda onde recebeu um tratamento térmico específico, diminuindo a oxidação do material e apurando as qualidades magnéticas.

Posterior ao tratamento térmico, as lâminas de estator devem ser empilhadas e prensadas para resultar em um único pacote solido e maciço. Para isso a Tecumseh do Brasil desenvolveu um aparato experimental único para desempenhar a função de molde para as lâminas. A Figura 6.6 apresenta a parte inferior do molde e a Figura 6.7 mostra a parte superior do molde.

Figura 6.6 - Parte inferior do molde de montagem

As lâminas de estator são colocadas uma sobre as outras no molde. Entre as lâminas é utilizada uma cola especial para garantir a formação de uma única peça ao fim do processo. Após as lâminas receber as camadas de cola, o molde é montado, aparafusado e prensado, excluindo os espaços vazios entre as lâminas, Figura 6.8.

Figura 6.7 - Parte superior do molde de montagem

Figura 6.8 - Dispositivo de montagem do pacote do estator.

Para finalizar o processo, após o empilhamento e prensagem das lâminas, o molde recebe um novo tratamento térmico para a secagem uniforme da cola. O resultado é a formação do pacote de estator sólido que recebe um banho de verniz para evitar corrosão. Todo este processo recebe o nome de bonderização e foi doado pela Tecumseh do Brasil Ltda.

Para facilitar a montagem do pacote de estator bonderizado, foi utilizado a carcaça e eixo comercial 100L do motor W22 WEG. Na montagem, o pacote de estator e as lâminas de rotor foram enviadas para a empresa Eletro Cabral Ltda, por ser representante autorizado WEG e por apresentar prévio conhecimento em montagem de máquinas a relutância. A Eletro Cabral foi responsável por inserção do pacote de estator na carcaça, fixação das lâminas de rotor junto ao eixo e bobinamento da máquina. O resultado é o protótipo GRCM (Figura 6.9) que será estudado detalhadamente no próximo capítulo.

Figura 6.9 - Protótipo GRCM construído.

Capítulo 7

Resultados experimentais

Por ser de natureza dual, a MRC funciona bem como motor ou gerador. No modo motor apresenta uma entrada elétrica e uma saída mecânica. No modo gerador apresenta uma entrada elétrica, responsável por excitar os enrolamentos de fases nos momentos apropriados, e uma entrada mecânica, responsável por prover conjugado mecânico. Com a interação dessas duas entradas surge uma saída elétrica que supre energia à carga. Todas as MRC são intrinsecamente CC e necessitam de um conversor adequado para seu funcionamento.

O Protótipo construído foi projetado e montado inicialmente para funcionamento em modo motor. Devido à ausência de material científico relatando o procedimento adequado para projetos de GRC, o protótipo em questão foi submetido a uma bancada experimental e testes realizados acionando-o no modo gerador de funcionamento.

Este capítulo consiste em apresentar resultados experimentais do protótipo GRCM construído. Em simulações a dinâmica de geração do GRCM, acionando pelo CS foi apresentada e se confirmada experimentalmente o GRCM acionado pelo conversor alternativo pode ser uma alternativa viável de geração de energia.

O GRCM é considerado um desenvolvimento recente com poucos estudos detalhados ao redor do mundo. Na falta de material experimental antecedentes, os testes experimentais começaram com o objetivo de conseguir colocar o GRCM em funcionamento e conseguir retirar energia da máquina, ajustando parâmetros e desconsiderando níveis de geração ou

desempenho. Feito isto o objetivo seguinte foi verificar a coerência dos resultados de simulação, validando-os. Como meta final foi analisar o comportamento da máquina em regime de velocidade variável para uma possível aplicação em geração eólica.

7.1 Bancada experimental de testes

Para a realização dos ensaios experimentais, foi montada uma bancada de testes que é apresentada na Figura 7.1. Maiores detalhes da bancada são mostradas na Figura 7.2, Figura 7.3 e Figura 7.4. Esta bancada é uma bancada inicial de teste, portanto as ligações, conversor, sensoramento e circuitos eletrônicos foram montados de forma rápida, sendo necessárias evoluções para torná-la apresentável e eficiente.

Figura 7.1 - Bancada de testes do GRCM.

Figura 7.2 - Suporte, disco e sensores ópticos de posição do rotor.

Figura 7.3 - Conversor série.

Figura 7.4 - Circuito de disparo das chaves controladas.

Um diagrama funcional da bancada de testes é mostrado na Figura 7.5. A bancada apresenta um motor trifásico Enika de 2,0 HP (Figura 7.6) associado a um inversor de frequência PWM WEG CFW-08 (Figura 7.7) como entrada mecânica do GRCM. A entrada elétrica é formada por uma fonte variável trifásica, uma ponte retificadora trifásica e um banco de capacitor (Figura 7.8) responsável por excitar o GRCM e suprir a carga (Figura 7.9) no período de geração por meio do conversor apresentado na Figura 7.3. Com a interação das duas entradas do sistema o GRCM (Figura 7.10) produz um FCEM que alimenta a carga junto com a fonte de excitação.

Figura 7.5 - Diagrama da bancada de testes.

Figura 7.6 - Motor trifásico Enika 2.0 HP.

Figura 7.7 - Inversor de frequência PWM WEG CFW-08.

Figura 7.8 - Fonte de excitação, fonte retificadora e banco de capacitor.

Figura 7.9 - Carga.

Figura 7.10 - Protótipo GRCM.

7.2 Testes iniciais

O presente trabalho é o precursor, na Escola de Engenharia de São Carlos (EESC-USP), no que tange ao universo de MRC. Em razão da ausência de precedentes na instituição, todo o material experimental desenvolvido foi exaustivamente estudado para ao fim conseguir relatar a operação do GRCM.

Os testes preliminares foram realizados de maneira intuitiva, e serviram para adequar o sistema para o bom funcionamento. Os teste, em sua maioria, demorados e cansativos, buscava obter energia do sistema GRCM implementado, ajustar os ângulos de disparo das chaves controladas, verificar a atuação do conversor e de seus componentes, definir o método de aquisição de dados e por último validar o modelo computacional proposto no Capítulo 5.

Para validação do modelo computacional, resultados importantes merecem ser ressaltados. São os resultados que destacam a dinâmica de geração da máquina. Primeiramente a Figura 7.11 traça um paralelo entre os resultados de tensão da fase obtidos experimentalmente e por meio de simulação. A Figura 7.12 faz o mesmo para a corrente da fase. Ambas foram realizadas a uma velocidade em regime de 1500 rpm com tensão de excitação em torno de 35 V.

Figura 7.11 - Resultado experimental e simulado de tensão da fase.

A disposição dos gráficos está de tal forma que proporciona uma análise comparativa dos dados. Nota-se um bom desempenho da simulação. É observada a semelhança no formato e valores das curvas geradas.

Figura 7.12 - Resultado experimental e simulado de corrente da fase.

7.3 Resultados operacionais do GRCM

Validado o modelo computacional, testes experimentais foram realizados visando mostrar as características operacionais de várias partes do sistema.

Com base nos resultados de simulação a velocidade angular foi mantida em 1500 rpm. Para o teste, a excitação foi feita por uma fonte retificadora trifásica não controlada SEMIKRON SKD 25/12. Em sua entrada CA foi inserido um variador trifásico de tensão. Na saída CC da fonte foi inserido um banco de capacitor eletrolítico de 18 mF. O conversor foi montando com MOSFET IRFP 240 e diodos SKN 26/08 a carga resistiva usada foi de 11.1 Ω

alimentada a partir de um capacitor na saída de 6 mF. As medidas foram feitas por um osciloscópio digital TEKTRONIX 3034B. Os dados obtidos foram salvos e processados no *software* Matlab.

A Figura 7.13 mostra a tensão e corrente de fase antes da ponte retificadora. A ponte retificadora é constituída de diodos e não possibilita o retorno de energia para a fonte trifásica. É possível ver que as ondas estão em fase. De forma adicional a Figura 7.13 também mostra a tensão de linha no lado CA da ponte retificadora.

Figura 7.13 – Tensão de fase, corrente de fase e tensão de linha na entrada CA da ponte retificadora.

A Figura 7.14 mostra o perfil de corrente e tensão no barramento CC que alimenta o CS. Nota-se que ambas as variáveis são oscilatórias com valores médios de 35,1 V e 9.8 A, que fornece uma potência de excitação CC de 344 W para o sistema. Os perfis mostrados apresentam pequenas oscilações de tensão na entrada do CS devido a inserção de um banco de capacitor. Pode-se realizar um paralelo com os resultados simulados apresentados na Figura 5.14. Os perfis de corrente estão bem próximos. Na Figura 5.14 não apresenta oscilação de

tensão pois o modelo computacional apresentado no Capítulo 5 consta com uma fonte CC como entrada elétrica do sistema.

A Figura 7.15 mostra a tensão e corrente em uma bobina de fase da máquina. No período de excitação a tensão na fase é a mesma tensão do barramento CC. Por outro lado, durante o período de geração a FCEM é negativa e fornece energia para carga junto com a ponte retificadora. Na Figura 5.12 apresentou-se as mesmas variáveis porém para os dados simulados e verifica-se o mesmo comportamento.

Figura 7.14 - Tensão e corrente no barramento CC de excitação.

Por causa do acionamento simultâneo das fases do GRCM, ocorre a sobreposição de sinais de corrente de fase, causando a elevação dos valores de pico da corrente no barramento CC. Este fato pode ser facilmente observado na Figura 7.16, enquanto que os resultados simulados são mostrados na Figura 5.14

Figura 7.15 - Tensão e corrente na bobina da fase.

Figura 7.16 - Corrente do barramento CC e corrente da fase.

A Figura 7.17 mostra a corrente e o pulso de tensão da chave controlada (representa a janela de condução) em uma fase. É possível observar no resultado experimental a separação do período de excitação, compreendido dentro do pulso da chave, e o período de geração, fora do pulso.

Figura 7.17 - Janela de condução e corrente da fase.

A tensão e os níveis de corrente na carga, obtidos em consequência das variáveis de entrada do processo de geração, são mostrados na Figura 7.18. Seus valores médios foram de 65,2 V e 6,0 A, respectivamente, com 391,2 W de potência total entregue à carga. Como a potência de excitação foi de 344 W, a potência elétrica gerada pelo sistema GRCM ficou em 47,2 W, incluindo todas as perdas do processo.

É relevante mencionar que o nível de potência gerada experimentalmente é um pouco menor do que ao modelo simulado, devido a algumas perdas não consideradas na simulação, tais como: o aquecimento da máquina, cabos e componentes semicondutores; correntes

parasitas de Foucault, ruídos e vibrações. Além disso, a resistência agregada ao sistema devido aos cabos, conexões e equipamentos de medições não são consideradas no modelo.

Figura 7.18 - Tensão e corrente na carga.

7.4 Testes com variação de velocidade

Testes realizados mostraram que o GRCM consegue bons níveis de geração em várias outras velocidades, sugerindo que o GRCM pode funcionar bem em regime de velocidade variável.

Para verificar o comportamento da potência gerada pelo GRCM em velocidade variável, varias aferições foram realizadas mantendo a tensão de excitação constante em 35V e variando a velocidade angular de 800 rpm a 5000 rpm. A Tabela 4 apresenta os valores de correntes, tensões, e potências para cada uma das velocidades analisadas. Uma curva que

descreve o perfil de geração em relação a velocidade angular foi então realizada e mostrada na Figura 7.19.

Tabela 4 - Valores de correntes, tensões, e potências em velocidade variável.

ω (RPM)	EXCITAÇÃO		CARGA		POTÊNCIAS		
	Corrente (A)	Tensão (V)	Corrente (A)	Tensão (V)	ENTRADA (W)	SAIDA (W)	GERADA (W)
800	13.4	35.2	6.1	67.4	471.68	411.14	0
900	12.8	35.1	6.3	69.4	449.28	437.22	0
1000	12.3	35.1	6.3	69.8	431.73	439.74	8.01
1100	11.8	35.2	6.3	69.9	415.36	440.37	25.01
1200	11.3	35.2	6.3	69.7	397.76	439.11	41.35
1300	10.8	35.2	6.2	68.2	380.16	422.84	42.68
1400	10.3	35.2	6.1	66.6	362.56	406.26	43.7
1500	9.8	35.1	6	65.2	343.98	391.2	47.22
1600	9.5	35.2	5.8	64	334.4	371.2	36.8
1700	9.1	35.3	5.7	62.5	321.23	356.25	35.02
1800	9.1	35.2	5.7	62.4	320.32	355.68	35.36
1900	9.1	35.1	5.7	62.4	319.41	355.68	36.27
2000	9.1	35.2	5.7	62.6	320.32	356.82	36.5
2100	9.2	35.1	5.7	62.9	322.92	358.53	35.61
2200	9.2	35.1	5.7	63.2	322.92	360.24	37.32
2300	9.3	35.2	5.8	63.5	327.36	368.3	40.94
2400	9.3	35.1	5.8	63.4	326.43	367.72	41.29
2500	9.4	35.2	5.8	63.9	330.88	370.62	39.74
2600	9.5	35.2	5.8	64	334.4	371.2	36.8
2700	9.5	35.1	5.8	64.1	333.45	371.78	38.33

2800	9.6	35.2	5.8	64.3	337.92	372.94	35.02
2900	9.6	35.1	5.9	64.5	336.96	380.55	43.59
3000	9.7	35.2	5.9	64.7	341.44	381.73	40.29
3500	9.9	35.1	5.9	65.1	347.49	384.09	36.6
4000	10.2	35.1	6	65.9	358.02	395.4	37.38
4500	10.5	35.2	6.1	66.8	369.6	407.48	37.88
5000	10.8	35.2	6.2	67.6	380.16	419.12	38.96

Os valores de potência gerada são dependentes dos valores das variáveis de excitação e da velocidade de funcionamento. Visto isso, um algoritmo pode ser criado para realizar o controle de geração da máquina. O GRCM apresentar índices razoavelmente estáveis de geração após 2500 rpm, e torna a implementação deste controle menos trabalhosa. Os níveis de geração serão mais dependentes da potência de excitação do que da velocidade.

Figura 7.19 - Perfil de geração com velocidade variável.

A tensão de saída é outra variável que pode ser controlada. A Figura 7.20 apresenta uma curva experimental de tensão gerada em relação a velocidade angular. Da mesma forma que na curva de potência gerada, deve-se notar a tensão de saída mantém-se com pouca variação após 2000rpm, facilitando o seu controle.

Figura 7.20 - Tensão de saída com velocidade variável.

Pelos resultados obtidos, verifica-se que o GRCM apresenta uma dinâmica de geração estável em velocidade variável, ele pode ser um candidato a ser empregado em sistemas de geração eólica, que tem a característica fortemente variável de velocidade.

Capítulo 8

Conclusões

Foi investigado que uma MRC pode funcionar bem como gerador. Um GRCM foi projetado, simulado, implementado e testado nesta função. Todas as etapas propostas no Capítulo 1 foram realizadas destacando os seguintes resultados:

- Um modelo matemático de GRCM foi apresentado no Capítulo 3 com objetivo de permitir realização de sua modelagem dinâmica por meio de simulações. Destaca-se a Equação (3.25), por apresentar a forma matricial do modelo matemático inserido nas simulações.
- Uma modelagem computacional foi apresentada no Capítulo 5 utilizando *Matlab Simulink*. Fez-se a comunicação entre diferentes partes do sistema GRCM, interligando o barramento CC, o acionamento, a dinâmica da máquina e o controle de disparo das chaves controladas. Como resultado foi apresentado às características do GRCM em varias partes do sistema. Trata-se de uma simulação dinâmica complexa em que até dados de saturação magnética, adquiridos por meio de ensaio experimental de rotor bloqueado e mostrados na Figura 4.6, foram inseridos para propiciar melhor resposta. Os resultados de simulação computacionais demonstraram que uma MRC pode ser empregada em aplicações especiais como geradores monofásicos, tratando-se de uma

máquina caracterizada pela sua simplicidade construtiva e de operação, bem como robustez e de baixo custo.

- Um projeto de GRCM foi apresentado no Capítulo 6. Todos os cálculos das dimensões do protótipo GRCM foram obtidos baseando-se no procedimento empregado para motores a relutância chaveados, diante da dificuldade de acesso trabalhos científicos correlatos a projeto de GRC. Posterior ao projeto foi apresentado à montagem do protótipo GRCM, detalhando cada etapa do processo, com destaque para a Figura 6.9 que mostrou o protótipo finalizado.
- Pela necessidade de validação da modelagem computacional, uma bancada de testes foi criada em laboratório e apresentada no Capítulo 7. Na Figura 7.11 e na Figura 7.12 foram apresentados resultados importantes que comparam os resultados simulados com os resultados experimentais obtidos. Houve grande semelhança no formato e valores das curvas geradas, atestando o bom desempenho da simulação.
- Resultados experimentais apresentados no Capítulo 7 confirmam a qualidade de uma MRC trabalhando como gerador, e a Figura 7.15 destaca sua dinâmica de funcionamento. Ensaio experimentais foram realizados e os níveis de corrente e tensão do barramento CC e da carga foram mostrados na Figura 7.14 e na Figura 7.18 respectivamente. O GRCM funcionou bem em uma ampla faixa de velocidade, e a Figura 7.19 destacou o perfil de geração desta máquina. A Figura 7.20 fez o mesmo para a tensão de saída. Esta topologia de GRC apresentou índices razoavelmente estáveis de geração e de tensão de saída, o que torna a implementação de malhas de controles menos trabalhosa.

Por se tratar de uma máquina recente, ainda pouco se sabe a respeito dos GRCM. O sistema apresentado funcionou bem, e aparece como candidato a ser utilizado em sistemas de

geração de energia elétrica. Este trabalho teve como foco apresentar um estudo inicial e de caráter introdutório a cerca do tema. Estudos específicos devem ser realizados para confirmar sua eficiência e aplicabilidade, mas o GRCM mostra-se bastante promissor.

8.1 Proposta de continuidade do trabalho

Com a conclusão deste trabalho de mestrado ficou a disposição da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC - USP) uma MRC projetada, construída e implementada, e há muito a ser feito com elas. Para tanto, este tópico tem como finalidade apresentar algumas idéias preliminares de continuidade de trabalho, aproveitado assim o potencial disponível na instituição.

Estratégias de acionamentos são particularmente importantes. É sabido que as MRC operam como motor e como gerador, dependendo de onde está situada a janela de condução de cada fase. Adicionalmente, esta janela de condução, é diretamente proporcional a energia de saída da máquina. Sendo assim, é possível mapear o comportamento da potencia de saída da máquina, seja ela elétrica ou mecânica, variando-se o tamanho e o posicionamento da janela de condução de cada fase. Deste modo é possível a concepção de algoritmos de controle de potência de saída da máquina mantendo esta potência em níveis estáveis quando ocorre variação da velocidade angular ou da tensão de entrada da máquina.

Uma medida adicional a este controle por meio da janela de condução é empregar um controle de corrente de entrada da máquina. A estratégia é utilizar um controlador por histerese ou PWM onde é possível operar sempre próximo aos pontos de máximos rendimento da máquina sem que os mesmos sejam extrapolados.

Estratégias com a utilização de sistemas inteligentes são viáveis para os dois casos e podem agregar qualidade ao controle.

Referências Bibliográficas

AIDA, S., KOMATSUZAKI, A., MIKI, I., “ Basic Characteristics of Electric Vehicle Using 40kW Switched reluctance Motor”, International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. Oct 2008, pp. 3358-3361.

ANDERSON, A. F., “Development history”, *Electronic Control of Switched reluctance Machines*, pp 6 a 33, Edited by T J E Miller, Newness Power Engineering Series.

ANDRADE, D. A., COSTA, R. S., TEIXEIRA, R. S., FLEURY, A., “Energy efficiency for fractional power loads”, *Industry Applications Magazine*, Vol. 12, No 6, November/December 2006, pp. 12-20.

BERNARDELI, V. R. “Controle de Conjugado em motores à Relutância Variável Multifásicos”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2008, 84pp.

BORGES, T. T., “Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição”, Tese, *Universidade Federal de Uberlândia – UFU*, 2002, 183pp..

CARDENAS, R., PEÑA, R., PEREZ, M., ASHER, G., CLARE, J., WHEELER, P. (2004), “Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine”, *Industrial Electronic Society, 2004, 30th Annual Conference of IEEE*, Vol. 2, 2-6 nov. 2004, pp. 1879-1884.

CARDENAS, R., RAY, W.F., ASHER, G.M., “Switched Reluctance generators for wind energy applications”, *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'95 record*, Volume 1, 18-22 June 1995, pp. 559-564.

CHAN, C.C., “Single-phase switched reluctance motors”, *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, Volume 134, pp. 53 – 56. 1987.

CHEN, H., “Implementation of a Three-Phase Switched Reluctance Generator System for Wind Power Applications”, *14th Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2008.

CHEN, H., XIAO, F., SU, T., ZHU, Y., WANG, F., “A 50 kW switched reluctance generator system”, *International Conference on Power System Technology, PowerCon 2002, Proceedings*, Volume 2, 13-17 Oct 2002, pp. 1173-1177

CHUANG, L., JIAGENG, Y., XUEZHONG, Z. LIU, D., “Investigation and practice for basic theory of switched reluctance generators”, *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Volume 1, 27-29 Sept. 2005, pp. 575-579.

COSSAR, C., SAWATA T., (2004), “Microprocessor controlled DC power supply for the generator control unit of a future aircraft generator with a wide operating speed range”, *PEMD 2004*, Vol. 2, 31/03-2/04/2004, pp. 458-463.

COSTA, R. S. “Análise, projeto e construção do motor monofásico a relutância chaveado: uma solução inteligente para cargas de potência fracionária”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia – UFU*, 2004, 154pp.

FERREIRA, C., RICHTER, E., (1995), “Performance evaluation of a 250 kW switched reluctance starter generator”, *Industry Applications Conference*.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, JR. C., UMANS, S.D., “Electric machinery”, *McGraw-Hill Series in Electrical Engineering*, 1990, 585 pp..

FLEURY, A., “Modelagem, Construção, Testes e Análise de Desempenho de um Gerador a Relutância Chaveado”, Tese, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2008, 205pp..

FLEURY, A., ANDRADE, D. A., OLIVEIRA, E. S. L., FLEURY-NETO, G. A. C., OLIVEIRA, T. F., SILVEIRA, A. W. F. V., “Comparação de Desempenho de Três Conversores Para Acionamento de Geradores a Relutância”, *XVII Congresso Brasileiro de Automática*, 2008b, Juiz de Fora.

FLEURY, A. ; ANDRADE, D. A. ; OLIVEIRA, E. S. L. ; FLEURY-NETO, G. A. C. ; OLIVEIRA, T. F. ; DIAS, R. J. ; SILVEIRA, A. W. F. V., “Study on an Alternative Converter Performance for Switched Reluctance Generator”, *The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON'08*, 2008d, Orlando.

FLEURY, A., ANDRADE, D., SILVEIRA, A. W. F. V., RIBEIRO, F. S. L., COELHO, A., CABRAL, L. G., “Dependence of the switched reluctance generator output on the speed and the excitation voltage”, *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics - IECON 2008*, 2008c.

FLEURY, A., ANDRADE, D. A., SILVA, F. S., DOMINGOS, J. L. (2007), “A switched reluctance generator behavior under different conditions”, *International Symposium on Industrial Electronics*, Records.

FLEURY, A., DIAS, R. J., COELHO, A., OLIVEIRA, E. S. L., ANDRADE, D. A., SILVEIRA, A. W. F. V., “Gerador a Relutância Chaveado Para Energia Eólica” *Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON)*, 2008a, Poços de Caldas.

FUJISHIRO, S., ISHIKAWA, K., KIKUCHI, S., “Design of outer-rotor-type multipolar switched reluctance motor for electric vehicle”, *Journal of Applied Physics*, Volume 99, Apr 2006, pp. 08R324 - 08R324-3.

GREENHOUGH, P., “Switched Reluctance Variable Speed Drives – A Focus on Applications”, *Technology Mining – Papers and articles*, pp. 107-110, Abr. 1996

HIGUCHI, T., FIEDLER, J. O., DE DONCKER, R. W., “On the Design of a Single-phase Switched Reluctance Motor”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC'03*, 2003, Volume 1, PP. 561 – 567.

HENNEN, J. M. A., FEUNGWARODSAKUL, N. H., FIELDER, J. O., DE DONCKER, R. W., “Single-Phase Switched Reluctance Drives with Saturation-Based Starting Method”, *The 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives – PEMD 2006*, 2006.

HENRIQUES, L. O. A. P., “Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilações e Remoção do Sensor de Posição Para Um Acionamento de Relutância Variável Usando Técnica Neuro-Fuzzy”. Tese, *Universidade Federal do Rio de Janeiro*, 2004, 156pp..

HWANG, G.R., “Modelagem da máquina a relutância chaveada incluindo a saturação magnética”, Dissertação, *Universidade Federal de Uberlândia*, 2002, 89 pp..

JENKINSON, G. C., STEPHENSON, J. M., “Starting of a single-phase switched reluctance motor”, *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1999.

JHONSON, D. E., HILBURN, J. R. “Fundamentos de análise de circuitos elétricos” *Editores LTC*, 4 ° Edição, 2001, 542pp..

KRISHNAN, R., “Switched reluctance motor drives”, *Industrial Electronic Series*, 393 pp. 2001.

LAWRENSEN, P. J., STEPHENSON, J. M., CORDA j. FULTON, N. N., “Variable- speed switched reluctance machine”, *IEEE Transaction on Industry Application*, v.36, n. 6, pp. 1571-1580, 2000.

LEE, E. W., “Present and Result of Single Phase Switched Reluctance Motor”, *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems – ICEMS*, 2003, Volume 1.

LEE, J. H., LEE, E. W., “Comparison of Single Phase SRM Characteristics Considering of the Rotor Type”, *IEEE International Electric Machines & Drives Conference - IEMDC '07*, 2007,. Volume 2, pp. 1610 - 1615.

LEE, J. H., LEE, E. W., KIM, J. H., “Design of the Single Phase SRM for the Blower Considering Self-starting”, *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS 2005*, 2005, Volume 1, pp. 667 – 670.

LEE, J. H., LEE, E. W., LEE, C. W., “Analysis of the Characteristics of the Disk Type Single Phase SRM”, *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS 2003*, 2003, Volume 1, pp. 230 – 233.

LIMA, D. A., “Alocação de Perdas em redes de Transmissão”, Dissertação, *Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual de São Paulo*. 2003. 91 pp..

LOBATO, P., CRUZ, A., PIRES, A. J., “ The Switched Reluctance Generator for Wind Power Conversion”, *9º Congresso Hispano Luso de Engenharia Electrotécnica*, 2005, Chile.

MILLER, T.J.E., “Electronic Control of Switched Reluctance Machines”, Edited by T J E Miller, *Newness Power Engineering Series*, 2001, 272 pp..

MUELLER, M. A. (2005), “Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter”, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, May 2005, pp. 56-63.

MUELLER, M.A., “Design of low speed switched reluctance machines for wind energy converters”, *Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives*, 1-3 Sept. 1999, pp. 60-64.

OLIVEIRA, E. S. L., AGUIAR, M. L., COELHO, A., “Simulação de Um Sistema Completo de Gerador a Relutância Chaveado Monofásico em Ambiente Matlab”, *XVIII Congresso Brasileiro de Automatica – CBA 2010*, 2010.

QIXUE, Z., XIANGHENG, W., XUEZHONG, Z., DIJI, L., “A Small Single-Phase Switched Reluctance Generator For Wind Power Generation”, *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*. 2001.

RADUN, A. V., FERREIRA, C. A., RICHTER, E., “Two-channel switched reluctance starter/generator results”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 34, Issue 5, Sept.-Oct. 1998, pp. 1026-1034.

RAY, W. F., LAWRENSON, P. J., DAVIS, R., ET. AL.”High Performance Switched Reluctance Brushless Drives”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, v. 22, n.4, pp. 722-730, Jul/Ago. 1986.

SAWATA, T., (2001). “The switched reluctance generator, Electronic Control of Switched Reluctance Machines”, *Newness Power Engineering Séries*, Ed. T. J. E. Miller, Oxford, pp.. 227-251.

SAWATA, T., KJAER, P. C., COSSAR, C., MILLER T. J. E., “A study on operation under faults with the single-phase SR generator”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999b, pp. 782-789.

SAWATA, T., KJAER, P. C., COSSAR, C. MILLER, T. J. E., HAYASHI, Y., “Fault-tolerant operation of single-phase SR generators”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 35, Issue 4, July-Aug 1999a, pp. 774-781.

SHAOPING, S., QINGFU, L., “Design of multi-pole single-phase switched reluctance generator”, *Proceedings on the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2001*, Volume 2, 18-20 Aug. 2001, pp. 938-941.

SILVEIRA, A. W. F. V, ANDRADE, D. A., GOMES, L. C., BISSOCHI JR., C. A., FLEURY, A., “Estratégia de Controle para o GRV Baseada na Variação do Ângulo de Magnetização” *Conferência Internacional de Aplicações Industriais (INDUSCON)*, 2010, São Paulo.

TEIXEIRA, V. S. C. “Projeto de motores a relutância variável e ferramenta computacional para determinação das características estáticas da máquina”, *Universidade Federal do Ceará – UFC*, 2008, 165pp.

Publicações relacionadas ao trabalho

Publicados

OLIVEIRA, E. S. L., AGUIAR, M. L., COELHO, A., “Simulação de Um Sistema Completo de Gerador a Relutância Chaveado Monofásico em Ambiente Matlab”, *XVIII Congresso Brasileiro de Automatica – CBA 2010*, 2010.

OLIVEIRA, E. S. L., COELHO, A., AGUIAR, M. L., “Simulação de Um Gerador a Relutância Chaveado Monofásico Para Aplicações Especiais”, *XIV Congresso Latinoamericano de Automatica*, Chile, 2010.

OLIVEIRA, E. S. L., COELHO, A., AGUIAR, M. L., “Gerador a Relutância Chaveado Monofásico Aplicado Em Sistema Híbrido Eólico-Fotovoltaico Descentralizado”, *IEEE/PES T&D2010 Latin América*, 2010.

COELHO, A., OLIVEIRA, E. S. L., AGUIAR, M. L., “Comparação de Geradores a Relutância Chaveado Monofásico e Trifásico em Ambiente Matlab”, *IEEE/PES T&D2010 Latin América*, 2010.

Aprovados para publicação

OLIVEIRA, E. S. L., COELHO, A., AGUIAR M. L., SUETAKE, M., Desenvolvimento de um Gerador a Relutância Variável Monofásico Para Energia Eólica, 9th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission – CLAGTEE.

COELHO, A., OLIVEIRA, E. S. L., AGUIAR M. L., SUETAKE, M., Comparação Experimental de um Gerador a Relutância Chaveado Trifásico e um Gerador a Relutância Chaveado Monofásico, 9th Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission – CLAGTEE.

OLIVEIRA, E. S. L., COELHO, A., SUETAKE, M., AGUIAR M. L., Investigations on Single-phase Switched Reluctance Generator Under Variable Speed Operations, XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP.

COELHO, A., OLIVEIRA, E. S. L., SUETAKE, M., AGUIAR M. L., Experimental Performance Comparison Between Single-phase and Three-phase Switched Reluctance Generator, XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP.

OLIVEIRA, E. S. L., COELHO, A., SUETAKE, M., AGUIAR M. L., Modelagem Computacional de um Gerador a Relutância Chaveado Monofásico Considerando a Saturação Magnética, IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética – CBEE.

COELHO, A., OLIVEIRA, E. S. L., SUETAKE, M., AGUIAR M. L., Comparação de um Gerador a Relutância Chaveado Trifásico e um Gerador a Relutância Chaveado Monofásico em Ambiente Matlab, IV Congresso Brasileiro de Eficiência Energética – CBEE.