

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Caio Ruviaro Dantas Osório

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS DE
ACIONAMENTO E CONTROLE APLICADAS AO
GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

**Santa Maria, RS, Brasil
2017**

Caio Ruviaro Dantas Osório

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E
CONTROLE APLICADAS AO GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. D.Sc. Hilton Abílio Gründling
Coorientador: Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira

Santa Maria, RS, Brasil
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Osório, Caio Ruviaro Dantas

Contribuição ao Estudo de Técnicas de Acionamento e Controle Aplicadas ao Gerador de Relutância Variável / Caio Ruviaro Dantas Osório - 2017

138 p.; 30 cm

Orientador: Hilton Abílio Gründling

Coorientador: Rodrigo Padilha Vieira

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Engenharia Elétrica 2. Gerador de Relutância Variável 3. Controle da Tensão de Barramento 4. Controlador por Modos Deslizantes 5. Conversor Half-Bridge Assimétrico I. Gründling, Hilton Abílio. II. Vieira, Rodrigo Padilha. III. Título.

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Caio Ruviaro Dantas Osório. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 996269382;

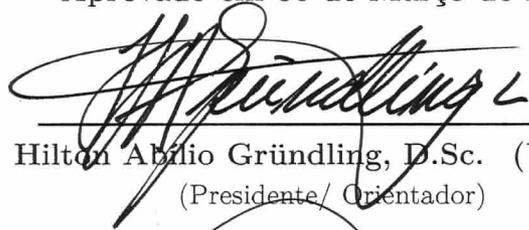
Endereço Eletrônico: caio.osorio@gmail.com.

Caio Ruviaro Dantas Osório

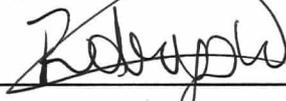
CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E
CONTROLE APLICADAS AO GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovado em 06 de Março de 2017:



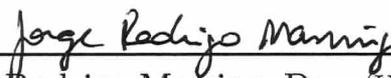
Hilton Abílio Gründling, D.Sc. (UFSM)
(Presidente/Orientador)



Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(Coorientador)



Darizon Alves de Andrade, Ph.D. (UFU)



Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil

2017

DEDICATÓRIA

A todos aqueles aos quais minha felicidade é motivo de alegria.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Professor Hilton Ablíio Gründling pelos ensinamentos acadêmicos, pela motivação nos momentos difíceis e principalmente pela confiança depositada desde a iniciação científica. Ao professor Rodrigo Padilha Vieira pela excelente coorientação e amizade, contribuindo decisivamente para o sucesso deste trabalho. Aos demais professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, pelo incentivo e conhecimentos compartilhados durante o desenvolvimento desta dissertação.

Ao meu pai, Edison Vanini Osório, e minha mãe, Rosana Ruviaro Dantas, por todo o amor e ensinamentos. Chegar até aqui só foi possível pois sempre me incentivaram a fazer o que acreditava, proporcionando-me todos os meios necessários para o desenvolvimento de minhas aspirações. Espero que um dia possam olhar para o caminho construído por minhas escolhas e ter a certeza de que o trilhei com consciência, integridade, força de vontade e todas as outras qualidades morais que me foram transmitidas por vocês através do exemplo.

A toda a minha família, pelo amor, carinho e atenção.

Aos meus colegas e amigos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, em especial Ademir Toebe, Alexandre Trevisan, André Nicolini, Antônio Ricciotti, Bernardo Andres, Celso Tischer, Cindy Ortiz, Cláudio Santini, Fernanda Carnielutti, Gleisson Balen, Gustavo Koch, Henrique Figueira, Henrique Jank, Jean-Michel, João Manoel, Jonas Tibola, Julio Maragaño, Klaus Martins, Leandro Tomé, Maikel Menke, Maurício Mendes, Pablo Costa, Priscila Bolzan, Rafael Scapini, Renan Duarte, Ricardo Morim, Roberto Carlotto, Thieli Gabbi, William Venturini e Wilmar Castiblanco. Além da boa convivência no trabalho, troca de conhecimentos técnicos e trabalho colaborativo, a amizade de vocês foi fundamental para manter alma e mente saudáveis, aproveitando cada momento de descontração, cafezinhos, rodas de chimarrão e churrascos.

Pela colaboração direta na construção da bancada experimental deste trabalho, gostaria de agradecer aos colegas Fabrício Kazakevicius, Gustavo Koch e Thieli Gabbi; aos alunos de iniciação científica Cesar Volpatto e Marcelo Back e aos técnicos em mecânica do NAFA, Luís Adolfo e Bruno Della Flora.

À Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica, professores e secretários, por propiciar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de qualidade. Ao GEPOC por fornecer um ambiente e recursos de trabalho que foram essenciais ao desenvolvimento desta dissertação. À CAPES pelo suporte financeiro.

A todas as demais pessoas, amigos e familiares que colaboraram de alguma forma com este trabalho e com esta etapa da minha formação, muito obrigado.

“They have the attitude that there is an endless line of cogs just like you, and you better fit in, bow down, and do what you’re told, or they will just go to the next person in line. Without your consent, they can’t hold on to the status quo, can’t make you miserable, can’t maintain their hold on power. It’s up to you. You can spend your time on stage pleasing the heckler in the back, or you can devote it to the audience that came to hear your perform”

Linchpin. Are you indispensable?

Seth Godin

“I hope I shall always possess
firmness and virtue enough to
maintain what I consider the
most enviable of all titles, the
character of an honest man”

George Washington
(1732-1799)

RESUMO

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DE TÉCNICAS DE ACIONAMENTO E CONTROLE APLICADAS AO GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

AUTOR: CAIO RUVIARO DANTAS OSÓRIO
ORIENTADOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING
COORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Esta dissertação apresenta o estudo de um sistema de geração de energia elétrica baseado no uso de geradores de relutância variável. É possível citar como características deste gerador a estrutura simples, ampla faixa de velocidades de operação, robustez mecânica, baixo custo e elevado conjugado de partida, o que o torna este tipo de máquina forte candidata para diversos sistemas operando com velocidade variável. Considerando aplicações industriais, automotivas, aeroespaciais e sistemas eólicos isolados, faz-se necessário regular a tensão gerada frente à variações de velocidade e de carga.

Neste sentido, técnicas de controle da tensão de barramento e formas de acionamento para diferentes faixas de velocidade rotórica são analisadas, de onde destacam-se o acionamento via regulador histerese (para velocidades abaixo da velocidade base) e a pulso único (para velocidades acima da velocidade base). Para ambos os casos, controladores PI são projetados a partir da estimação de um modelo de primeira ordem. Considerando o acionamento via histerese, um controlador por modos deslizantes é projetado a partir da modelagem em espaço de estados. A análise de estabilidade deste controlador é realizada. Um modelo de simulação que considera a saturação magnética a partir de dados experimentais de magnetização é construído, bem como uma bancada experimental para o acionamento e controle da máquina de relutância variável. Desta maneira, o desempenho das técnicas é avaliado através de resultados de simulação e de resultados experimentais.

Palavras-chave: Gerador de relutância variável, controle de tensão, estimação do modelo, controle por modos deslizantes.

ABSTRACT

CONTRIBUTION TO THE STUDY OF DRIVES AND CONTROL TECHNIQUES APPLIED TO THE SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR

AUTHOR: CAIO RUVIARO DANTAS OSÓRIO

ADVISOR: HILTON ABÍLIO GRÜNDLING

COADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

This master thesis presents the study of a generation system based on switched reluctance generators. This machine presents as characteristics simple structure, mechanical robustness, wide range of speed, low cost, high starting torque and fault tolerance capability. These features make this kind of machine a viable candidate for several systems demanding variable speed. Considering applications such as isolated wind power generation, aircraft and automobiles, the output voltage control is essential since, besides the speed, the power demand tends to oscillate sharply.

In this context, voltage control techniques and the need for distinct drive systems considering different rotor speeds are analyzed, of which hysteresis current regulator (below base speed) and single pulse technique (above base speed) are highlighted. For both cases, PI controllers are designed based on first order estimated models. Considering the hysteresis regulator, a sliding mode controller is designed based on state space modelling. A simulation model considering magnetic saturation is obtained from experimental data, and an experimental platform is built for drive and control of the switched reluctance machine. In this sense, the techniques performance are evaluated through simulation and experimental results.

Keywords: Switched reluctance generator, output voltage control, model estimation, sliding mode control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Capacidade eólica cumulativa global instalada entre 1977-2015, em GW	37
Figura 1.2 – Evolução da geração eólica no Brasil, em GWh	37
Figura 1.3 – Exemplo simplificado de estrutura de geração eólica com conexão a rede elétrica utilizando GRV	39
Figura 1.4 – Exemplo simplificado de estrutura de geração eólica isolada utilizando GRV	40
Figura 2.1 – Estrutura de dupla saliência da máquina de relutância variável trifásica configuração 6x4	48
Figura 2.2 – Estator e carcaça da máquina de relutância variável utilizada na bancada	49
Figura 2.3 – Aproximação senoidal do perfil de indutâncias para o GRV trifásico 12x8	50
Figura 2.4 – Exemplo de posições rotóricas (θ) para uma máquina trifásica 12x8, considerando o eixo do rotor alinhado com a Fase A	51
Figura 2.5 – Posições relativas as fases (θ_{ph}) em função da posição rotórica (θ)	52
Figura 2.6 – Conversor AHB para acionamento de gerador trifásico - configuração excitada por fonte externa	53
Figura 2.7 – Conversor AHB para acionamento de gerador trifásico - configuração auto-excitada	53
Figura 2.8 – Etapas de operação do conversor AHB auto-excitado aplicada ao GRV, considerando uma das fases: (a) etapa de excitação; (b) etapa de geração	54
Figura 2.9 – Operação como gerador. Fase A excitada durante o intervalo crescente de indutância	55
Figura 2.10 – Operação como gerador. Fase A excitada durante o intervalo decrescente de indutância	56
Figura 2.11 – Diagrama de blocos do controle por histerese, para uma fase	59
Figura 2.12 – Formas de onda para a operação com histerese	60
Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controle a pulso único, para uma das fases	61
Figura 2.14 – Formas de onda para a operação com pulso único	61
Figura 2.15 – Características de magnetização: (a) caso não-linear; (b) caso linear, desprezando saturação	64
Figura 2.16 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para estimação - controle por histerese	69
Figura 2.17 – Comparação da resposta transitória de tensão do resultado experimental, com o modelo de simulação e o modelo estimado	70
Figura 2.18 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para estimação - controle a pulso único	71
Figura 2.19 – Simulação do sistema para obtenção do modelo estimado	72
Figura 3.1 – Estrutura do modelo de simulação do GRV	76
Figura 3.2 – Obtenção do transitório de corrente e tensão	77
Figura 3.3 – Curvas de magnetização	79
Figura 3.4 – Tabela de corrente ITBL: $i(\phi, \theta)$	80
Figura 3.5 – Curvas de co-energia WTBL: $i(i, \theta)$	81
Figura 3.6 – Tabela de torque TTBL: $T_{em}(i, \theta)$	82
Figura 3.7 – Perfis de indutância: $L(i, \theta)$	83

Figura 3.8	– Força contra-eletromotriz estimada para a corrente nominal da máquina. Velocidade variando de 60 rad/s até 160 rad/s, com passo de 10 rad/s	83
Figura 3.9	– Circuito elétrico equivalente em uma das fases: (a) etapa de magnetização, instante t_1 ; (b) etapa de geração, instante t_2	84
Figura 3.10	– Comparação entre a força contra-eletromotriz e a tensão em uma das fases do gerador	84
Figura 3.11	– Transitório de tensão após degrau de referência	86
Figura 3.12	– Transitório de corrente após degrau de referência	86
Figura 3.13	– Transitório de tensão após degrau de carga	87
Figura 3.14	– Transitório de corrente após degrau de carga	87
Figura 3.15	– Corrente em uma das fases do gerador	87
Figura 4.1	– Funções descontínuas mais usuais	90
Figura 4.2	– Diagrama de blocos do controlador SM aplicado a regulação da tensão gerada	90
Figura 4.3	– Etapas de operação do conversor AHB: (a) etapa de magnetização; (b) etapa de geração	91
Figura 4.4	– Estrutura do controlador por modos deslizantes	94
Figura 4.5	– Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 200$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (112 W) para 178Ω (225 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau	95
Figura 4.6	– Acionamento via histerese com controlador SM: Torque eletromagnético em $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 200$ V para duas condições de carga: (a) 356Ω e (b) 178Ω	96
Figura 4.7	– Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 300$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau	96
Figura 4.8	– Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 800$ rpm e $V_{ref} = 300$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau	98
Figura 4.9	– Força contra-eletromotriz estimada para uma corrente de fase de 5 A. Velocidade variando de 60 rad/s a 160 rad/s com curvas a cada 10 rad/s	98
Figura 4.10	– Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 800$ rpm e $V_{ref} = 400$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (450 W) para 178Ω (899 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau	99
Figura 4.11	– Acionamento via histerese com controlador SM: resposta do sistema à variação na tensão de referência considerando $\omega = 800$ rpm e 356Ω : (a) tensão gerada (contínua) e referência (pontilhada); (b) corrente de referência	100
Figura 4.12	– Acionamento via histerese com controlador SM: resposta do sistema à variação de velocidade, considerando $v_{ref} = 300$ V e 356Ω : (a) velocidade rotórica; (b) tensão gerada (contínua) e referência (pontilhada); (c) corrente de referência	100

Figura 4.13 – Resposta do controlador PI com acionamento via histerese. $V_{ref} = 300$ V e $\omega = 800$ rpm. Degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W). : (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau	102
Figura 4.14 – $V_{ref} = 400$ V e $\omega = 1500$ rpm - Resposta do sistema ao degrau de carga de 180Ω (889 W) para 90Ω (1778 W). : (a) tensão gerada; (b) ângulo de término da excitação; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau.....	104
Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema implementado.....	105
Figura 5.2 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 112 W para 225 W, com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 200 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência.....	106
Figura 5.3 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 112 W para 225 W, com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 200 V: (a) correntes de fase antes do degrau; (b) depois do degrau	107
Figura 5.4 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 253 W para 506 W, com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 300 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau.....	107
Figura 5.5 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 253 W para 506 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 300 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau.....	108
Figura 5.6 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 450 W para 899 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 400 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau.....	109
Figura 5.7 – Resultados experimentais para variação de referência, 800 rpm: (a) Variação de 300 V para 400 V; (b) Variação de 400 V para 300 V..	110
Figura 5.8 – Zoom para a resposta frente a variação de referência de 300 V para 400 V com velocidade de 800 rpm	110
Figura 5.9 – Resposta frente a variação de velocidade: (a) velocidade; (b) tensão gerada; (c) correntes de fase	111
Figura 5.10 – Resultados para o controlador PI projetado considerando o acionamento por histerese. Variação de carga de 252 W para 504 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 300 V.....	112
Figura 5.11 – Resultado experimental do controlador PI projetado para acionamento por histerese: (a) correntes antes do degrau; (b) correntes depois do degrau	112
Figura 5.12 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 889 W para 1778 W com velocidade de 1500 rpm e barramento regulado em 400 V.	113
Figura 5.13 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V.....	113
Figura 5.14 – Ângulo de bloqueio das chaves para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V.....	114
Figura 5.15 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V: (a) correntes antes do degrau; (b) correntes depois do degrau.....	114

Figura 5.16 – Torque mecânico: (a) 800 rpm e 483 W; (b) 800 rpm e 881 W; (c) 1000 rpm e 1406 W; (d) 1500 rpm e 1756 W;	115
Figura A.1 – Diagrama de blocos simplificado do sistema implementado	129
Figura A.2 – Acoplamento mecânico entre as máquinas	129
Figura A.3 – Bancada experimental desenvolvida.....	130
Figura A.4 – Gabinete de comando: (a) parte frontal; (b) parte traseira	131
Figura A.5 – Layout da placa de sensoriamento das correntes: (a) 3D vista superior; (b) vista inferior	133
Figura A.6 – Layout da placa de sensoriamento da tensão e corrente do barramento	134
Figura A.7 – Conversor half-bridge assimétrico implementado	135
Figura A.8 – Módulo SK75GARL065E utilizado.....	135
Figura A.9 – Placa desenvolvida para o conversor AHB	136
Figura A.10– Circuito do driver projetado	137
Figura A.11– Placas dos drivers: (a) vista superior; (b) vista inferior	137
Figura A.12– Conexão das cargas: (a) associação série; (b) associação paralelo....	138

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	–	Geração elétrica por fonte no Brasil (GWh)	36
Tabela 2.1	–	Parâmetros de estimação: controle por histerese	71
Tabela 2.2	–	Parâmetros de estimação: controle a pulso único	73
Tabela 3.1	–	Parâmetros nominais do Gerador de Relutância Variável	76
Tabela 3.2	–	Dados das curvas de magnetização - coeficientes da regressão polinomial para as posições ensaiadas	78
Tabela 3.3	–	Exemplo da tabela de magnetização $FTBL1(i, \theta)$	78
Tabela 3.4	–	Tabela de magnetização $FTBL2(i, \theta)$	79
Tabela 3.5	–	Tabela de correntes expandida $ITBL(\phi, \theta)$	80
Tabela 3.6	–	Tabela de torque $TTBL(i, \theta)$	82
Tabela 5.1	–	Análise da eficiência global do sistema	116
Tabela A.1	–	Parâmetros da máquina de indução trifásica	130
Tabela A.2	–	Parâmetros nominais da máquina de relutância variável	131

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MI	Máquina de Indução
GRV	Gerador de Relutância Variável
MRV	Motor de Relutância Variável
MSIP	Máquina Síncrona de Imãs Permanentes
FCEM	Força contra-eletromotriz
AHB	Conversor half-bridge assimétrico (<i>Asymmetric Half-Bridge</i>)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PI	Controlador proporcional integral
SM	Controlado por modos deslizantes (<i>Sliding Mode</i>)
SVF	Filtro por variáveis de estado discreto (<i>State Variable Filter</i>)
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
ITBL	Tabela de buscas de corrente
TTBL	Tabela de buscas de torque

LISTA DE SÍMBOLOS

a	Posição do polo da planta estimada
α	Ganho da ação de controle SM associado à x_1
A_{SVF}	Matriz de estados do filtro SVF
B	Constante de atrito mecânico
b	Ganho da função de transferência da planta estimada
β	Ganho da ação de controle SM associado à x_2
B_{SVF}	Vetor de entrada do filtro SVF
C_o	Capacitor do barramento CC (saída do conversor)
d	Operador derivada
δ	Operador derivada parcial
Δi	Banda de histerese
Δp_o	Degrau de carga
$\Delta \theta_L$	Defasagem angular entre os perfis de indutância das fases
Δv_{om}	Máximo decaimento de tensão
Δv_o	Decaimento de tensão
Δv_o^*	Referência do decaimento de tensão
e	Força contra-eletromotriz
$e(t)$	Erro de rastreamento (genérico)
e_i	Erro de rastreamento da corrente de referência
e_v	Erro de rastreamento da tensão de barramento
ϕ	Fluxo magnético concatenado pelas bobinas do estator
g	Sinal de gatilho das chaves do conversor AHB
G_c	Função transferência do controlador (genérico)
$G_{cv}(s)$	Função transferência do controlador de tensão
$G_p(s)$	Função transferência da planta
$G_{vp}(s)$	Função transferência em malha fechada da tensão pelo degrau de carga
$G_{SVF}(s)$	Função transferência do filtro por variáveis de estado
γ	Ganho da ação de controle SM associado a função chaveada
i	Corrente de fase
i_c	Corrente no capacitor de barramento
i_o	Corrente na carga
i_{ph}	Corrente de fase
i_{ref}	Corrente de referência para o regulador histerese
J	Inércia do rotor
k	ganho da superfície de deslizamento
k_{iv}	ganho integral do controlador
k_{pl}	ganho associado ao degrau de carga
k_{pv}	ganho proporcional do controlador
k_v	ganho associado ao sensor de tensão
L	Indutância de fase

LISTA DE SÍMBOLOS

$L(i, \theta)$	Indutância própria de fase considerando a saturação magnética
$l(i, \theta)$	Indutância incremental
L_{max}	Indutância máxima de fase
L_{min}	Indutância mínima de fase
Mod	Bloco que calcula a função módulo
n_e	Número de polos do estator
N_f	Número de valores de fluxo considerados no modelo
N_i	Número de valores de corrente considerados no modelo
n_{ph}	Número de fases
n_r	Número de polos do rotor
N_t	Número de valores de posição considerados no modelo
ω	Velocidade angular rotórica
ω_c	Frequência de corte do filtro SVF
p_g	Potência do entreferro
p_{in}	Potência instantânea de entrada do sistema
R	Resistência dos enrolamentos de fase
R_o	Resistência de carga
sig	Bloco com a lógica de chaveamento em função dos ângulos
σ	Superfície de deslizamento
S_1	Interruptor superior de um dos braços do conversor AHB
S_2	Interruptor inferior de um dos braços do conversor AHB
T_{em}	Torque eletromagnético
T_L	Período do perfil de indutância
T_m	Torque mecânico
T_s	Período de amostragem
t_f	Tempo no qual ocorre o ponto médio de decaimento
t_m	Tempo no qual ocorre o máximo decaimento
t_{re}	Tempo no qual o máximo decaimento reduz-se a 10%
θ	Posição angular do rotor
θ_{ph}	Posição angular do rotor relativa a cada fase
θ_a	Posição angular do rotor referida à fase A
θ_b	Posição angular do rotor referida à fase B
θ_c	Posição angular do rotor referida à fase C
θ_{off}	Ângulo de término da etapa de excitação (magnetização)
θ_{on}	Ângulo de início da etapa de excitação (magnetização)
$u(t)$	Ação de controle
u	Lei de controle SM
V	Função candidata de Lyapunov
V_{ext}	Tensão da fonte externa
v	Tensão de fase
v_{ph}	Tensão de fase
v_o	Tensão do barramento CC (saída do conversor)
v_{ref}	Tensão de referência para o controle de tensão

LISTA DE SÍMBOLOS

W	Energia
W_{co}	Co-energia
$x(t)$	Estado determinado
$x(t)^*$	Referência do estado determinado
x_1	Estado associado ao erro de rastreamento da tensão
x_2	Estado associado a derivada do erro de rastreamento da tensão

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – BANCADA EXPERIMENTAL	129
---	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	35
1.1 MOTIVAÇÃO	35
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	39
1.3 ESCOPO DO TRABALHO	44
1.4 OBJETIVOS DO TRABALHO	44
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	45
2 GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL	47
2.1 INTRODUÇÃO	47
2.2 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS	47
2.2.1 Perfil de indutância	50
2.2.2 Conversores de potência	52
2.3 ACIONAMENTO E CONTROLE	55
2.3.1 Acionamento via regulador histerese de corrente	58
2.3.2 Acionamento a pulso único	60
2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA	62
2.4.1 Equações elétricas e mecânicas	62
2.4.2 Torque eletromagnético	63
2.4.2.1 <i>Análise não-linear</i>	64
2.4.2.2 <i>Análise linear</i>	65
2.4.3 Equações mecânicas e modelo expandido	66
2.4.4 Considerações a partir do modelo obtido	67
2.5 ESTIMAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DE PRIMEIRA ORDEM .	68
2.5.1 Estimação do modelo dinâmico de primeira ordem aplicado ao sistema controlado por histerese	68
2.5.2 Estimação do modelo dinâmico de primeira ordem aplicado ao sistema controlado a pulso único	71
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	73
3 MODELO NÃO-LINEAR DE SIMULAÇÃO	75
3.1 INTRODUÇÃO	75
3.2 LEVANTAMENTO EXPERIMENTAL DAS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO	77
3.3 OBTENÇÃO DA TABELA DE CORRENTE <i>ITBL</i>	80
3.4 OBTENÇÃO DA TABELA DE TORQUE <i>TTBL</i>	81
3.5 PERFIS DE INDUTÂNCIA	82
3.6 FORÇA CONTRA-ELETROMOTRIZ	82
3.7 VALIDAÇÃO DO MODELO	85

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	88
4 CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO	89
4.1 INTRODUÇÃO	89
4.2 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES APLICADO AO ACIONAMENTO VIA HISTERESE DE CORRENTE	89
4.2.1 Descrição em espaço de estados e projeto do controlador SM	91
4.2.2 Análise de estabilidade do controlador	92
4.2.3 Resultados de simulação	94
4.2.3.1 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm e 200 V	95
4.2.3.2 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm e 300 V	96
4.2.3.3 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm e 300 V	97
4.2.3.4 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm e 400 V	98
4.2.3.5 Resposta à variação de referência	99
4.2.3.6 Resposta à variação de velocidade	100
4.3 PROJETO DE UM CONTROLADOR PI PARA ACIONAMENTO VIA HISTERESE DE CORRENTE	101
4.3.1 Resultados de simulação	102
4.4 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA ACIONAMENTO A PULSO ÚNICO	103
4.4.1 Resultados de simulação	103
4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	104
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
5.1 INTRODUÇÃO	105
5.2 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES	106
5.2.1 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm	106
5.2.2 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm	108
5.2.3 Variação de referência	109
5.2.4 Variação de velocidade	110
5.3 CONTROLADORES PI - ACIONAMENTO POR HISTERESE DE CORRENTE	111
5.4 CONTROLADORES PI - ACIONAMENTO A PULSO ÚNICO	112
5.5 ANÁLISE DO TORQUE E DA EFICIÊNCIA DO SISTEMA	114
5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	116
6 CONCLUSÃO	117
6.1 ARTIGOS PUBLICADOS	118
6.2 TRABALHOS FUTUROS	118
REFERÊNCIAS	119
APÊNDICES	127
A.1 MOTOR DE INDUÇÃO E INVERSOR	130

A.2 MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL	130
A.3 GABINETE DE COMANDO	131
A.3.1 Placa central de processamento	132
A.3.2 Fonte de alimentação	132
A.3.3 Aquisição de medidas	133
A.3.4 Conversor de potência	134
A.3.5 Driver para geração dos sinais de acionamento	136
A.4 CARGAS	137

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

A emissão de gases provenientes da queima de combustíveis fósseis é tema de inúmeros debates e pesquisas em nível mundial. Tal preocupação se dá principalmente devido a limitação das reservas destes combustíveis e devido aos efeitos nocivos causados ao ambiente e população com a combustão dos mesmos. Com isso, várias pesquisas relacionadas a melhoria da eficiência energética de processos, utilização de recursos renováveis e redução de gases têm sido amplamente divulgadas nos últimos anos e incentivada em muitos países (CARLSON, 1989; YANG et al., 2009; LIU et al., 2012; KONG et al., 2014; KONG; KARAGIANNIDIS, 2016).

Associada a utilização de recursos energéticos, verifica-se uma demanda crescente no consumo de energia elétrica devido ao aumento da população em nível mundial e devido à utilização cada vez maior de tecnologias que requerem tal energia. No Brasil, a partir dos dados apresentados no Anuário Estatístico de Energia Elétrica pela Empresa de Pesquisa Energética (2015b), é possível verificar que no quinquênio 2010-2014 a população aumentou, em média, 0,9% ao ano, enquanto o consumo de energia elétrica per capita apresentou um crescimento médio de 2,5% ao ano no mesmo período. Esta elevação no consumo foi liderada pelo setor residencial, que apresentou expansão de 6,0% em 2014 sobre o valor registrado em 2013. No ano de 2015, devido a situação econômica do País, o consumo final de eletricidade apresentou decréscimo de 1,8% liderado, principalmente, pela retração nas atividades industriais.

Na Tabela 1.1 é apresentada a participação das diversas fontes na geração de energia elétrica no Brasil. Considerando o panorama da geração de energia elétrica no ano de 2014, ainda segundo a Empresa de Pesquisa Energética (2015b), foram produzidos no Brasil 590 TWh, correspondendo a um aumento de 3,4% em consideração ao montante gerado em 2013. Embora este aumento na geração tenha sido superior a elevação da demanda no período, analisando a matriz energética verifica-se que a geração hidroelétrica, principal fonte brasileira, apresentou queda de 4,5% sobre o valor produzido no ano anterior, devido à estiagem prolongada em 2014. Esta redução foi compensada em grande parte pelo aumento na geração termelétrica (proveniente principalmente da queima de derivados de petróleo, carvão e gás natural), que atingiu 22,2% de participação na matriz. O ano de 2015 apresenta características particulares, sendo que observa-se uma retração de 1,5% na geração de energia elétrica porém, pelo quarto ano consecutivo, há uma redução da energia hidráulica disponibilizada.

A necessidade de se elevar a parcela de geração termelétrica em 2014 teve como

consequência ambiental o aumento nas emissões de gases de efeito estufa. Considerando as usinas que compõem o Sistema Interligado Nacional, verificou-se um crescimento de 34,4% nas emissões em relação aos níveis de 2013 (Empresa de Pesquisa Energética, 2015b). Além deste fato, a operação de unidades de geração termelétrica apresenta custo elevado, sendo este transmitido para o consumidor na forma de tarifação adicional, a exemplo da bandeira vermelha. Esta foi implantada no Brasil em janeiro de 2015 e vigorou até março de 2016, sendo que em 2015 os brasileiros pagaram, a mais, um total de 14,712 bilhões de reais nas contas de energia elétrica.

Em 2015, foi possível observar um avanço significativo da participação de fontes renováveis na matriz elétrica, tendo a geração a base de derivados de petróleo reduzido em torno de 18,6%.

Tabela 1.1 – Geração elétrica por fonte no Brasil (GWh)

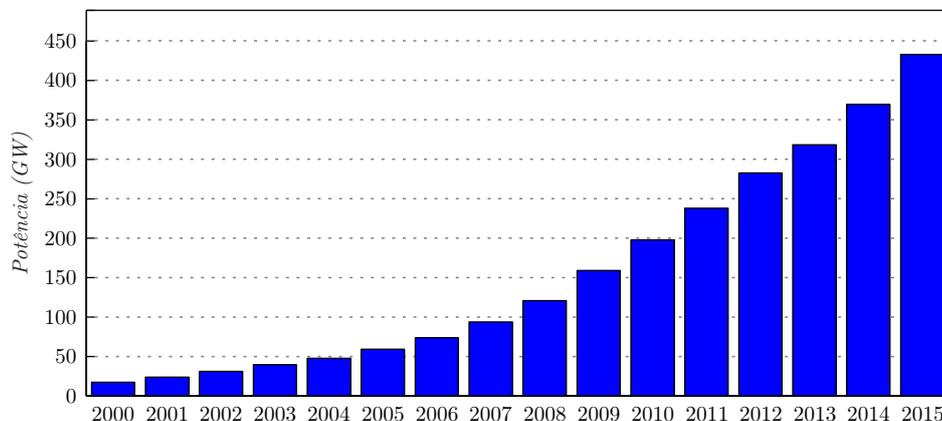
	2011	2012	2013	2014	2015	$\Delta_{(13/14)}$	$\Delta_{(14/15)}$
Total	531.758	552.498	570.835	590.479	581.427	3,4%	-1,5%
Gás Natural	25.095	46.760	69.003	81.075	79.490	17,5%	-1,9%
Hidráulica	428.333	415.342	390.992	373.439	359.743	-4,5%	-3,7%
Deriv. Petr.	12.239	16.214	22.090	31.668	25.662	43,4%	-18,6%
Carvão	6.485	8.422	14.801	18.385	19.096	24,2%	3,87%
Nuclear	15.659	16.038	14.450	15.378	14.734	-0,5%	-4,19%
Biomassa	31.633	34.662	39.679	44.733	47.394	12,7%	5,35%
Eólica	2.705	5.050	6.578	12.210	21.625	85,6%	77,1%
Outras	9.609	10.010	12.241	13.590	13.682	11%	1,2%

Fonte: Adaptado de (Empresa de Pesquisa Energética, 2015b).

Neste sentido, tendo em vista a crescente demanda por energia elétrica e a clara necessidade de obtê-la de forma sustentável, fica evidente que a matriz energética brasileira precisa ser melhor diversificada de modo a reduzir a dependência de uma determinada fonte energética e mitigar a necessidade de utilização de recursos fósseis e não renováveis. Dentre as fontes renováveis de energia, pode-se citar como uma das principais a energia eólica. A Figura 1.1 apresenta a capacidade eólica instalada a nível mundial, a partir da qual observa-se um crescimento de aproximadamente 360% entre os anos de 2007 e 2015, sendo que no último ano do intervalo, o crescimento foi de aproximadamente 17%. A Figura 1.2 apresenta a evolução da geração eólica no Brasil nos últimos anos. A partir desta destaca-se que, embora a energia eólica ainda apresente em 2015 uma modesta participação (3,5%) na matriz brasileira, em comparação a outras fontes, um aumento expressivo desta forma de geração é verificado. De 2013 para 2014 houve incremento de

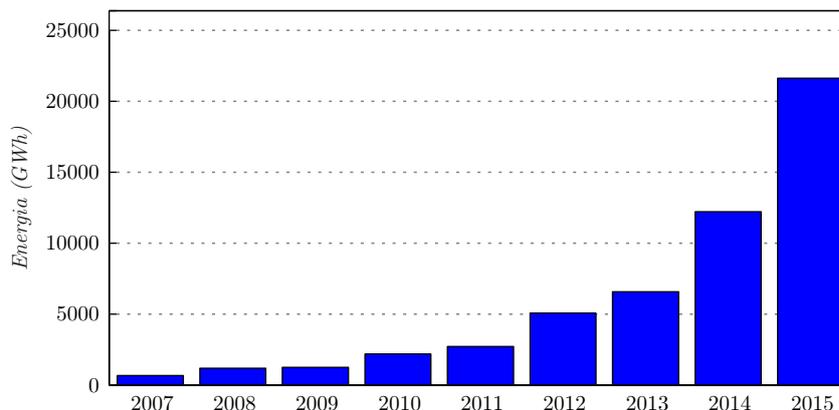
85%, enquanto em 2015 o aumento foi de 77%, evidenciando o crescente interesse por esta tecnologia no Brasil.

Figura 1.1 – Capacidade eólica cumulativa global instalada entre 1977-2015, em GW



Fonte: Adaptado de (Global Wind Energy Council, 2016).

Figura 1.2 – Evolução da geração eólica no Brasil, em GWh



Fonte: Adaptado de (Empresa de Pesquisa Energética, 2015a).

Conforme o Global Wind Energy Council (2014a), o Brasil é o mercado mais promissor para o desenvolvimento de energia eólica na América Latina, pelo menos até o fim desta década. Sendo a maior economia da região, é também o líder em número de plantas eólicas já instaladas. Considerando a histórica predominância da energia hidroelétrica na matriz energética e o fato de que esta se integra de forma satisfatória com a eólica no sistema de potência, forma-se uma combinação muito favorável ao desenvolvimento em larga escala da energia eólica no Brasil. Aliado a isto, o país apresenta grande potencial de ventos somado à crescente demanda por energia e uma indústria de base sólida. Em adição, o governo brasileiro tem publicado medidas de isenção de impostos para alguns equipamentos e componentes de turbinas eólicas, elevando ainda mais a atratividade deste mercado para os investidores. A indústria eólica brasileira tem como objetivo manter o

crescimento de ao menos 2 GW por ano, mantendo leilões de energia com preços adequados para que a cadeia produtiva se mantenha (Global Wind Energy Council, 2014b).

Neste contexto, as investigações sobre o gerador de relutância variável (GRV) para aplicações em energia eólica são intensas, pois este tipo de gerador possui ampla faixa de velocidades de operação, característica desejável uma vez que os ventos são instáveis. Além disso, o GRV possui estrutura robusta, baixo custo, tolerância a faltas, insensibilidade paramétrica a temperatura e sistema de acionamento relativamente simples, o que favorece também as aplicações em micro redes ou sistemas isolados de baixa potência. Fazendo uso do controle em malha fechada da potência ou da tensão de saída, o GRV pode ser acionado por uma turbina eólica em regime de velocidade variável, mantendo a conversão de energia sempre no ponto de máxima eficiência aerodinâmica. Ainda, como o GRV é intrinsecamente uma máquina que opera com corrente contínua pulsada, e faz isto em regime de velocidade variável, seu emprego pode eliminar ou aliviar o peso da caixa de engrenagens instalada no alto da torre. Estas caixas adicionam custo ao sistema, necessitam manutenção frequente e são de difícil acesso, fato limitante para estruturas *offshore*, por exemplo (SILVEIRA, 2008; LIU; PARK; CHEN, 2014).

Quanto a queima de combustíveis fósseis e consequente emissão de gases de efeito estufa, além das usinas termelétricas, outro protagonista é o setor de transportes. Desta maneira, visando tanto substituir a utilização (veículos elétricos) quanto aumentar a eficiência (veículos híbridos) dos motores à combustão, um número crescente de pesquisas tem focado na utilização de máquinas elétricas (BIANCHI et al., 2016; SARLIOGLU et al., 2017; GAN et al., 2017). Estas são empregadas em diversos sistemas automotivos e aeronáuticos, atuando como motor/gerador em aplicações para tração, frenagem regenerativa, bombas de resfriamento híbridas, alternadores, sistema de partida, resfriamento do motor, assistência de direção, compressores para ar condicionado, dentre outros.

Neste cenário, as máquinas de relutância variável também têm se mostrado competitivas. Estudos comparativos apontam características do GRV que vão ao encontro deste tipo de aplicação, como alta eficiência, elevada densidade de potência, alto torque de partida, baixa inércia do rotor, preço competitivo, robustez, além de tolerância à faltas e altas temperaturas (CAI, 2004; ZHANG; WILLIAMSON, 2008). Além disso, a possibilidade de operação em ampla faixa de velocidades e as reduzidas perdas em altas rotações, devido a ausência de enrolamentos no rotor, são características que permitem o acoplamento das máquinas de relutância variável aos motores a combustão, uma vez que estes normalmente operam entre 600 e 6000 rpm (ZHANG; WILLIAMSON, 2008; SILVEIRA et al., 2009; TAGHAVI; PILLAY, 2014; VALDIVIA et al., 2014; LIU et al., 2015; LE-HUY, 2015).

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Tradicionalmente, as máquinas elétricas empregadas como gerador são as de indução (MI) e as máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP). Todavia, devido aos avanços nas pesquisas relacionadas ao gerador de relutância variável (GRV) e a consolidação da eletrônica de potência, dos microprocessadores e do controle digital, as aplicações utilizando este tipo de máquina têm se intensificado nos últimos anos, considerando principalmente aplicações em micro-redes e de sistemas isolados (TOKUNAGA; KESAMARU, 2011; BARROS; RUPPERT, 2015).

Um exemplo simplificado de estrutura de geração eólica com conexão a rede elétrica utilizando o GRV é apresentado na Figura 1.3. Nesta estrutura, a conversão de energia e a conexão com a rede elétrica são realizadas a partir do controle independente do conversor *half-bridge* assimétrico (AHB) e do inversor. O primeiro é controlado de modo a extrair a máxima potência ativa da turbina, considerando o perfil eólico do sistema. Já o inversor, é responsável por controlar a tensão do barramento e o fluxo de potência entre o elo de corrente contínua e a rede. Neste trabalho, será considerada uma aplicação isolada, onde a tensão do barramento CC é controlada diretamente através do conversor AHB, tornando possível a conexão de cargas CC ou o carregamento de baterias, por exemplo. Esta situação é representada na Figura 1.4.

A máquina de relutância variável é capaz de operar tanto como motor (MRV) quanto como gerador (GRV), tendo se mostrado competitiva frente as máquinas alternadas convencionais em aplicações com velocidade variável (CAI, 2004; ZHANG; WILLIAMSON, 2008; BERNARDELI et al., 2012). Com o projeto adequado de seus aspectos construtivos e do circuito de acionamento, é possível obter um conjunto com rendimento comparável e, até mesmo superior, ao de uma máquina de indução trifásica acionada

Figura 1.3 – Exemplo simplificado de estrutura de geração eólica com conexão a rede elétrica utilizando GRV

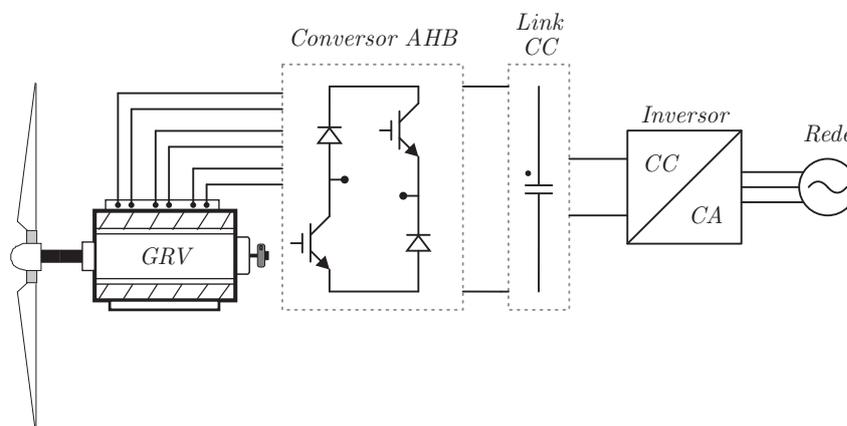
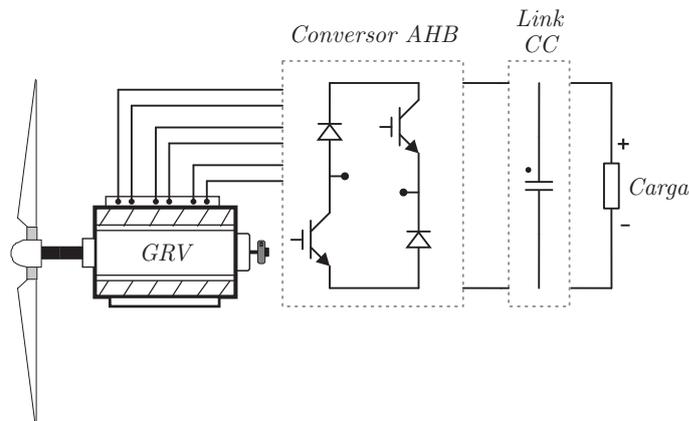


Figura 1.4 – Exemplo simplificado de estrutura de geração eólica isolada utilizando GRV



Fonte: Autor.

por conversor estático e operando em regime de velocidade variável (SILVEIRA, 2008; SILVEIRA, 2011).

Em comparação à MSIP, embora estas apresentem eficiência extremamente elevada, a inexistência de ímãs permanentes nas máquinas de relutância permite uma construção com menor custo, além de eliminar a dependência desta matéria prima esgotável, cuja extração é majoritariamente dominada pela China. A utilização dos ímãs no rotor exige também cuidadosa proteção contra estresses térmicos e mecânicos, fatores que podem causar a desmagnetização dos ímãs e consequente queda na eficiência do gerador. Aliado a isso, o GRV apresenta individualização dos circuitos elétricos por polo do estator, o que melhora a tolerância da máquina a faltas, pois o efeito destas fica restrito à fase em que ela se apresenta (ANDRADE et al., 2006; CHOI; BYUN; CHO, 2014; LIU; PARK; CHEN, 2014).

Em síntese, é possível citar como características intrínsecas das máquinas de relutância variável: estrutura simples, robustez, baixo custo, ausência de enrolamentos e ímãs permanentes no rotor, elevado conjugado de partida, capacidade de operação com falta em uma das fases, dentre outras já citadas. Tais características tornam este tipo de máquina uma forte candidata para diversas aplicações como motor/gerador em velocidade variável e em ambientes severos, tanto para geração eólica, quanto para geração de eletricidade em aeronaves, tração de veículos elétricos e híbridos, carga de baterias, dentre outros (CARDENAS et al., 2005; ZENG et al., 2009; DING; LIANG, 2010; BAO et al., 2011; SILVEIRA, 2011; HU et al., 2015; LE-HUY, 2015; SOZER; HUSAIN; TORREY, 2015).

Como um exemplo de utilização comercial é possível citar a empresa australiana R.E.S.H[®] (*Renewable Energy Solution Australia Holdings Ltd*), que lançou uma turbina eólica com o gerador de relutância variável, chamada de *Ecowhisper*[®]. Com estrutura alternativa, são comercializadas duas opções de pequeno porte (5 kW e 20 kW) para

aplicações urbanas, tendo em vista o reduzido custo, tamanho e a sua operação silenciosa. Segundo a empresa, a eficiência global do sistema é capaz de atingir 90%, sendo que a eficiência considerando apenas o conjunto gerador/conversor pode chegar a valores ainda maiores. Em comparação a outras tecnologias utilizadas para aplicações de pequeno porte, a turbina e o sistema desenvolvido permitiram um acréscimo de 20% a 30% no montante de energia gerada (THOMAS, 2012; BARROS, 2015; RESAH, 2016).

Como principais empecilhos para a utilização do GRV é possível citar as oscilações de tensão e conjugado, ruído sonoro, necessidade de sensores de posição e necessidade de controle robusto para ampla faixa de velocidades. Pesquisas recentes na intenção de minimizar estas deficiências são apresentadas, por exemplo, em Mikail et al. (2013). Neste, uma técnica que integra o projeto físico da máquina ao do algoritmo de controle é apresentada. As oscilações de torque são minimizadas identificando-se o perfil ótimo de corrente e rastreando-o a partir de um regulador.

Devido a alta não-linearidade causada pela estrutura com dupla saliência (polos salientes tanto no rotor quanto no estator) e pela saturação magnética, outra dificuldade para o estudo e utilização da máquina de relutância reside na obtenção de um modelo matemático preciso, que permita representar satisfatoriamente o comportamento das grandezas do sistema. A obtenção de um modelo adequado é determinante para o desenvolvimento e validação de técnicas de controle, estimadores, dentre outros. Todavia, não é possível representar o GRV por um modelo linear eficiente como é feito para a MI e MSIP (DING; LIANG, 2010; BARROS et al., 2015).

Para modelar o comportamento da máquina de relutância variável é necessário conhecer a característica de magnetização. Isto pode ser feito de distintas maneiras, das quais destacam-se: análise de elementos finitos (PARREIRA et al., 2005; MOGHADDAM et al., 2008; TOKUNAGA; KESAMARU, 2011; LIN et al., 2015); aproximações analíticas (TORREY, 1995; ANDRADE; KRISHNAN, 2001; XUE et al., 2003; LIANG; DING, 2009; DING; LIANG, 2010) e através de medições experimentais (LE-HUY; BRUNELLE, 2005; LE-HUY, 2015; BARROS et al., 2015). Barros (2015) aponta que a análise de elementos finitos é interessante quando se tem os dados de projeto da máquina, uma vez que o conhecimento de aspectos construtivos é necessário. Para fins de projeto de conversores e do sistema de controle, curvas de magnetização mais precisas podem ser obtidas por meio de ensaios experimentais. Ainda assim, faz-se necessário um adequado processamento matemático de modo que se obtenha um número suficiente de curvas sem a necessidade de um número extenso de resultados experimentais (SONG; ZHANG; GE, 2015).

Distintas técnicas de controle para a máquina de relutância variável têm sido propostas (KIANI, 2014; CHOI; BYUN; CHO, 2014; LIU et al., 2015; CAPOVILLA et al., 2015; SOZER; HUSAIN; TORREY, 2015; HUSAIN et al., 2016). Husain et al. (2016) propõe uma estratégia de controle por enfraquecimento de campo aplicada ao motor de

relutância variável. Neste, um sistema de coordenadas dq é desenvolvido para aplicações onde há controle rigoroso dos requisitos de torque. Considerando o fato de que os enrolamentos de fase do GRV estão sujeitos a uma força contra-eletromotriz (FCEM) substancial, para evitar a necessidade de sobredimensionar o sistema de acionamento, Kiani (2014) apresenta um controlador preditivo das correntes estatóricas do GRV. A partir deste é possível conhecer de antemão o perfil das correntes nos enrolamentos do estator.

Por serem compatíveis às características não-lineares do GRV, controladores não-lineares vem sendo estudados para o controle da tensão de barramento do gerador de relutância variável. Em Zan e Xie (2011) uma maior robustez foi observada a partir da utilização de um controlador PID adaptativo para o controle da tensão gerada. Oliveira, Aguiar e Silva (2015) apresentam uma estratégia para controle da tensão utilizando lógica *Fuzzy*. Uma técnica de controle por modos deslizantes baseada na otimização de um algoritmo genético é proposta em Liu et al. (2015). Cabe observar que as técnicas por modos deslizantes (SM - *sliding mode*), também conhecidas como estrutura variável, são discutidas desde a década de 1950. Esta abordagem permite o projeto de controladores robustos para plantas com dinâmicas não-lineares e incertezas paramétricas, apresentando características como simplicidade de projeto, invariância paramétrica e rejeição de distúrbios (VIEIRA, 2012). Além de métodos de controle, a abordagem por modos deslizantes também tem sido utilizada em observadores de estados para máquinas elétricas (YAN; JIN; UTKIN, 2000). Em Wang, Peng e Emadi (2016), o controle *sensorless* baseado em um observador de modos deslizantes aplicado ao motor de relutância variável é apresentado.

Tratando da otimização do processo de geração, Arifin, Al-Bahadly e Mukhopadhyay (2012) ressaltam que a eficiência do GRV depende do modo de acionamento e de várias variáveis, como os ângulos de disparo, correntes de fase, tensão do barramento e velocidade rotórica. Além disso, afirmam que existem e, buscam identificar, os valores ótimos de tensão de excitação, ângulo de disparo e corrente de referência para cada velocidade considerada. É possível observar na literatura destaque para o estudo da otimização dos ângulos de início e término da excitação. Kioskeridis e Mademlis (2006) apresentam um algoritmo para otimização destes ângulos no controle da tensão de barramento com acionamento a pulso único, enquanto Narla, Sozer e Husain (2012) apresentam uma estratégia de controle que varia os ângulos visando maximizar a eficiência e reduzir o *ripple* de tensão no barramento.

Sozer, Husain e Torrey (2015) apresentam um estudo sobre técnicas avançadas de controle para aplicações automotivas, ressaltando a possibilidade de redução da oscilação de torque e do ruído acústico na operação como motor. Para a geração, é apresentado o problema de otimização do controlador para minimizar o *ripple* de tensão do barramento e maximizar a eficiência tanto para velocidades acima, quanto inferiores à velocidade base. Conclui que o mesmo ponto ótimo de operação converge para ambos os objetivos e que, ao contrário do caso motor, tanto o ângulo de início quanto o de término da excitação

impactam significativamente nas características da geração.

Huang et al. (2013) apresentam uma estratégia de otimização do controle de tensão utilizando lógica *Fuzzy* para determinar os ângulos de excitação de modo a reduzir as ondulações de tensão do barramento. Em Barros et al. (2016) é apresentado um algoritmo para otimização do desempenho de geradores a relutância variável aplicados em geração eólica. Através de funções de otimização obtém-se os parâmetros de acionamento do gerador de modo a balancear as características de oscilação de torque, perdas magnéticas e perdas elétricas.

É importante observar que o conhecimento preciso da posição rotórica é parte fundamental para o controle adequado dos *drives* de máquinas de relutância variável. Sensores de posição externos, como *encoders* e *resolvers*, são soluções bastante utilizadas. Todavia, apresentam desvantagens já conhecidas, como custo, espaço e confiabilidade, o que impõe limites à gama de aplicações destes sistemas. Alguns estudos propõem métodos de estimação de velocidade e posição, onde observa-se que normalmente as técnicas são susceptíveis a apenas uma faixa de velocidades (ELMAS; PARRA, 1993; ZENG et al., 2009; ECHENIQUE et al., 2009; ZHANG et al., 2010; CHANG; CHENG, 2013; CAI; DENG, 2015; VUJICIC; CALASAN, 2016; SONG; GE; ZHANG, 2016).

Ainda, verificam-se diversos estudos abordando a possibilidade de utilização das máquinas de relutância variável em aplicações de veículos elétricos e híbridos. A indústria automotiva tem incorporado novas tecnologias para melhorar o desempenho e segurança dos veículos e, como consequência, a demanda por energia elétrica nestes tem aumentado significativamente (SILVEIRA et al., 2009). Além de apresentar características já mencionadas que vão de encontro a este tipo de aplicação, deve-se observar que a mesma máquina de relutância pode operar como motor ou gerador sem mudança na estrutura do *hardware* (conversor estático de potência). O modo de operação é definido alterando apenas as leis de controle e acionamento em um dispositivo de processamento de sinais (RAHMAN et al., 2000; SUN et al., 2016; KUSUMI et al., 2016; ZABIHI; GOUWS, 2016; YI; CAI, 2016).

Esta característica permite um aumento da capacidade de geração dos veículos híbridos a partir de tecnologias como a frenagem regenerativa, onde a mesma máquina utilizada para motorizar o veículo exerce o papel de gerador quando há a necessidade de desaleração, armazenando a energia em super capacitores ou baterias. Aproveitando-se da ampla faixa e da capacidade de operação em altas velocidades, outra proposta interessante é a substituição do motor de partida e do alternador de veículos por uma única máquina de relutância acoplada ao motor de combustão, tornando o sistema mais compacto e econômico (CAI, 2004; ZHANG; WILLIAMSON, 2008).

Com base na revisão realizada, verifica-se que os GRV apresentam grandes desafios tecnológicos a serem estudados e pesquisados para uma maior consolidação junto ao mercado de geração de energia elétrica. Entretanto, é possível encontrar na literatura diversas

situações onde a adoção do GRV é apontada como vantajosa pelas razões já citadas, como simplicidade, desempenho e vantagens econômicas (SOZER; HUSAIN; TORREY, 2015).

1.3 ESCOPO DO TRABALHO

Com relação às estratégias de controle para o GRV, quando comparada ao MRV, pode-se dizer que foram pouco exploradas, existindo ainda muito para ser desenvolvido nesta área (SILVEIRA, 2011). A revisão bibliográfica apresentou diversos desafios tecnológicos que devem ser superados para a consolidação destas máquinas tanto no mercado de geração de energia eólica, quanto em aplicações para veículos e aeronaves.

Tendo em vista este fim, o presente trabalho insere-se a medida que desenvolve uma série de ferramentas necessárias ao estudo dos sistemas de acionamento e controle da máquina de relutância variável. Como mencionado anteriormente, o controle da tensão gerada pelo GRV é fundamental em muitas aplicações industriais, automotivas, aeroespaciais e eólicas (sistemas isolados). Sendo assim, neste trabalho são analisadas técnicas aplicadas ao controle da tensão de barramento do GRV para distintos pontos de operação, apresentando os procedimentos de projeto para uma técnica não-linear por modos deslizantes e para controladores PI. São desenvolvidos também um modelo não-linear de simulação e uma bancada experimental que permitam a validação dos algoritmos de controle.

1.4 OBJETIVOS DO TRABALHO

Os objetivos desta dissertação são:

- Apresentar as características mecânicas e eletromagnéticas da máquina de relutância variável, relacionando-as com modelos matemáticos que descrevam a dinâmica do sistema;
- Construir um modelo de simulação capaz de representar adequadamente o comportamento global do sistema, incluindo máquina de relutância, conversor e sistema de controle;
- Apresentar técnicas de controle da tensão do barramento do GRV e procedimentos de projeto dos controladores;
- Desenvolver uma técnica de controle por modos deslizantes aplicada ao controle da tensão do barramento em sistemas com GRV;
- Desenvolvimento de uma bancada experimental para o acionamento da máquina

de relutância variável, de modo a permitir a operação como motor ou gerador e a validação dos estudos realizados;

- Obtenção de resultados experimentais que permitam validar as técnicas propostas.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em seis capítulos. O Capítulo 1 apresenta a motivação para o estudo dos geradores de relutância variável, fazendo uma revisão bibliográfica sobre o tema, além de apresentar o escopo e os objetivos do trabalho.

No Capítulo 2, o gerador de relutância variável é apresentado, detalhando suas características construtivas, formas de acionamento, controle e modelagem matemática.

O modelo não-linear de simulação é obtido no Capítulo 3, com descrição das etapas necessárias para a obtenção do mesmo e, posterior validação experimental do modelo.

O Capítulo 4 trata especificamente sobre o controle da tensão de barramento, sendo projetados os controlador por modos deslizantes e controladores PI. Resultados de simulação são apresentados para validar as estratégias propostas.

Os resultados experimentais e uma análise da eficiência do sistema são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

O Capítulo 6 trata da conclusão e apresenta as possibilidades de trabalhos futuros.

No Apêndice A verifica-se o projeto da bancada experimental desenvolvida nesta desta dissertação.

2 GERADOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

2.1 INTRODUÇÃO

Os princípios das máquinas de relutância variável datam de meados do século XIX, quando esta começou a ser utilizada como motor de uma locomotiva na linha férrea entre Glasgow e Edimburgo. Todavia, a tecnologia disponível naquele momento não permitia o desenvolvimento das potencialidades da máquina (NARLA, 2010). Para operar adequadamente, as máquinas de relutância variável exigem um conversor de potência e um sistema de controle adequado. Sendo assim, devido às limitações técnicas, por muito tempo os sistemas de acionamento representaram um gargalo para o desenvolvimento de aplicações utilizando esta tecnologia de máquina. Mais recentemente, a partir de 1970, com a consolidação da eletrônica de potência e o rápido avanço dos sistemas controlados digitalmente, devido a suas características construtivas e operacionais, a máquina de relutância vem surgindo como uma candidata viável a diversas aplicações (VIAJANTE, 2013). Atualmente, ressalta-se que a considerável diminuição no custo dos semicondutores de potência empregados na construção dos conversores têm contribuído para tornar o custo de sistemas com máquinas de relutância ainda mais atrativo (MIKAIL et al., 2013).

O desempenho de *drives* para máquinas de relutância variável depende do projeto adequado de todo o sistema, incluindo máquina, conversor de potência e controlador (MOSON; WILK, 2007). Neste sentido, como desafios para a popularização das máquinas de relutância variável observa-se que, devido às saliências duplas e ao fato de operarem geralmente na região de saturação magnética, as máquinas apresentam características altamente não-lineares que dificultam o projeto e o desenvolvimento de controladores, visto que não é possível representar o sistema por um modelo linear eficiente como é feito para a MI e MSIP (DING; LIANG, 2010; BARROS et al., 2015). Ainda, quando comparada com o MRV, pode-se dizer que as estratégias de controle para o GRV ainda foram pouco exploradas, existindo muito a ser desenvolvido para que o mesmo se consagre como uma alternativa frente a outras topologias (SILVEIRA, 2011).

Neste capítulo serão apresentadas as características construtivas da máquina, formas de acionamento, controle e modelagem matemática.

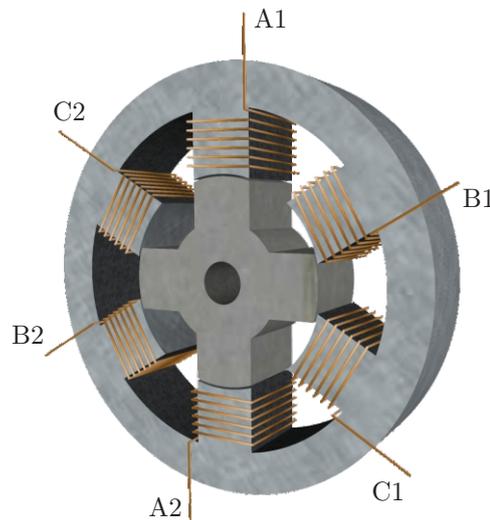
2.2 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

A máquina de relutância variável apresenta uma das configurações mais simples quando comparada a outras máquinas elétricas. É composta por uma estrutura de dupla

saliência, ou seja, possui polos salientes tanto no rotor quanto no estator. Os enrolamentos de fase são concentrados nos polos salientes do estator, sendo que o rotor é composto por material ferro magnético laminado e não apresenta enrolamentos ou imãs. Desta maneira, a excitação ocorre apenas no estator e os enrolamentos de fase são independentes.

Segundo Moson e Wilk (2007), as configurações construtivas que mais têm se mostrado adequadas na prática possuem polos simétricos e igualmente espaçados, podendo variar de um par de polos por fase (trifásico, com 6 polos no estator e 4 polos no rotor, ou de quatro fases, com 8 polos no estator e 6 no rotor) a dois pares de polos por fase (trifásico, com 12 polos no estator e 8 polos no rotor, ou de quatro fases, com 16 polos no estator e 12 no rotor). A estrutura trifásica mais simples tem configuração com 6 polos no estator e 4 polos no rotor (6x4), conforme mostra a Figura 2.1.

Figura 2.1 – Estrutura de dupla saliência da máquina de relutância variável trifásica configuração 6x4



Fonte: Autor.

A máquina utilizada neste trabalho possui estrutura 12x8, sendo uma variação da máquina 6x4 com repetição de fases. Uma foto desta sem o rotor pode ser vista na Figura 2.2.

O número de polos do rotor e do estator são normalmente pares, devido a dualidade magnética desejada para criar um caminho ao fluxo magnético. Quando estes polos se alinham, um caminho de mínima relutância ao fluxo se estabelece. Considerando a operação como motor, é preciso que o número de polos salientes do rotor e do estator seja distinto. Desta maneira, garante-se que haja torque de partida uma vez que pelo menos um dos pares de polos do rotor estará desalinhado em relação aos do estator. A operação como gerador não apresenta esta necessidade, uma vez que o rotor tem movimento imposto por fonte externa.

A escolha para o número de fases e polos depende da aplicação desejada. Uma

Figura 2.2 – Estator e carcaça da máquina de relutância variável utilizada na bancada



Fonte: Autor.

quantidade maior de fases aumenta a frequência entre os pulsos de corrente, reduzindo a ondulação no barramento e o tamanho do filtro. Além disso, um número maior de fases permite uma maior tolerância a faltas, característica desejável em diversas aplicações. Em contrapartida, um acréscimo no número de polos salientes reduz o espaço disponível aos enrolamentos nas ranhuras, limitando o número de espiras e/ou a bitola do condutor (SILVEIRA, 2008). A largura dos polos do rotor pode ser diferente da largura do estator, o que altera o intervalo de posições para o qual a indutância é máxima.

Devido à estrutura de dupla saliência e ao chaveamento das correntes de fase, o torque produzido pela máquina apresenta grandes oscilações, caracterizando uma desvantagem frequentemente relacionadas à máquina de relutância variável. Neste sentido, conforme apresentado na revisão bibliográfica, estratégias que visam reduzir as oscilações de conjugado são propostas na literatura. Cabe observar que a máquina permite operação em velocidades elevadas, o que reduz o intervalo de tempo entre a magnetização das fases e, conseqüentemente, suaviza as oscilações.

Embora não esteja no escopo deste trabalho, é interessante fazer uma distinção que frequentemente causa confusão na nomenclatura. Existe uma opção construtiva denominada Máquina Síncrona de Relutância (SynRM - *Synchronous Reluctance Machine*). Nesta, o estator é liso e apresenta enrolamentos senoidalmente distribuídos, semelhante ao de uma máquina de indução convencional. O rotor é cilíndrico e também não apresenta excitação, sendo o torque de relutância criado a partir de barreiras de fluxo construídas no rotor. Desta maneira, a máquina síncrona de relutância não exige a comutação de fases, como o que ocorre na máquina de relutância variável.

2.2.1 Perfil de indutância

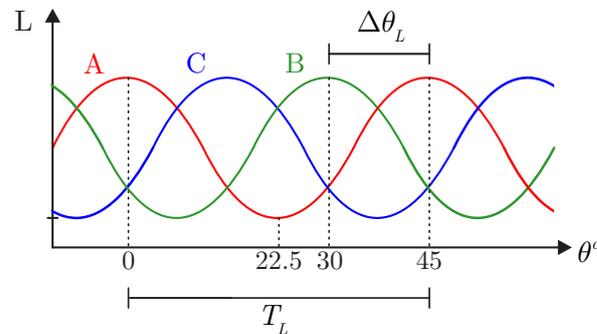
O período do perfil de indutância (T_L) é função do número de polos do rotor (n_r), enquanto a defasagem entre as fases ($\Delta\theta_L$) é função do número de polos do estator (n_e) e do número de fases (n_{ph}) da máquina. As expressões (2.1) e (2.2) permitem calcular estas grandezas. Considerando a máquina trifásica 12x8 utilizada neste trabalho, o período da indutância é de 45° e a defasagem de 15° , uma vez que há dois pares de polos por fase.

$$T_L = \frac{360^\circ}{n_r} \quad (2.1)$$

$$\Delta\theta_L = \frac{360}{n_e} \frac{1}{\text{pares por fase}} = 360 \frac{2n_{ph}}{n_e^2} \quad (2.2)$$

Assumindo que o eixo polar do rotor esteja alinhado com o eixo da Fase A, a Figura 2.3 apresenta uma aproximação senoidal do perfil de indutâncias. Cabe observar que, embora a aproximação senoidal sirva para fins explicativos, na prática, o perfil de indutância da máquina difere deste comportamento. Considerando o fenômeno da saturação do material que constitui o circuito magnético, a indutância das fases não é apenas função da posição, mas também da corrente elétrica. Uma análise mais detalhada a respeito da influência da saturação na operação da máquina é realizada no Capítulo 3.

Figura 2.3 – Aproximação senoidal do perfil de indutâncias para o GRV trifásico 12x8

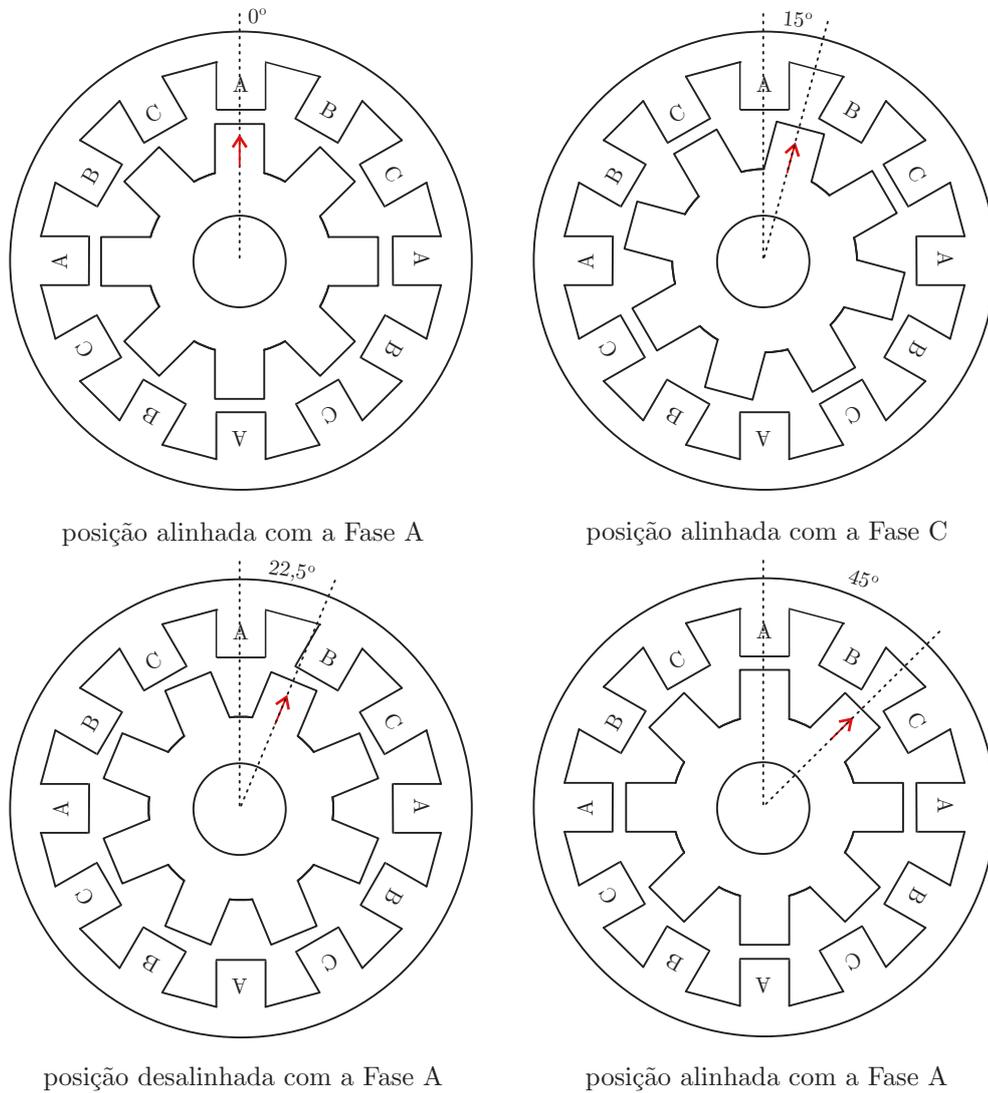


Fonte: Autor.

Para melhor visualizar o comportamento da indutância em função da posição do rotor, a Figura 2.4 apresenta uma vista em corte da máquina 12x8 para algumas posições rotóricas, como a de alinhamento (0°) e máximo desalinhamento (22.5°) em relação a fase A. Evidencia-se também a defasagem entre duas fases consecutivas, uma vez que 15° após alinhar-se à fase A, o rotor alinha-se à fase C. Passados 45° , completa-se um período, e o rotor alinha-se novamente a fase A.

Para a correta operação do sistema de controle, é preciso obter a posição relativa do rotor (θ_{ph}) referida a cada uma das fases, θ_a , θ_b e θ_c . Deve-se considerar o período e

Figura 2.4 – Exemplo de posições rotóricas (θ) para uma máquina trifásica 12x8, considerando o eixo do rotor alinhado com a Fase A

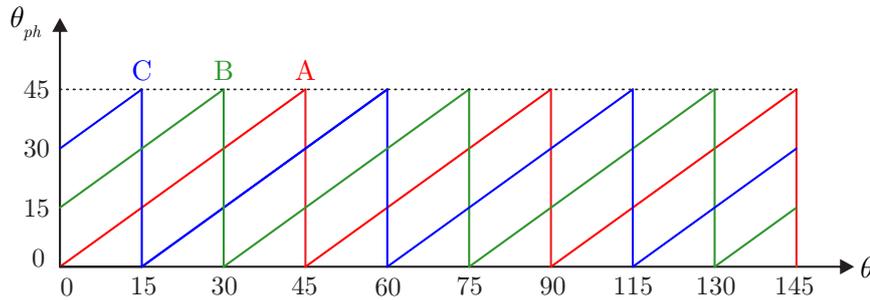


Fonte: Autor.

a defasagem entre estas, de modo que para a configuração apresentada nesta seção, as posições são definidas na expressão (2.3). Note, que a função *floor* é utilizada para obter apenas a parte inteira do resultado da divisão.

$$\begin{aligned}
 \theta_a &= \left(\frac{\theta}{45^\circ} - \text{floor} \left(\frac{\theta}{45^\circ} \right) \right) \cdot 45^\circ \\
 \theta_b &= \theta_a + 15^\circ \\
 \theta_c &= \theta_a - 15^\circ = \theta_a + 30^\circ
 \end{aligned}
 \tag{2.3}$$

Na Figura 2.5 é possível visualizar, assumindo velocidade constante, as posições relativas a cada fase em função da posição rotórica.

Figura 2.5 – Posições relativas as fases (θ_{ph}) em função da posição rotórica (θ)

Fonte: Autor.

2.2.2 Conversores de potência

Para operar, tanto como motor quanto gerador, a máquina de relutância variável exige um conversor estático de potência. A escolha de um *drive* adequado para o acionamento pressupõe a capacidade de excitar cada uma das fases individualmente e, no momento adequado, ficando evidente a necessidade de conhecer a posição rotórica, quer seja através de sensores mecânicos ou de técnicas de estimação. Além disso, é necessário que o conversor seja capaz de criar um caminho para a transferência de energia diretamente a carga ou, quando conectado a rede elétrica, para um inversor.

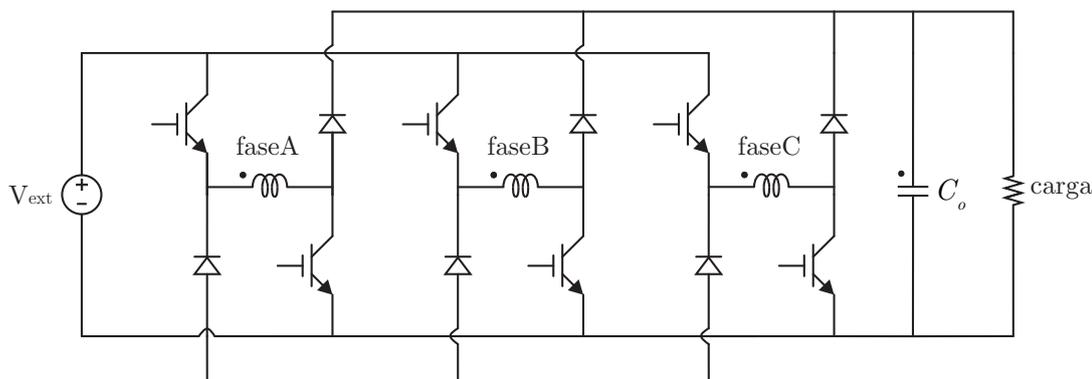
Conforme será verificado posteriormente com a modelagem matemática, o conversor utilizado pode ser unidirecional em corrente, porém deverá ser bidirecional em tensão. Isto pois, considerando a lei de Faraday, é necessário impor tensão negativa para que seja possível desmagnetizar a máquina ao término de cada período. Neste sentido, a topologia de conversor mais utilizada para o acionamento é conhecida como meia ponte assimétrica ou *half-bridge* assimétrico (AHB). Nesta, para cada fase da máquina, um braço com dois interruptores controlados e dois diodos é posto em série com os enrolamentos de fase.

Existem duas variações básicas desta topologia, dependendo de como ocorre a magnetização das fases. A primeira delas possui excitação independente, utilizando uma fonte externa de tensão para magnetização das fases, conforme mostrado na Figura 2.6. Esta topologia tem como característica a necessidade de uma fonte externa, o que eleva os custos e reduz o rendimento global. Em contrapartida, torna o controlador relativamente mais simples, além de reduzir a ondulação da tensão do barramento ou, para uma mesma ondulação percentual, reduzir o tamanho do filtro.

A configuração utilizada neste trabalho é a configuração auto-excitada, apresentada na Figura 2.7. Nesta, o barramento do conversor, além de limitar as oscilações de tensão, é responsável pela magnetização das bobinas.

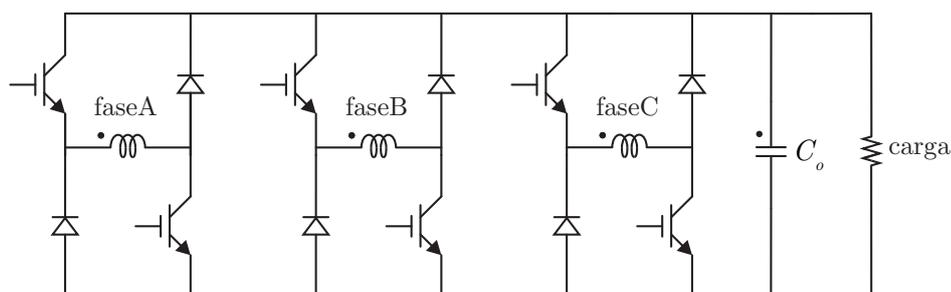
Assumindo que não haja sobreposição de fases, é possível separá-las para análise das etapas de operação do conversor, conforme mostra a Figura 2.8. Considerando

Figura 2.6 – Conversor AHB para acionamento de gerador trifásico - configuração excitada por fonte externa



Fonte: Autor.

Figura 2.7 – Conversor AHB para acionamento de gerador trifásico - configuração auto-excitada

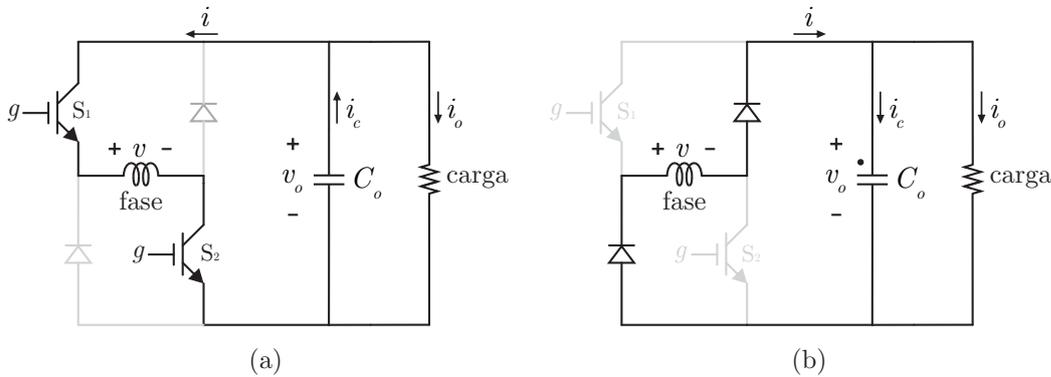


Fonte: Autor.

a operação como gerador, ao conduzirem, os interruptores conectados a uma das fases dão início a etapa de excitação, na qual transfere-se energia do barramento para a fase, magnetizando-a. A corrente cresce até que as chaves sejam bloqueadas, o que dá início a etapa de geração. A partir deste momento, a energia armazenada nos enrolamentos faz com que os diodos entrem em condução, fornecendo um caminho para a desmagnetização das bobinas sobre a carga, até que a corrente de fase chegue a zero. Desconsiderando as perdas, a energia transferida para a carga neste período é composta pela energia de magnetização, mais a parcela proveniente da fonte primária através de conversão eletromecânica. A Figura 2.8 apresenta estas duas etapas, onde S_1 e S_2 são os transistores conectados à fase, C_o o capacitor do barramento, v a tensão de fase, v_o a tensão do barramento, i a corrente de fase, i_c a corrente no barramento e i_o a corrente na carga.

Cabe ressaltar que, para a estrutura auto-excitada, uma fonte externa também é necessária para prover a pré-carga do barramento e, conseqüentemente, a excitação inicial da máquina. Todavia, ao contrário do apresentado na Figura 2.6, esta fonte externa é utilizada temporariamente e apresenta proporções reduzidas, a exemplo de uma bateria.

Figura 2.8 – Etapas de operação do conversor AHB auto-excitado aplicada ao GRV, considerando uma das fases: (a) etapa de excitação; (b) etapa de geração



Fonte: Autor.

Um circuito pode ser incluído para recarregar esta fonte tão logo a operação do gerador entre em regime. Caso haja conexão com a rede elétrica, a própria rede pode fornecer a energia para a pré-carga a partir de um segundo conversor.

É interessante observar também, que a configuração auto-excitada apresentada na Figura 2.7 é compatível com o acionamento da máquina em operação motora, exigindo apenas a inclusão de uma fonte externa de tensão no lugar do barramento e alterações em nível de algoritmo de controle para ajuste dos ângulos de disparo em função da posição rotórica.

A flexibilidade da topologia também é verificada pela possibilidade de se controlar individualmente cada uma das fases, permitindo a operação mesmo em condição de falta. Em adição, pode-se dizer que apresenta boa confiabilidade, uma vez que os interruptores são postos em série com os enrolamentos da máquina, incluindo uma indutância que limita a variação de corrente em caso de curto circuito, conferindo proteção ao barramento CC (BARROS, 2015).

Por possuir dois interruptores por fase, é possível citar o custo como uma desvantagem desta configuração. Será demonstrado posteriormente que o torque das máquinas de relutância independe da polaridade da corrente de excitação. Por este motivo, ao contrário dos circuitos de acionamento das máquinas CA convencionais, não seria necessário que houvesse duas chaves no circuito de acionamento (KRISNAN, 2001).

Outra característica que deve ser mencionada é o elevado volume do capacitor do barramento, devido as acentuadas oscilações de tensão. Em geral, deseja-se uma oscilação de tensão menor do que 5% e, para tanto, segundo Cai e Yi (2016), o capacitor mínimo C_{o_min} pode ser calculado a partir de

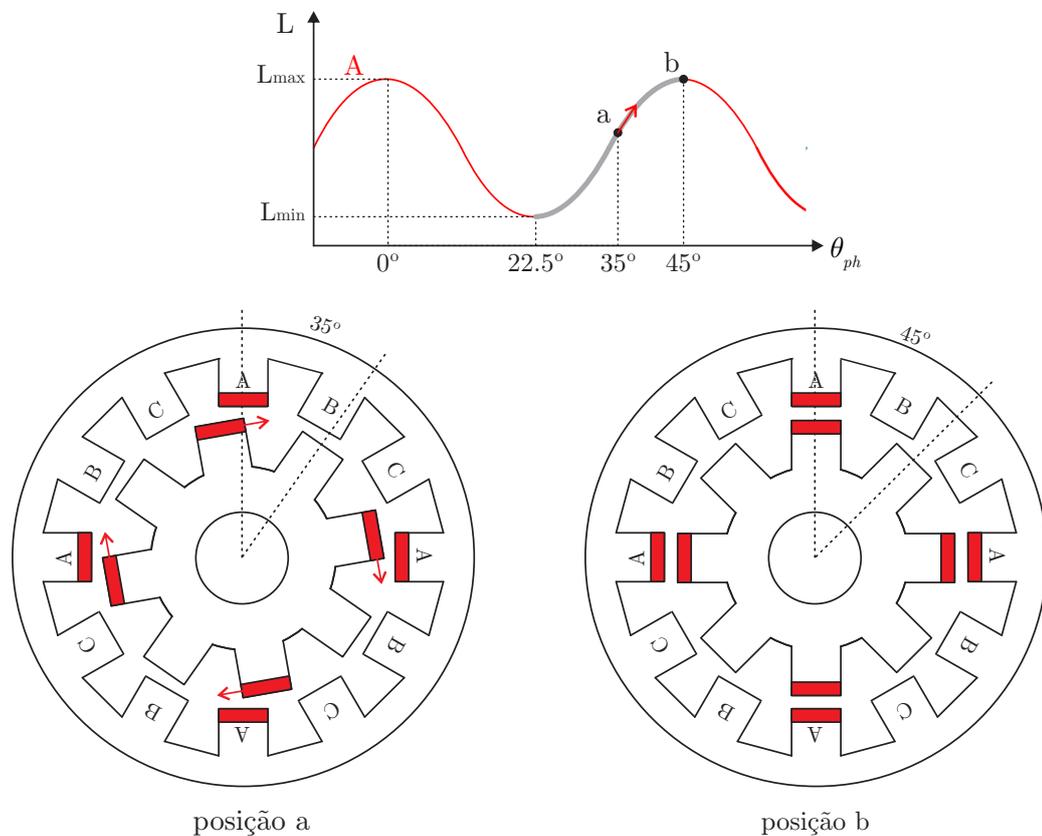
$$C_{o_min} = \frac{Li^2}{0.1v_o^2}. \quad (2.4)$$

Embora durante a comutação entre fases possa acontecer transferência de energia de uma para a outra, esta parcela é muito pequena e não altera a capacitância mínima necessária. Cai e Yi (2016) apresentam também métodos de minimização do capacitor a partir de alterações topológicas. Outras topologias de conversores são apresentadas em (RADUN, 1994; MILLER, 2001; PENG; YE; EMADI, 2016).

2.3 ACIONAMENTO E CONTROLE

O controle da máquina de relutância variável é realizado por meio do acionamento das chaves do conversor eletrônico de potência. Considerando a operação como motor, devido ao fenômeno da relutância magnética, ao energizar uma das fases do estator, a máquina tende a alinhar os polos do rotor aos polos da fase energizada de modo a atingir uma posição de equilíbrio estável. Pode-se dizer então que o rotor será motorizado seguindo uma tendência natural em maximizar a indutância de fase ou, em outras palavras, minimizar a relutância do circuito magnético. A Figura (2.9) mostra um exemplo desta forma de operação. Nesta figura, a magnetização da fase A na posição 'a' faz com que o

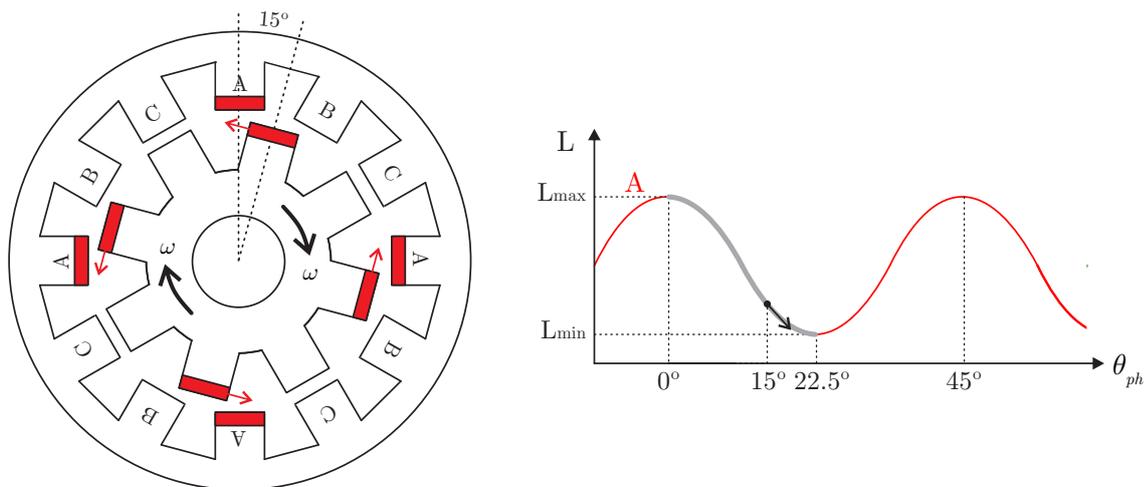
Figura 2.9 – Operação como gerador. Fase A excitada durante o intervalo crescente de indutância



rotor gire buscando a próxima posição de equilíbrio, ou seja, tendendo a alinhar-se com a fase A (ponto 'b'). Alternando ciclicamente a energização das fases, o rotor seguirá a sequência imposta girando de forma síncrona e caracterizando a operação como motor.

Para que a máquina de relutância variável opere como gerador, é necessário excitar cada uma das fases durante o intervalo decrescente de sua indutância. Tal condição é imposta pois, considerando o rotor em movimento devido a ação externa de uma fonte primária (torque mecânico imposto), ao excitar as fases de maneira contrária a tendência natural do rotor em alinhar os seus polos aos da fase excitada, o torque eletromagnético produzido e a força contra-eletromotriz assumem valores negativos e, como resultado, converte-se a energia mecânica da fonte primária em energia elétrica, caracterizando o processo de geração (SILVEIRA et al., 2009). A Figura 2.10 apresenta um exemplo desta forma de operação, onde é possível verificar que ao excitar a fase durante o intervalo decrescente de indutância, o sentido de giro imposto ao rotor pela máquina primária se opõe a tendência de alinhamento.

Figura 2.10 – Operação como gerador. Fase A excitada durante o intervalo decrescente de indutância



Fonte: Autor.

Ainda, para que o sistema opere adequadamente, faz-se necessário um controle em malha fechada, uma vez que a máquina é instável para operação em malha aberta (TORREY, 2002; BARROS, 2015). Como já mencionado, as características reais dos geradores de relutância variável distam das ideais. Sendo assim, é preciso um controle robusto adequado para tornar a performance do GRV competitiva. Alguns fenômenos importantes afetam diretamente o funcionamento do gerador, e são descritos a seguir (CHANG; LIAW, 2008):

1. Comportamento não-linear: A indutância da máquina é altamente não-linear, sendo função da posição rotórica e da corrente elétrica. Desta maneira, a conversão eletro-

magnética de energia e a tensão gerada apresentam dinâmicas não-lineares difíceis de modelar, dificultando também o projeto dos controladores.

2. Efeitos da força contra-eletromotriz: Durante o processo de geração, a FCEM assume valores negativos, o que aliado a tensão terminal, contribui para que a corrente nas fases cresça na etapa de magnetização. Caso a FCEM seja elevada, a corrente pode continuar aumentando mesmo após o bloqueio dos interruptores, quando começa a etapa de geração (ou desmagnetização). Tal efeito dificulta tanto o controle por histerese, uma vez que o efeito desejado ao bloquear os interruptores não acontece, quanto o controle a pulso único, visto que picos de corrente mais elevados serão observados. Ambas as situações são prejudiciais para os dispositivos semicondutores e para os enrolamentos do motor.
3. Os enrolamentos são primeiramente excitados pelo barramento para depois transferirem a energia magnética no período de geração. Deste modo, o barramento CC contém oscilações acentuadas devido a estes efeitos não ideais da comutação.
4. A transferência de energia não é simultânea: A fonte externa ou o próprio barramento, no caso auto-excitado, são responsáveis pela excitação da máquina, mas não alimentam diretamente a carga. A tensão que faz circular corrente na carga é a FCEM induzida nas bobinas de fase pelo movimento do rotor em relação à fase magnetizada.
5. A tensão e corrente de excitação, o estado dos semicondutores, as tensões e correntes de fase, os conjugados mecânicos e eletromagnéticos, e a tensão e corrente de saída são todas grandezas interdependentes.

Para que os controladores sejam projetados adequadamente, estes fenômenos devem ser levados em consideração. Os sistemas empregando geradores de relutância variável podem assumir distintos requisitos e variáveis de controle. Em aplicações embarcadas, veículos elétricos e geração isolada, por exemplo, faz-se necessário o controle da tensão gerada de modo a regulá-la frente a variações de carga e velocidade. Em aplicações eólicas, objetiva-se manter o sistema no ponto de máxima potência e, para tanto, um controlador de potência ativa faz-se necessário. Quando há a conexão de cargas CA por meio de inversores, é desejável o controle da corrente de barramento (BARROS, 2015).

Considerando em especial as aplicações que necessitam controle da tensão de barramento, é preciso variar o nível de magnetização do gerador para que seja possível regular a tensão gerada frente a distúrbios e variações paramétricas. A variação da magnetização do GRV pode ser obtida de várias maneiras, das quais Silveira (2011) ressalta:

- *Acionamento a pulso único*: Trata da variação dos ângulos de início (θ_{on}) e/ou término (θ_{off}) da excitação, ou seja, o intervalo de posições para o qual os interruptores do conversor permanecem em condução para uma determinada fase. Apenas

um pulso se estabelece para o intervalo $\theta_{on} \leq \theta_{ph} \leq \theta_{off}$, e um controlador (PI, por exemplo) deve ser projetado para definir os ângulos em função do erro de rastreamento da tensão. É usual manter θ_{on} constante, variando o ângulo θ_{off} .

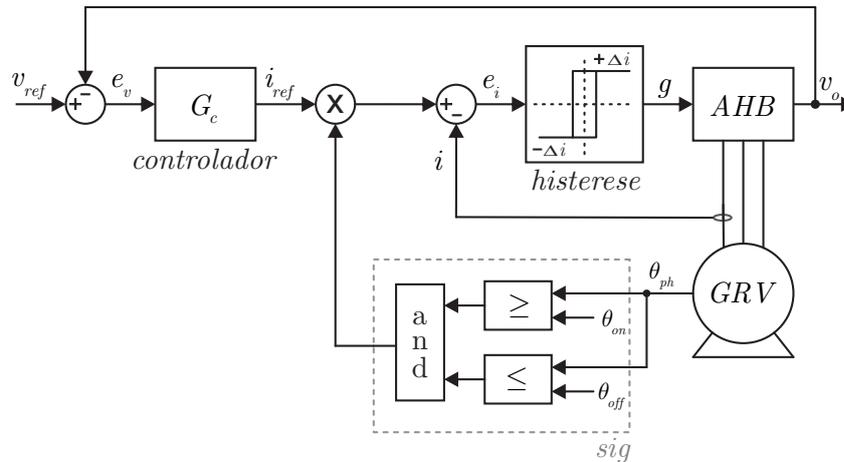
- *Modulação PWM da tensão de excitação:* Esta estratégia realiza a modulação por largura de pulso da tensão do barramento CC, mantendo os ângulos de disparo constantes. Durante a etapa de excitação de uma das fases, um sinal PWM aciona uma das chaves do conversor AHB conectada a esta (S_1 , por exemplo). A outra chave, (S_2), entra em condução em θ_{on} e mantém-se neste estado até θ_{off} .
- *Acionamento via regulador histerese de corrente:* Esta técnica varia a magnetização da máquina a partir do controle da corrente e, para tanto, opera com duas malhas. Na malha interna, a corrente de magnetização é controlada a partir de um regulador de histerese. A referência de corrente é determinada pela malha externa em função do erro de rastreamento da tensão. O acionamento por histerese apresenta comportamento melhor do que a modulação PWM devido à não-linearidade do GRV afetar o desempenho desta última.
- *Variação da tensão de excitação:* Para a topologia excitada por fonte externa, trata do controle da tensão de excitação a partir de um conversor pré-regulador, mantendo os ângulos de excitação fixos. Um controlador (PI, por exemplo) deve ser projetado para definir a razão cíclica de operação do conversor pré-regulador (*buck*, por exemplo) de modo a gerar a tensão de excitação adequada.

Tipicamente, a análise dos sistemas de controle é realizada por fase, uma vez que é possível desconsiderar o acoplamento entre estas (KRISNAN, 2001). Sendo assim, os sistemas de controle utilizam os mesmos parâmetros de excitação para todas as fases, sendo implementados considerando a defasagem espacial entre elas (SOZER; TORREY, 2004). Neste trabalho dá-se enfoque as técnicas de acionamento a pulso único e via regulador de histerese, melhor detalhadas nas sub-seções a seguir.

2.3.1 Acionamento via regulador histerese de corrente

O acionamento por regulador de histerese parte do pressuposto que este processa o erro de rastreamento entre a corrente de fase medida e a referência i_{ref} , determinada por um controlador em função do erro de rastreamento de tensão e_v . Uma banda de histerese Δi é estabelecida e, comparando o erro de corrente e_i aos limites desta banda, define-se o estado (g) dos interruptores do conversor. Um diagrama de blocos com a estrutura do sistema é apresentado na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Diagrama de blocos do controle por histerese, para uma fase



Fonte: Autor.

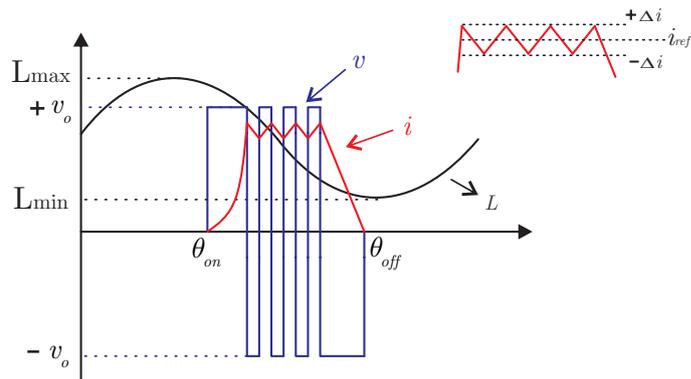
Note que existe um bloco denominado *sig*. Este é responsável por determinar o período de excitação da máquina, ou seja, em quais posições permite-se que os interruptores conduzam. Para tanto, a leitura da posição da máquina relativa à fase em questão (θ_{ph}) é comparada aos ângulos de início e término da excitação, θ_{on} e θ_{off} , previamente estabelecidos. Se o rotor estiver posicionado entre estas duas posições, *sig* retorna o valor 1 e, através de um multiplicador, habilita-se o valor da corrente de referência. Caso contrário, *sig* retornará zero, mantendo a i_{ref} nula e os interruptores bloqueados.

No início do período de excitação, quando verifica-se que a condição $\theta \geq \theta_{on}$ é satisfeita, as chaves S_1 e S_2 (vide Figura 2.8) entram em condução e a corrente de fase começa a crescer. Quando o erro de corrente excede o limite superior da banda de histerese ($+\Delta i$), os interruptores S_1 e S_2 são bloqueados de forma simultânea. Neste momento, os diodos passam a conduzir, criando um caminho para a corrente de fase até a carga. A corrente decresce até que atinge o limite inferior ($-\Delta i$), momento em que as chaves entram em condução novamente. Este processo se repete até que a posição do rotor ultrapasse o valor de θ_{off} , término da etapa de excitação, a partir do qual interruptores permanecerão bloqueados até que a próxima excitação ocorra.

Para exemplificar o processo de geração com regulação por histerese, a Figura 2.12 apresenta as formas de onda da corrente de fase (i), tensão de fase (v) e uma aproximação senoidal do perfil de indutâncias (L). O comportamento da corrente durante a histerese é apresentada no canto superior da figura, onde verifica-se que esta oscila entre $(I_{ref} + \Delta i)$ e $(I_{ref} - \Delta i)$. É possível verificar também que, desprezando-se as perdas, as fases da máquina são sujeitas a uma variação de tensão igual ao dobro da tensão do barramento, uma vez que assumem hora o valor do barramento, hora seu oposto.

É importante ressaltar que θ_{on} e θ_{off} devem ser definidos de acordo com a operação desejada (motor ou gerador), levando em consideração o perfil de indutâncias da máquina.

Figura 2.12 – Formas de onda para a operação com histerese



Fonte: Autor.

Observe que na Figura 2.12 fica clara a operação como gerador devido à excitação ocorrer no período de decrescimento da indutância. Estudos podem ser realizados para definir estes ângulos de modo a otimizar algum parâmetro ou conjunto de parâmetros, como a eficiência e/ou a oscilação de torque, por exemplo.

A estrutura de acionamento por histerese apresenta simples implementação e pode servir para controlar tensão ou potência a partir da regulação de corrente. A i_{ref} deverá ser definida por uma malha de controle externa, dependendo da variável que se deseja controlar. O acionamento via regulador histerese é utilizado para operações em média e baixa velocidades, sendo que define-se como limite o conceito de velocidade base. Nesta, a FCEM desenvolvida é igual em módulo a tensão aplicada à fase. Para rotações acima deste valor, a FCEM desenvolvida pelo GRV supera a tensão de fase de maneira que a corrente continua crescendo mesmo com o bloqueio das chaves do conversor, inviabilizando a histerese. Este fenômeno será melhor explicado posteriormente, no Capítulo 3.

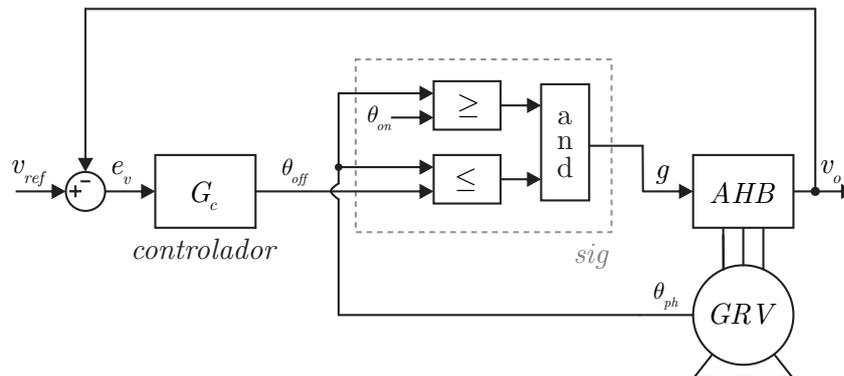
2.3.2 Acionamento a pulso único

O acionamento a pulso único apresenta, como o nome indica, um único pulso no intervalo de excitação. É utilizado em operações com rotação elevada, acima da velocidade base. Nesta faixa de operação, embora tanto o ângulo de início quanto o de término da excitação impactem significativamente na corrente de fase, ainda assim não é possível controlar o valor de pico desta, tendo em vista a ação da FCEM. Distintas combinações de ângulos podem ser obtidas para gerarem uma mesma tensão ou potência e, conforme já mencionado, podem ser otimizadas para um fim específico.

Na presente análise, assume-se que o ângulo θ_{on} é fixo e previamente definido. O ângulo de término da excitação, θ_{off} , é determinado por um controlador a partir do erro de rastreamento da tensão do barramento. O conversor AHB é acionado a partir da

lógica de acionamento contida no bloco *sig*, de modo que ambos os interruptores relativos a uma fase são postos em condução para posições tal que $\theta_{on} \leq \theta_{ph} \leq \theta_{off}$. A Figura 2.13 apresenta o diagrama de blocos desta forma de acionamento, enquanto a Figura 2.14 apresenta as formas de onda da indutância (aproximação senoidal), da corrente e tensão de fase.

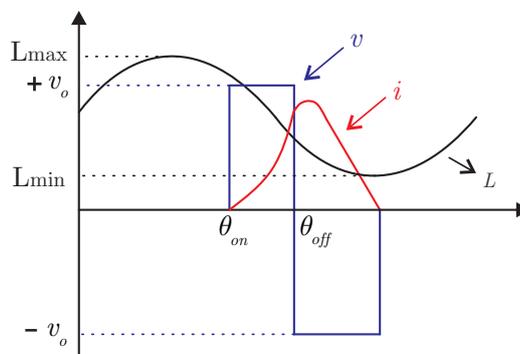
Figura 2.13 – Diagrama de blocos do controle a pulso único, para uma das fases



Fonte: Autor.

Observe que, tanto no acionamento a pulso único, quanto via regulador histerese, a operação lógica *and* foi utilizada, pois assumiu-se que $\theta_{off} > \theta_{on}$ e, portanto, as condições $\theta \geq \theta_{on}$ e $\theta \leq \theta_{off}$ devem ser atendidas. No entanto, para a operação geradora, no intuito de que a corrente de fase comece a crescer antecipadamente, existe a possibilidade de iniciar a magnetização da máquina ligeiramente antes do ponto de máxima indutância (definido como 0°). Desta forma, considerando que o período do perfil de indutâncias é de 45° , é possível que θ_{on} seja definido em um valor maior do que θ_{off} , como por exemplo 43° . Quando isto ocorrer, a lógica *and* deve ser substituída pela lógica *or*, bastando que uma das condições seja atendida.

Figura 2.14 – Formas de onda para a operação com pulso único



Fonte: Autor.

2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA

Nesta seção são apresentados os modelos elétrico e mecânico do gerador de relutância variável, de modo a expressar o comportamento dinâmico da máquina. Os efeitos da saturação magnética no sistema são evidenciados.

2.4.1 Equações elétricas e mecânicas

Em uma máquina de relutância variável, a tensão nos terminais de uma das fases é dada por

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt}, \quad (2.5)$$

onde ϕ é o fluxo magnético concatenado pelas bobinas do estator e R é a resistência dos enrolamentos de fase. Considerando a saturação magnética, o fluxo e a indutância L dependem tanto da posição θ quanto da corrente i , de modo que o fluxo magnético é definido como

$$\phi(i, \theta) = L(i, \theta)i(t). \quad (2.6)$$

Substituindo a expressão do fluxo de (2.6) em (2.5) e, calculando a derivada do produto, obtém-se

$$v = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta, i)}{dt}. \quad (2.7)$$

A derivada da indutância em relação ao tempo pode ser expandida em frações parciais, de modo que

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt}. \quad (2.8)$$

Substituindo (2.8) em (2.7) e agrupando os termos obtém-se

$$v = Ri + l(\theta, i)\frac{di}{dt} + e \quad (2.9)$$

onde

$$l(\theta, i) = L(\theta, i) + i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \quad (2.10)$$

$$e = i\omega\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (2.11)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.12)$$

O termo $l(\theta, i)$ expresso em (2.10) é chamado indutância incremental. Este inclui o efeito da saturação magnética uma vez que considera, além da indutância própria $L(\theta, i)$,

a corrente elétrica i e a variação da indutância em função desta corrente. Em (2.12) define-se a velocidade angular ω . O termo e apresentado em (2.11) representa a força contra-eletromotriz (FCEM) gerada a partir do movimento dos polos do rotor em relação aos polos excitados do estator. Em máquinas com dupla saliência, devido a elevada taxa de variação da indutância, a FCEM domina a equação.

A partir da equação (2.9), as tensões em uma máquina trifásica podem ser representadas pela seguinte equação,

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + \omega \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ 0 & R_2 + \omega \frac{\partial L_2}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & R_3 + \omega \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & l_2 & 0 \\ 0 & 0 & l_3 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

onde v_1 , v_2 , e v_3 são as tensões de fase; R_1 , R_2 , e R_3 são as resistências dos enrolamentos; i_1 , i_2 , e i_3 são as correntes de fase; L_1 , L_2 , L_3 são as indutâncias próprias de fase e l_1 , l_2 , l_3 são as indutâncias incrementais.

Observe que é possível desconsiderar as indutâncias mútuas uma vez que, para máquinas bem projetadas, seu efeito representa menos de 5% em comparação ao fluxo concatenado pelas indutâncias próprias (KRISNAN, 2001; VIAJANTE, 2013).

Caso a saturação seja desprezada, o comportamento do fluxo eletromagnético em função da corrente é considerado linear, sendo a indutância constante em relação a corrente e função apenas da posição. Nesta situação, a expansão em frações parciais apresentada em (2.8) pode ser reescrita por

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{dL(\theta)}{dt} = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.14)$$

e, conseqüentemente, a tensão de fase pode ser expressa apenas em função da indutância própria $L(\theta)$, de modo que

$$v = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL(\theta)}{d\theta}, \quad (2.15)$$

2.4.2 Torque eletromagnético

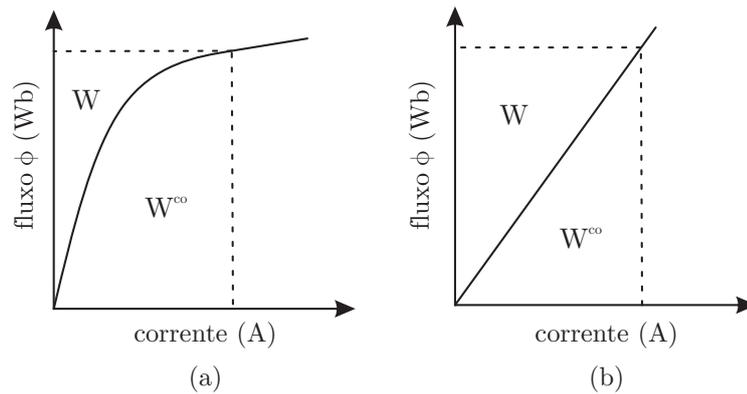
As equações para o cálculo do torque eletromagnético serão apresentadas segundo duas análises: análise não-linear (considerando o efeito da saturação magnética) e análise linear (desprezando a saturação).

2.4.2.1 Análise não-linear

Em situações práticas, as máquinas de relutância estão longe da linearidade magnética. Para que seja possível entender a conversão eletromecânica de energia de modo apropriado, é necessário que se faça uma análise não-linear levando em consideração a saturação do circuito magnético. Para tanto, deve-se considerar as curvas de magnetização da máquina, ou seja, o comportamento do fluxo em função da corrente elétrica para uma determinada posição do rotor (MILLER, 2001).

A característica de magnetização considerando a saturação é apresentada na Figura 2.15 (a), onde W representa a energia e W^{co} a co-energia. Se o circuito magnético fosse linear, a curva de magnetização seria uma reta e a energia seria igual a co-energia, conforme mostra a Figura 2.15 (b).

Figura 2.15 – Características de magnetização: (a) caso não-linear; (b) caso linear, desprezando saturação



Fonte: Autor.

Enquanto a energia é definida pela integral da corrente em relação ao fluxo, a co-energia em cada uma das fases pode ser definida como a integral do fluxo em relação a corrente (MILLER, 2001; KRISNAN, 2001)

$$W_j^{co} = \int_0^i \phi(\theta, i) di, \quad (2.16)$$

sendo que j indica a fase, e $j \in N \mid 1 \leq j \leq 3$ para o caso trifásico. A co-energia total é dada pelo somatório de cada uma das fases, de modo que

$$W^{co} = \sum_{j=1}^3 W_j^{co}(i, \theta). \quad (2.17)$$

Para um determinado valor de corrente, considerando o trabalho mecânico realizado para mover o rotor de uma posição a outra, é possível determinar o torque eletromagnético a

partir da derivada parcial da co-energia em relação a posição, conforme mostra a expressão

$$T_{em} = \frac{\partial W^{co}}{\partial \theta}. \quad (2.18)$$

2.4.2.2 Análise linear

Para a abordagem linear é possível deduzir o torque eletromagnético, dentre outros métodos, a partir da potência de entrada (SILVEIRA, 2011; MILLER, 2001). Multiplicando a equação (2.15) pela corrente i pode-se escrever a potência instantânea de entrada como

$$p_{in} = vi = Ri^2 + i^2 \frac{dL(\theta)}{dt} + L(\theta)i \frac{di}{dt} \quad (2.19)$$

Considerando que a taxa de variação da energia magnética armazenada é dada por

$$\frac{d[L(\theta)i^2]}{dt} = 2L(\theta)i \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta)}{dt} i^2, \quad (2.20)$$

é possível isolar o termo

$$L(\theta)i \frac{di}{dt} = \frac{d\left[\frac{1}{2}L(\theta)i^2\right]}{dt} - \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{dt} i^2. \quad (2.21)$$

Substituindo o último termo de (2.19) por (2.21) obtém-se

$$p_{in} = Ri^2 + \frac{d\left[\frac{1}{2}L(\theta)i^2\right]}{dt} + \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{dt} i^2. \quad (2.22)$$

Desprezando a saturação, é possível substituir a derivada da indutância, no último termo da equação (2.22), pelo exposto em (2.14). Deste modo, pode-se reescrever a potência de entrada como

$$p_{in} = Ri^2 + \frac{d\left[\frac{1}{2}L(\theta)i^2\right]}{dt} + \frac{1}{2}i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \omega. \quad (2.23)$$

Na equação (2.23) a potência instantânea de entrada p_{in} é dividida em três termos. O primeiro termo representa as perdas resistivas no enrolamento da fase. O segundo termo representa a taxa de variação da energia armazenada no campo magnético, enquanto, de acordo com a lei de conservação de energia, o último termo representa a potência no entreferro.

Sabendo que a potência no entreferro é o produto do conjugado eletromagnético pela velocidade do rotor

$$p_g = T_{em}\omega, \quad (2.24)$$

o torque eletromagnético desprezando-se a saturação é dado por

$$T_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta}. \quad (2.25)$$

2.4.3 Equações mecânicas e modelo expandido

Considerando a operação como gerador, de modo geral o torque mecânico pode ser definido como

$$T_m = -T_{em} + B\omega + J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.26)$$

onde B é a constante de atrito mecânico e J é a inércia do rotor. Para o caso em que a saturação é desprezada, substituindo a equação (2.25) em (2.26) obtém-se o torque mecânico da seguinte maneira:

$$T_m = -\frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.27)$$

O procedimento apresentado é generalizável para um número de fases qualquer. Deste modo, considerando as equações (2.15) e (2.27) e incluindo no vetor de estados a velocidade e a posição, para um sistema trifásico sem saturação é possível escrever a seguinte equação matricial

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ -r_a & -r_b & -r_c & B & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1(\theta) & 0 & 0 & 0 & i_1 \frac{\partial L_1(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & L_2(\theta) & 0 & 0 & i_2 \frac{\partial L_2(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_3(\theta) & 0 & i_3 \frac{\partial L_3(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

onde

$$\begin{aligned} r_a &= \frac{1}{2} i_1 \frac{\partial L_1(\theta)}{\partial \theta} \\ r_b &= \frac{1}{2} i_2 \frac{\partial L_2(\theta)}{\partial \theta} \\ r_c &= \frac{1}{2} i_3 \frac{\partial L_3(\theta)}{\partial \theta} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Isolando a derivada do vetor de estados e desprezando a saturação magnética, a partir de

(2.28) obtém-se a representação por variáveis de estado:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{i_1}{L_1} \frac{\partial L_1}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 & -\frac{i_2}{L_2} \frac{\partial L_2}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_3}{L_3} & -\frac{i_3}{L_3} \frac{\partial L_3}{\partial \theta} & 0 \\ \frac{r_a}{J} & \frac{r_b}{J} & \frac{r_c}{J} & -\frac{D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{i_1}{L_1} \frac{\partial L_1}{\partial \theta} \\ 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{i_2}{L_2} \frac{\partial L_2}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_3} & 0 & -\frac{i_3}{L_3} \frac{\partial L_3}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.4.4 Considerações a partir do modelo obtido

É interessante notar que, mesmo desprezando a saturação, o modelo representado pela equação matricial (2.30) ainda apresenta de modo geral característica não-linear. Considerando máquinas duplamente excitadas (estator e rotor), o torque é proporcional ao produto das correntes de armadura pelas correntes de campo, sendo que o sistema pode ser linearizado assumindo que a magnetização (campo) seja constante. Deste modo, é possível controlar o torque, por exemplo, em função da corrente de armadura de forma desacoplada ao campo.

No caso das máquinas de relutância variável, estas constituem sistemas de excitação única, em que o torque da máquina é proporcional ao quadrado da corrente de excitação, conforme mostra a equação (2.25). A linearização, como é feita para as máquinas com dupla excitação, não é possível a medida que não se pode separar a corrente de magnetização da corrente que produz o torque. Deve-se observar também, como outra não-linearidade, o fato de o torque ser proporcional a variação da indutância, sendo que esta, por sua vez, é função tanto da posição do rotor quanto da corrente.

Deste modo, não é possível estabelecer um circuito linear equivalente que descreva adequadamente o comportamento da máquina em sua ampla faixa de operação, o que torna o projeto de controladores e a simulação da máquina mais complexos.

É possível verificar, também a partir de (2.25), que o torque não depende da direção da corrente, uma vez que é proporcional ao quadrado da mesma. Isto permite que a máquina opere com correntes unipolares e assim, simplifica o conversor de potência utilizado. Tanto na operação motora quanto geradora, a inversão no sentido de giro está diretamente relacionada a sequência de excitação das fases, e não à polaridade da corrente. Ainda, o fato de o torque ser proporcional ao quadrado da corrente faz com que a máquina de relutância variável apresente elevado conjugado de partida.

A equação (2.25) permite mostrar também que a produção do torque é dependente da variação da indutância da máquina. Sendo assim, para operar como gerador, ou seja, $T_{em} < 0$, a máquina deve ser acionada na rampa decrescente de indutância, fazendo com que $\partial L / \partial \theta < 0$.

Para operar, tanto como motor quanto gerador, a máquina de relutância variável exige um conversor de potência. Conforme já mencionado, um dos requisitos para a escolha da topologia é a bidirecionalidade em tensão, uma vez que é necessário invertê-la para garantir que o fluxo decresça e retorne a zero ao final de cada período.

2.5 ESTIMAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DE PRIMEIRA ORDEM

Nesta seção é apresentado um método para a estimação de um modelo dinâmico de primeira ordem para o sistema de acionamento do GRV. A base do método discutido nesta seção foi apresentada em (CHANG; LIAW, 2008), onde controladores de tensão são projetados a partir da estimação de um modelo analítico que represente o comportamento dinâmico da tensão na carga em função da variação de carga considerada. O mesmo método pode ser utilizado tanto para o controle a pulso único quanto para o controle por histerese, sendo que o modelo obtido limita-se ao ponto de operação considerado.

2.5.1 Estimação do modelo dinâmico de primeira ordem aplicado ao sistema controlado por histerese

A obtenção do modelo dinâmico de primeira ordem é feita a partir de resultados experimentais ou de simulação, considerando um controlador de tensão PI grosseiramente projetado para o ponto de operação de interesse. Este controlador deve ser capaz de rastrear a referência de tensão frente a variação de carga, todavia, neste primeiro momento, o desempenho transitório do controlador não é determinante para o processo.

A função transferência do controlador $G_{cv}(s)$ e da planta $G_p(s)$ são genericamente definidas em (2.31) e (2.32), respectivamente. A Figura 2.16 apresenta o diagrama de blocos do sistema.

$$G_{cv}(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s}, \quad (2.31)$$

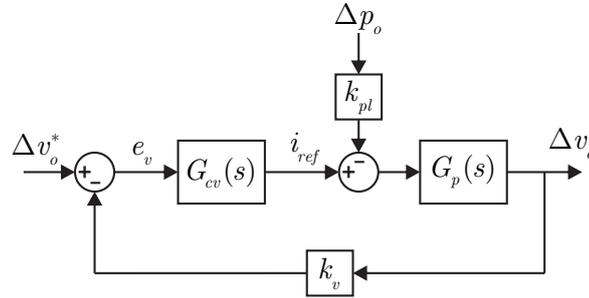
$$G_p(s) = \frac{b}{s + a}. \quad (2.32)$$

Deste modo, a função de transferência em malha fechada que relaciona a variação na tensão de saída pelo degrau de carga é dada por

$$G_{vp} = \left. \frac{\Delta v_o}{\Delta p_o} \right|_{\Delta v_o^* = 0} = \frac{-sk_{pl}b}{s^2 + (a + bk_vk_{pv})s + bk_vk_{iv}}, \quad (2.33)$$

onde Δv_o^* é a referência para o decaimento de tensão, k_{pl} é o ganho associado ao degrau de carga, b o ganho da planta, a é a posição do polo da planta, k_v o ganho do sensor, k_{pv} o ganho proporcional do controlador e k_{iv} o integral.

Figura 2.16 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para estimação - controle por histerese



Fonte: Fonte: Autor.

Algumas hipóteses consideradas no desenvolvimento do método devem ser atendidas. O degrau de carga deve ser positivo, e o controlador utilizado na estimação deve atuar de modo a zerar o erro de rastreamento em regime permanente, assumindo um transitório de tensão sem sobre-elevação. O ponto de operação considerado tem como referência de tensão 300 V, velocidade de 800 rpm e uma variação de carga de 360 Ω para 180 Ω , ou seja, uma acréscimo de 250 W. O controlador definido para a estimação é dado por

$$G_{cv}(s) = \frac{0,1s + 0,5}{s}. \quad (2.34)$$

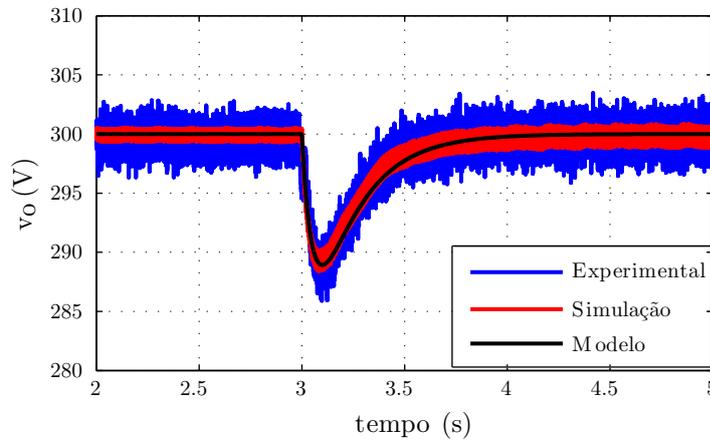
Utilizando o modelo não-linear de simulação que será desenvolvido no Capítulo 3, a resposta da tensão de saída obtida para esta situação é apresentada em vermelho na Figura 2.17. A partir deste resultado, para que seja possível estimar o modelo da planta, $G_p(s)$, deve-se medir três pontos de interesse: o ponto onde ocorre o máximo decaimento da tensão ($t_m; \Delta V_{om}$), o ponto médio de decaimento ($t_f; 0,5\Delta V_{om}$), e o ponto onde o máximo decaimento reduz-se a 10% ($t_{re}; 0,1\Delta V_{om}$). Os pontos medidos são apresentados em (2.35), considerando $t = 0$ o instante em que ocorre o degrau de carga.

$$\begin{aligned} (t_f; 0,5\Delta V_{om}) &= (0,022 \text{ s}; -5,6 \text{ V}) \\ (t_m; \Delta V_{om}) &= (0,087 \text{ s}; -11 \text{ V}) \\ (t_{re}; 0,1\Delta V_{om}) &= (0,654 \text{ s}; -1,1 \text{ V}) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Para obter uma resposta transitória com a mesma dinâmica considerada nas hipóteses, considera-se que o sistema controlado tenha dois polos reais distintos. Sendo assim, a função de transferência em malha fechada que relaciona a tensão de saída ao degrau de carga deve seguir a expressão

$$G_{vp}(s) = \frac{\Delta v_o}{\Delta p_o} = \frac{\beta_1}{s + \alpha_1} + \frac{\beta_2}{s + \alpha_2}, \quad (2.36)$$

Figura 2.17 – Comparação da resposta transitória de tensão do resultado experimental, com o modelo de simulação e o modelo estimado



Fonte: Autor.

onde $\alpha_2 \geq \alpha_1$. No domínio do tempo, considerando que $\beta_1 = -\beta_2$, pode-se expressar a dinâmica da tensão frente ao degrau por

$$\Delta v_o(t) = \beta_1 (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}). \quad (2.37)$$

A partir de (2.37) e dos três pontos apresentados em (2.35), é possível escrever um sistema de três equações não-lineares no tempo, tal que

$$\begin{aligned} 0,5\Delta v_{om} &= \beta_1(e^{-\alpha_1 t_f} - e^{-\alpha_2 t_f}) \\ \Delta v_{om} &= \beta_1(e^{-\alpha_1 t_m} - e^{-\alpha_2 t_m}) \\ 0,1\Delta v_{om} &= \beta_1(e^{-\alpha_1 t_{re}} - e^{-\alpha_2 t_{re}}) \end{aligned} \quad (2.38)$$

onde as variáveis a serem determinadas são α_1 , α_2 e β_1 . Com estas variáveis, igualando as equações (2.36) e (2.33), obtém-se as seguintes expressões para calcular a (posição do polo da planta), b (ganho do modelo) e k_{pl} (ganho associado ao degrau):

$$b = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{k_v k_{iv}} \quad (2.39)$$

$$a = \alpha_1 + \alpha_2 - b \cdot k_v k_{pv} \quad (2.40)$$

$$k_{pl} = \frac{\beta_1(\alpha_1 - \alpha_2)}{b \cdot \Delta P_o} \quad (2.41)$$

O modelo estimado de primeira ordem para o sistema do gerador de relutância variável no ponto de operação considerado é dado por

$$G_p(s) = \frac{b}{s + a} = \frac{174,1}{s + 5,85}. \quad (2.42)$$

É interessante observar que, conforme mostrado anteriormente (vide Figura 2.11), o acionamento por histerese pressupõe que existe uma malha interna capaz de controlar as correntes de fase da máquina. Sendo assim, o modelo obtido inclui esta malha e, por este motivo, a função transferência apresentada em (2.42) é estável em malha aberta.

A partir da Figura 2.17 verifica-se que o modelo de primeira ordem estimado representa adequadamente a resposta da tensão em função do degrau de carga considerado, estando de acordo com os resultados experimentais e de simulação obtidos. Um resumo dos parâmetros é apresentado na Tabela (2.1).

Tabela 2.1 – Parâmetros de estimação: controle por histerese

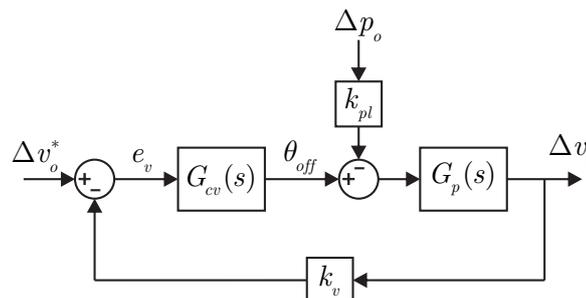
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
α_1	4,6867	k_{pl}	0,00747
α_2	18,573	a	5,8504
β_1	-23,5836	b	174,0936
k_v	1	Δp_o	250 W

Fonte: Autor.

2.5.2 Estimação do modelo dinâmico de primeira ordem aplicado ao sistema controlado a pulso único

A obtenção do modelo dinâmico de primeira ordem considerando um acionamento a pulso único segue o mesmo procedimento do modelo estimado para o controle por histerese, por este motivo é apresentado de forma sucinta. O diagrama de blocos do sistema considerado é apresentado na Figura 2.18. Assume-se o seguinte ponto de operação: velocidade nominal de 1500 rpm, com tensão regulada em 400 V e sujeito a um degrau de carga de 889 W (180 Ω para 90 Ω).

Figura 2.18 – Diagrama de blocos do sistema utilizado para estimação - controle a pulso único



Fonte: Autor.

Um controlador PI que define o ângulo de término da excitação em função do erro de rastreamento de tensão é grosseiramente determinado, de modo que o sistema seja capaz de rastrear a tensão de referência sem sobre-elevação, porém sem outras preocupações com o desempenho transitório. A função transferência do controlador é dada por

$$G_{cv}(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} = \frac{0,1s + 0,5}{s}. \quad (2.43)$$

O sistema é simulado utilizando o modelo não-linear. A resposta é apresentada na Figura 2.19. Os pontos de interesse obtidos a partir desta simulação são apresentados em (2.44). A partir destes, o modelo estimado de primeira ordem da planta é apresentado em (2.45).

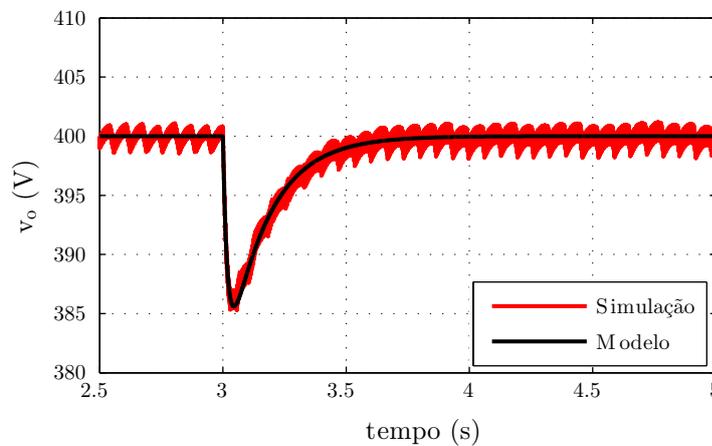
$$\begin{aligned} (t_f; 0,5\Delta v_{om}) &= (0,009s; -7,2V) \\ (t_m; \Delta v_{om}) &= (0,045s; -14,4V) \\ (t_{re}; 0,1\Delta v_{om}) &= (0,432s; -1,5V) \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$G_p(s) = \left. \frac{\Delta v_o}{\Delta p_o} \right|_{\Delta v_o^*=0} = \frac{b}{s+a} = \frac{677,8}{s-6,495} \quad (2.45)$$

É interessante observar que o controle a pulso único, diferente da histerese, apresenta apenas uma malha de controle. Sendo assim, indo ao encontro do que já fora afirmado, a função de transferência apresentada em (2.45) permite verificar a instabilidade do sistema em malha aberta, tendo em vista que a planta apresenta polo no semi-plano direito.

O modelo é validado comparando as respostas do modelo e do sistema simulado frente a mesma variação de carga e mesmo controlador, na Figura 2.19. Um resumo dos parâmetros é apresentado na Tabela (2.2).

Figura 2.19 – Simulação do sistema para obtenção do modelo estimado



Fonte: Autor.

Tabela 2.2 – Parâmetros de estimação: controle a pulso único

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
α_1	6,1463	kpl	0,0017
α_2	55,1359	a	-6,4946
β_1	-21,3422	b	677,7693
k_v	1	Δp_o	889 W

Fonte: Autor.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os conceitos fundamentais para o entendimento do sistema de geração de energia a partir de máquinas de relutância variável. Os aspectos construtivos e as particularidades da máquina foram apresentados, de onde ressaltam-se a estrutura com dupla saliência e a não-linearidade do circuito magnético. As afirmações estabelecidas encontram subsídio teórico na modelagem matemática realizada. Introduziu-se o conversor de potência utilizado nos *drives*, bem como seu funcionamento, etapas de operação e técnicas de acionamento e controle. Deu-se ênfase a duas técnicas de acionamento bem difundidas, via regulador de histerese e de pulso único. Para cada uma delas, foram mostradas duas técnicas de estimação de um modelo dinâmico de primeira ordem para o sistema. Estes modelos serão posteriormente utilizados para o projeto de controladores.

3 MODELO NÃO-LINEAR DE SIMULAÇÃO

3.1 INTRODUÇÃO

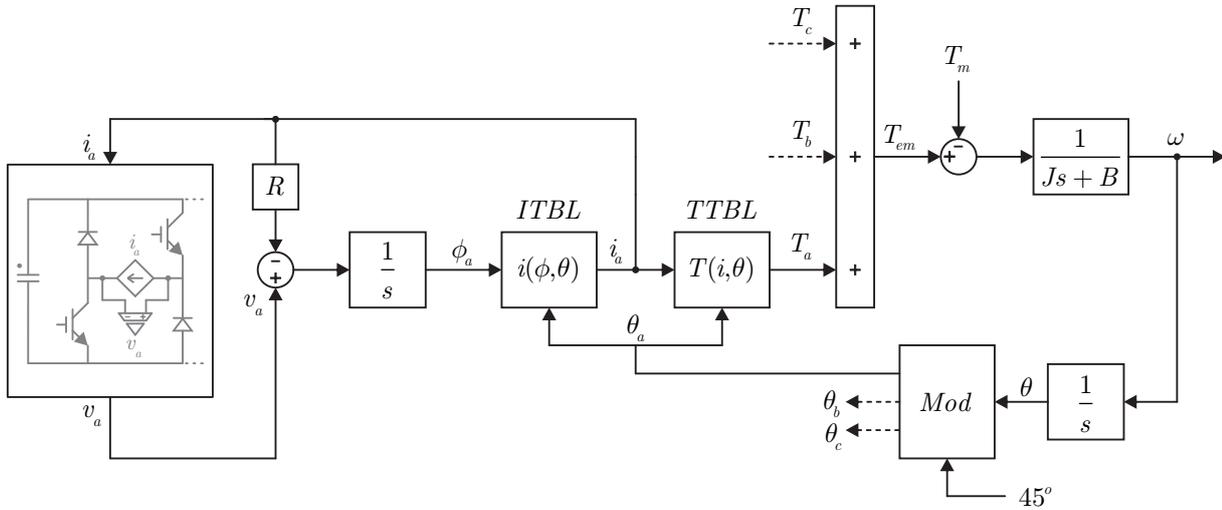
Neste capítulo, quando se fizer referência ao GRV estar-se-á tratando do sistema de acionamento completo da máquina de relutância variável, composto pelo gerador, carga, conversor estático de potência e pelo controlador. Todos estes elementos são de fundamental importância para a análise do desempenho do sistema e, sendo assim, um modelo de simulação adequado que compreenda todos estes elementos é fundamental para que se chegue a qualquer conclusão (MOSON; WILK, 2007).

Para modelar o comportamento do GRV é necessário conhecer a característica de magnetização da máquina. Esta é intrinsecamente não-linear e pode ser obtida por métodos distintos, dos quais destacam-se: análise de elementos finitos; aproximações analíticas e métodos por medições experimentais, sendo que esta última permite a obtenção de curvas de magnetização de maneira mais precisa (BARROS, 2015).

Neste sentido, o modelo de simulação para o GRV apresentado neste capítulo é obtido através do processamento de dados adquiridos experimentalmente. Sendo assim, uma vez que incorpora as características não-lineares do sistema, é possível obter resultados com a precisão adequada. O procedimento inicia-se com o levantamento dos dados de magnetização da máquina, os quais apresentam o comportamento do fluxo magnético $\phi(i, \theta)$ em função da corrente elétrica e da posição do rotor. A partir destes, obtêm-se as tabelas de busca da corrente elétrica e do torque (ITBL e TTBL). A ITBL retorna o valor da corrente elétrica de fase para um determinado fluxo magnético e uma determinada posição, enquanto a TTBL retorna o valor do torque eletromagnético em função da corrente de fase e da posição. A Figura 3.1 mostra o diagrama de blocos do modelo de simulação, apresentando mais detalhadamente a fase A. Observe que o modelo inclui o conversor de potência, onde a corrente elétrica imposta à fase é determinada pela tabela ITBL a partir da leitura da tensão de fase e do cálculo do fluxo magnético (DING; LIANG, 2010; BARROS et al., 2015).

O fluxo eletromagnético em cada uma das fases é calculado a partir da equação (3.1). A obtenção da velocidade a partir do torque eletromagnético e do torque mecânico dá-se considerando a equação mecânica apresentada em (2.26). O bloco *Mod* é responsável por transformar a posição absoluta do rotor em posições relativas a cada fase, considerando a defasagem e o período de cada uma. Conforme já foi afirmado, para a configuração 12x8, o perfil de indutâncias apresenta uma defasagem de 15° entre as fases e um período de 45° variando entre duas posições de máximo alinhamento consecutivas (0° e 45°). Para simplificar a análise, observa-se que o perfil 12x8 apresenta

Figura 3.1 – Estrutura do modelo de simulação do GRV



Fonte: Autor.

simetria considerando a posição de máximo desalinhamento ($22,5^\circ$), ou seja, os intervalos de $(0^\circ \leq \theta \leq 22,5^\circ)$ e de $(22,5^\circ \leq \theta \leq 45^\circ)$ são simétricos. Desta forma, possuindo apenas as informações relativas ao primeiro intervalo é possível obter o comportamento para todo o período.

Os parâmetros nominais da máquina utilizada nesta dissertação são apresentados na Tabela 3.1. Observa-se que o momento de inércia e o coeficiente de atrito não foram obtidos experimentalmente, mas definidos com base em Barros (2015) e Borujeni et al. (2015), respectivamente. De qualquer forma, estes valores não influirão na análise dinâmica do sistema, uma vez que na simulação a velocidade é imposta por uma máquina primária de forma ideal.

Tabela 3.1 – Parâmetros nominais do Gerador de Relutância Variável

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Número de fases	3	Potência	2 kW
Tensão	400 V	Corrente	5 A
Polos estator	12	Polos rotor	8
Velocidade	1500 rpm	Resistência de fase	1,72 Ω
Momento de Inércia	0,004 Kg.m ²	Coefficiente de Atrito	0,006 Nm.s

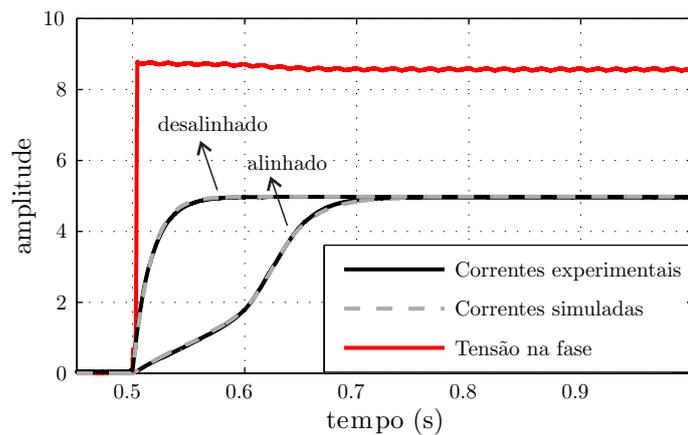
Fonte: Autor.

3.2 LEVANTAMENTO EXPERIMENTAL DAS CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO

O objetivo desta seção é obter as curvas não-lineares de magnetização $\phi(i, \theta)$. Para tanto, é utilizado o método direto, no qual aplica-se aos enrolamentos de fase um degrau de tensão mantendo o rotor bloqueado em determinadas posições. Utilizando um osciloscópio, obtém-se as formas de onda de tensão e corrente durante o transitório para cada uma das posições consideradas. A tensão aplicada à fase deve ser tal que esta desenvolva corrente próxima a nominal da máquina.

A Figura 3.2 apresenta um exemplo de ensaio em duas posições, a de alinhamento (0°) e próxima ao desalinhamento ($20, 16^\circ$). Nesta figura, é interessante observar a influência da saturação e como esta afeta a característica da corrente em função da posição rotórica. O comportamento das correntes obtidos com a simulação do modelo desenvolvido é apresentado para a validação do mesmo, o que será discutido ao término deste capítulo.

Figura 3.2 – Obtenção do transitório de corrente e tensão



Fonte: Autor.

A partir dos dados obtidos nestes ensaios, utiliza-se a expressão (3.1) para obter o comportamento do fluxo eletromagnético em cada uma das posições ensaiadas. É importante observar que, como existem pontos discretos de tensão, de corrente e de tempo, a integral da equação (3.1) deverá ser calculada na forma discreta, resultando em um conjunto de pontos que relacionam o fluxo eletromagnético em função da corrente elétrica nas fases.

$$\phi(t) = \int_0^t (v - Ri) dt \quad (3.1)$$

Este conjunto de pontos resultante do ensaio de magnetização é processado e a regressão polinomial da equação (3.2) é utilizada de modo que, para cada uma das posições

determinadas no ensaio, seja possível expressar os valores de fluxo para quaisquer valores de corrente.

$$\phi(i)|_{\theta=cte} = p_6 + p_5i + p_4i^2 + p_3i^3 + p_2i^4 + p_1i^5 + p_0i^6 \quad (3.2)$$

Foram ensaiadas dez posições. Os coeficientes da regressão considerando estas posições são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Dados das curvas de magnetização - coeficientes da regressão polinomial para as posições ensaiadas

θ	p_0	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	p_6
0,0	0,001109	-0,01892	0,1225	-0,3572	0,3568	0,3773	-0,01615
2,78	0,0006789	-0,01243	0,08657	-0,2721	0,2918	0,3488	-0,01524
4,92	0,0003885	-0,007574	0,05606	-0,1866	0,2061	0,3151	-0,01393
7,64	0,0003635	-0,006891	0,04957	-0,1609	0,1797	0,2392	-0,01039
10,23	0,0002523	-0,004783	0,03401	-0,1072	0,1081	0,197	-0,008317
12,6	0,0001358	-0,002578	0,01799	-0,05376	0,04341	0,1433	-0,006181
15,09	-0,0001168	0,001515	-0,007074	0,01492	-0,02209	0,09063	-0,003662
17,43	-0,0002587	0,003785	-0,02097	0,0544	-0,06558	0,06357	-0,002559
20,16	-0,0002284	0,003342	-0,0185	0,04794	-0,0577	0,05497	-0,002281
22,68	-0,000269	0,003942	-0,02185	0,05659	-0,06792	0,05853	-0,002122

Fonte: Autor.

Com a regressão polinomial, assumindo um vetor de corrente com N_i elementos, para cada um destes, um valor de fluxo pode ser calculado para cada posição. Organizando-se estes resultados, obtém-se a primeira tabela de consulta de fluxos, chamada de FTBL1 e apresentada na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Exemplo da tabela de magnetização $FTBL1(i, \theta)$

$\phi(i, \theta)$	0	2,78	4,92	7,64	10,23	12,6	15,09	17,43	20,16	22,68
i_1	$\phi_{1.1}$	$\phi_{1.2}$	$\phi_{1.3}$	$\phi_{1.4}$	$\phi_{1.5}$	$\phi_{1.6}$	$\phi_{1.7}$	$\phi_{1.8}$	$\phi_{1.9}$	$\phi_{1.10}$
i_2	$\phi_{2.1}$	$\phi_{2.2}$	$\phi_{2.3}$	$\phi_{2.4}$	$\phi_{2.5}$	$\phi_{2.6}$	$\phi_{2.7}$	$\phi_{2.8}$	$\phi_{2.9}$	$\phi_{2.10}$
...
i_{N_i}	$\phi_{N_i.1}$	$\phi_{N_i.2}$	$\phi_{N_i.3}$	$\phi_{N_i.4}$	$\phi_{N_i.5}$	$\phi_{N_i.6}$	$\phi_{N_i.7}$	$\phi_{N_i.8}$	$\phi_{N_i.9}$	$\phi_{N_i.10}$

Fonte: Autor.

Com o objetivo de generalizar a Tabela 3.3 para quaisquer posições, a técnica de ajuste de curvas *Smoothing Splines* é aplicada. Outras técnicas como regressão polinomial

ou interpolação linear poderiam ser utilizadas, todavia, conforme mostra Barros (2015), a técnica utilizada apresenta resultados mais suaves e condizentes com a situação real. A generalização permite que, para cada um dos N_i valores de corrente considerados, seja possível obter o valor de fluxo $\phi(\theta)_{i=cte}$ para qualquer posição desejada.

Uma vez que cada fase possui comportamento periódico em 45° e simétrico, um vetor de posições variando de 0° até $22,5^\circ$ com N_t elementos é considerado. A partir do ajuste realizado obtém-se uma nova tabela de fluxos FTBL2 de ordem $(N_i \times N_t)$.

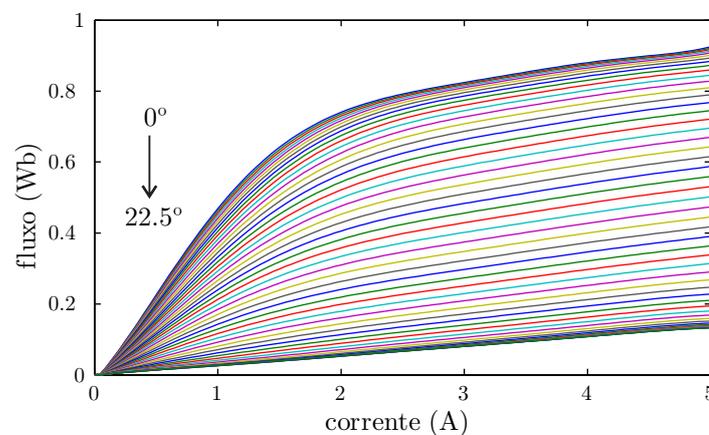
Tabela 3.4 – Tabela de magnetização $FTBL2(i, \theta)$

$\phi(i, \theta)$	$\theta_1 = 0^\circ$	θ_2	...	$\theta_{N_t} = 22,5^\circ$
i_1	$\phi_{1.1}$	$\phi_{1.2}$...	$\phi_{1.N_t}$
i_2	$\phi_{2.1}$	$\phi_{2.2}$...	$\phi_{2.N_t}$
...
i_{N_i}	$\phi_{N_i.1}$	$\phi_{N_i.2}$...	$\phi_{N_i.N_t}$

Fonte: Autor.

As curvas de magnetização obtidas a partir da Tabela 3.4 são apresentadas na Figura 3.3, considerando 51 posições ($N_t = 51$) compreendidas no intervalo $(0^\circ \leq \theta \leq 22,5^\circ)$ ao passo de $0,45^\circ$. A curva inferior corresponde a posição de desalinhamento ($22,5^\circ$), enquanto a curva superior equivale a posição de alinhamento (0°). Devido ao fato de o GRV operar em grande parte na região de saturação, é possível verificar a ocorrência deste fenômeno em boa parte das curvas, acentuando-se nas posições mais próximas ao alinhamento.

Figura 3.3 – Curvas de magnetização



Fonte: Autor.

3.3 OBTENÇÃO DA TABELA DE CORRENTE $ITBL$

A tabela de corrente $ITBL(\phi, \theta)$ retorna o valor da corrente em uma determinada fase em função da posição relativa desta e do valor de fluxo calculado. Para obtê-la, uma interpolação linear é realizada para cada uma das N_t posições da Tabela 3.4 (FTBL2). A partir destas interpolações é possível calcular $I(\phi)|_{\theta=cte}$, ou seja, o valor de corrente para quaisquer N_f valores de fluxo.

É importante notar que o vetor de posições precisa ser expandido, uma vez que encontra-se limitado a $22,5^\circ$. Os valores de corrente para o intervalo $(22,5^\circ \leq \theta \leq 45^\circ)$ são obtidos espelhando os valores do intervalo anterior. A Tabela 3.5 ilustra a tabela de correntes expandida.

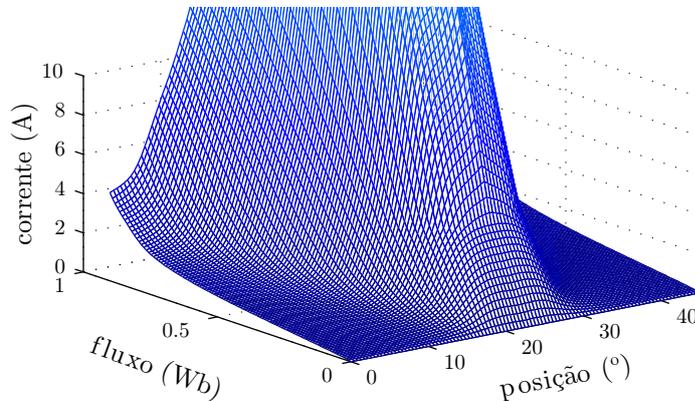
Tabela 3.5 – Tabela de correntes expandida $ITBL(\phi, \theta)$

$i(\phi, \theta)$	$\theta_1 = 0^\circ$	θ_2	...	$\theta_{N_t} = 22,5^\circ$...	θ_{2N_t-2}	$\theta_{2N_t-1} = 45^\circ$
ϕ_1	$i_{1.1}$	$i_{1.2}$...	$i_{1.N_t}$...	$i_{1.2}$	$i_{1.1}$
ϕ_2	$i_{2.1}$	$i_{2.2}$...	$i_{2.N_t}$...	$i_{2.2}$	$i_{2.1}$
...
ϕ_{N_f}	$i_{N_f.1}$	$i_{N_f.2}$...	$i_{N_f.N_t}$...	$i_{N_f.2}$	$i_{N_f.1}$

Fonte: Autor.

Uma superfície que relaciona os dados da Tabela 3.5 (ITBL) é apresentada na Figura 3.4. Foram considerados 101 valores de fluxo ($N_f = 101$), compreendidos no intervalo entre $(0 \leq \phi \leq 0,9)$ ao passo de 0,009 Wb. O vetor de posições expandido apresentará 101 posições variando de 0° a 45° ao passo de $0,45^\circ$.

Figura 3.4 – Tabela de corrente ITBL: $i(\phi, \theta)$



Fonte: Autor.

3.4 OBTENÇÃO DA TABELA DE TORQUE *TTBL*

Conforme apresentado no Capítulo 2, o torque eletromagnético pode ser obtido a partir do cálculo da co-energia (W^{co}) por meio das seguintes equações

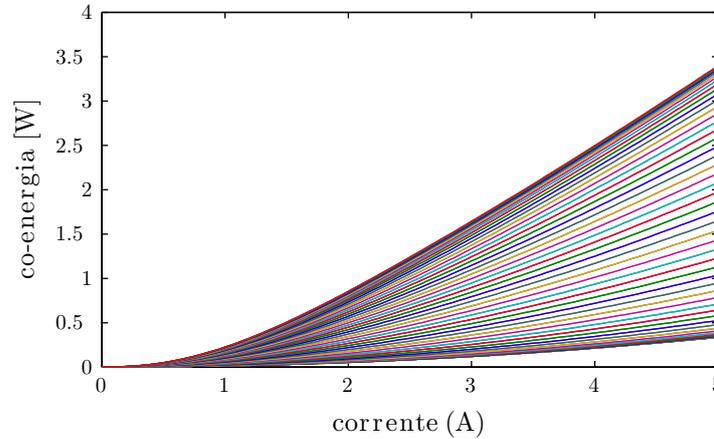
$$T_{em} = \frac{\partial W^{co}}{\partial \theta}, \quad (3.3)$$

$$W_j^{co} = \int_0^i \phi(\theta, i) di. \quad (3.4)$$

Como nesta modelagem tratam-se de pontos discretos, uma integração trapezoidal cumulativa do vetor de fluxos em função do vetor de correntes é utilizada para calcular o vetor de co-energia para cada uma das posições. A expressão utilizada em *Matlab*[®] para realizar este comando é apresentada em (3.5), onde x é o vetor de correntes e y o vetor de fluxos. A Figura 3.5 apresenta graficamente estes resultados.

$$W^{co}|_{\theta=cte} = cumtrapz(x, y) \quad (3.5)$$

Figura 3.5 – Curvas de co-energia WTBL: $i(i, \theta)$



Fonte: Autor.

A partir dos valores de coenergia calculados é possível obter o torque eletromagnético para uma dada corrente em função da posição aproximando a equação descrita em (3.3) por (3.6).

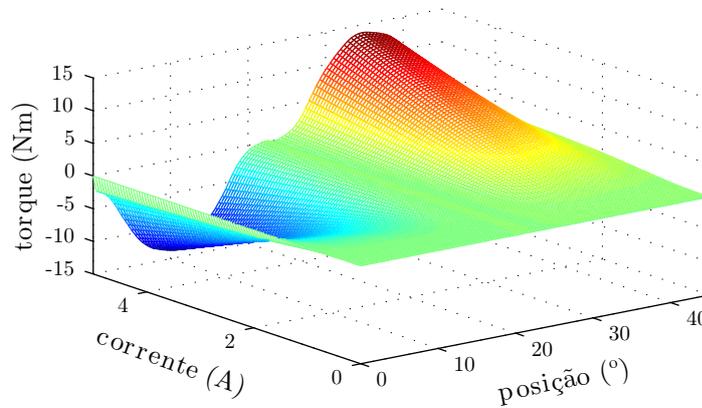
$$T_{em}|_{i=cte} = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{W_n^{co} - W_{n-1}^{co}}{\theta_n - \theta_{n-1}} \quad (3.6)$$

Os dados resultantes são apresentados na Tabela 3.6, contendo os valores de torque em função da posição e da corrente de fase. A Figura 3.6 apresenta graficamente estes resultados.

Tabela 3.6 – Tabela de torque $TTBL(i, \theta)$

$T_{em}(i, \theta)$	$\theta_1 = 0^\circ$	θ_2	...	$\theta_{N_t} = 22,5^\circ$...	θ_{2N_t-2}	$\theta_{2N_t-1} = 45^\circ$
i_1	$T_{1.1}$	$T_{1.2}$...	$T_{1.N_t}$...	$T_{1.2}$	$T_{1.1}$
i_2	$T_{2.1}$	$T_{2.2}$...	$T_{2.N_t}$...	$T_{2.2}$	$T_{2.1}$
...
i_{N_f}	$T_{N_f.1}$	$T_{N_f.2}$...	$T_{N_f.N_t}$...	$T_{N_f.2}$	$T_{N_f.1}$

Fonte: Autor.

Figura 3.6 – Tabela de torque TTBL: $T_{em}(i, \theta)$ 

Fonte: Autor.

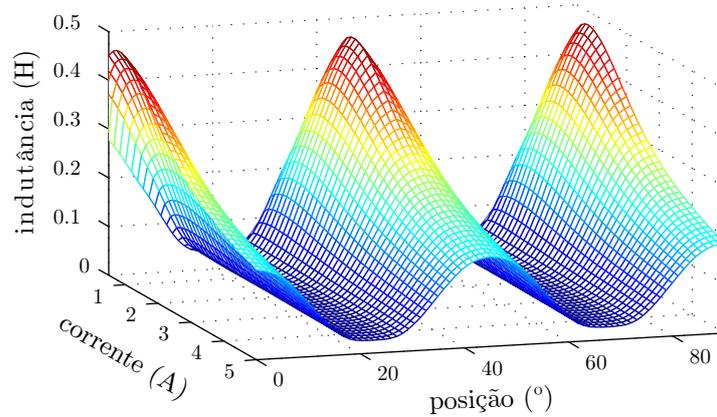
3.5 PERFIS DE INDUTÂNCIA

Seguindo a expressão (2.6), os valores de indutância são obtidos pela relação entre o fluxo e a corrente, conforme apresentado na Tabela 3.4. Após a expansão para um número maior de posições, os perfis de indutância resultantes são apresentados na Figura 3.7. Nesta, é possível verificar como a indutância de uma fase varia em função da posição e da corrente de fase considerando o fenômeno da saturação, bem como as posições de alinhamento (máxima indutância), desalinhamento, e sua periodicidade.

3.6 FORÇA CONTRA-ELETROMOTRIZ

Conforme visto no Capítulo 2, a força contra-eletromotriz é dada pela expressão

$$e = i\omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}. \quad (3.7)$$

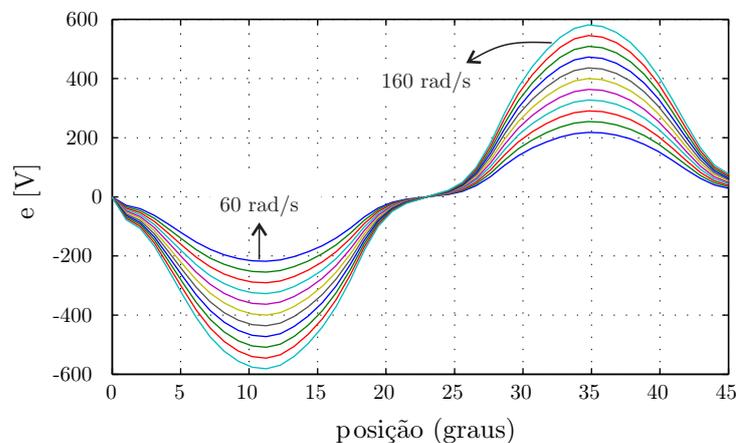
Figura 3.7 – Perfis de indutância: $L(i, \theta)$ 

Fonte: Autor.

Assumindo uma corrente constante e igual a nominal da máquina (5 A), a partir do perfil de indutâncias obtido e da expressão (3.7), é possível estimar a FCEM para valores distintos de velocidade. A Figura 3.8 apresenta o comportamento estimado para a FCEM em função de velocidades entre 60 rad/s e 160 rad/s, ao passo de 10 rad/s.

Conforme mencionado anteriormente, a FCEM afeta diretamente a dinâmica das correntes e, conseqüentemente, a forma de acionamento do GRV. A velocidade onde a máquina desenvolve uma FCEM igual a tensão aplicada à fase é denominada de velocidade base. Analisando a Figura 3.8 é possível observar que, assumindo tensão nominal (400 V), uma velocidade em torno de 110 rad/s é capaz de gerar uma FCEM igual a tensão de fase da máquina, determinando assim a velocidade base para este ponto de operação. Nesta situação, a corrente tenderá a permanecer constante mesmo instantes após o bloqueio das

Figura 3.8 – Força contra-eletromotriz estimada para a corrente nominal da máquina. Velocidade variando de 60 rad/s até 160 rad/s, com passo de 10 rad/s



Fonte: Autor.

chaves do conversor. A partir desta velocidade, a FCEM atinge valores maiores do que os da tensão gerada pela máquina, resultando em uma elevação da corrente de fase mesmo após suspensa a excitação, com o bloqueio dos interruptores. Por este motivo, pontos de operação acima da velocidade base inviabilizam o acionamento por histerese de corrente.

Para exemplificar este fenômeno, a Figura 3.9 apresenta o circuito elétrico de uma das fases do sistema durante as etapas de magnetização e de geração. Note que a tensão de fase foi substituída pelo equivalente elétrico apresentado na equação (2.9). A Figura 3.10 apresenta as formas de onda da FCEM, da tensão e da corrente elétrica em uma das fases para uma máquina operando acima da velocidade base, a 157 rad/s e com barramento de 400V. A FCEM é estimada em simulação a partir da equação (3.7).

Figura 3.9 – Circuito elétrico equivalente em uma das fases: (a) etapa de magnetização, instante t_1 ; (b) etapa de geração, instante t_2 .

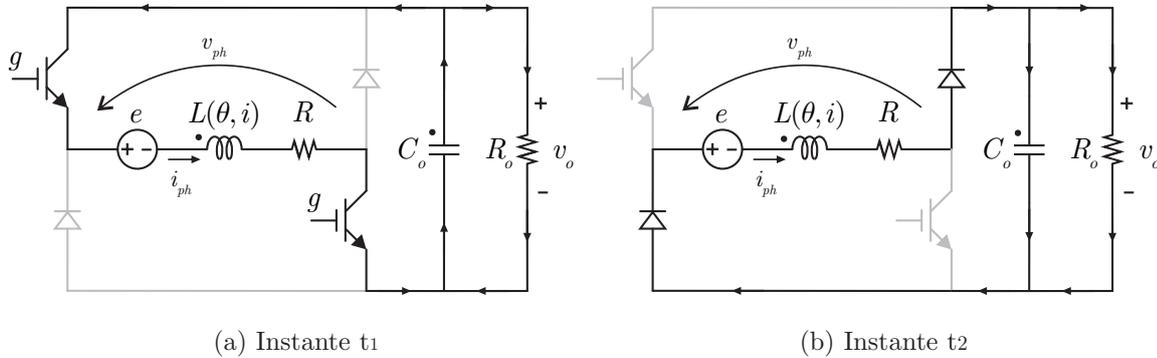
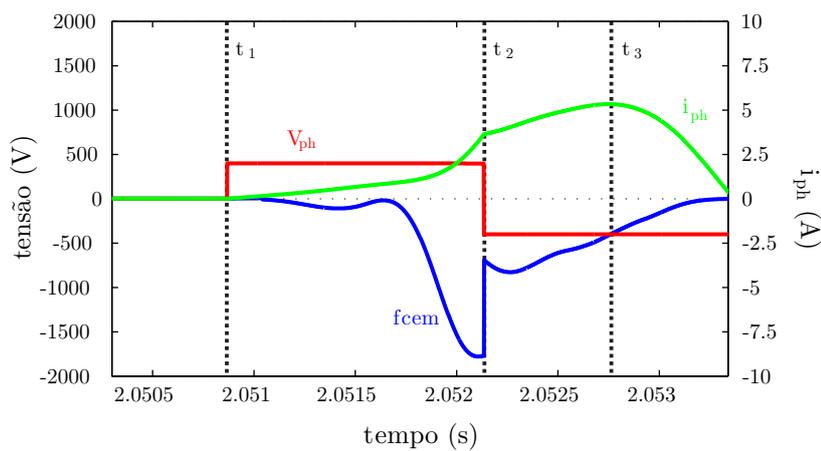


Figura 3.10 – Comparação entre a força contra-eletromotriz e a tensão em uma das fases do gerador



No instante t_1 (θ_{on}), as chaves do conversor passam a conduzir e inicia-se a excitação do gerador. Em t_2 (θ_{off}) a excitação é suspensa e começa a etapa de geração. Nesta etapa, a dinâmica das correntes pode ser expressa por

$$\frac{di_{ph}}{dt} = -\frac{1}{L}v_o - \frac{R}{L}i_{ph} - \frac{1}{L}e. \quad (3.8)$$

Desprezando a resistência de fase e assumindo apenas os módulos da FCEM e da tensão de fase, é possível escrever

$$\frac{di_{ph}}{dt} = \frac{1}{L} (|e| - |v_o|) \quad (3.9)$$

Fica claro a partir da Figura 3.10 que, no instante t_2 , a FCEM é maior em módulo do que a tensão de fase. Como resultado, de acordo com a equação (3.9), a derivada da corrente de fase será positiva e a corrente cresce até t_3 , onde as tensões se igualam. A partir daí, a tensão de fase assume valores maiores em módulo do que a FCEM, fazendo com que a derivada da corrente seja negativa e, conseqüentemente, a corrente decresça a zero e assim permaneça até que a excitação seja imposta novamente.

3.7 VALIDAÇÃO DO MODELO

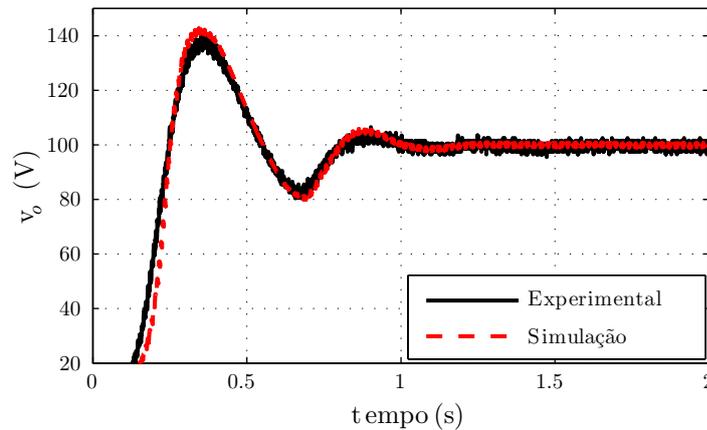
A validação do modelo desenvolvido é feita através da comparação entre os resultados experimentais e de simulação. Parte desta validação foi apresentada na Figura 3.2, onde um degrau de tensão é aplicado nos terminais de uma das fases da máquina com o rotor bloqueado. A resposta de corrente experimental e de simulação são comparadas, de onde verifica-se que o modelo desenvolvido representa satisfatoriamente o comportamento apresentado na prática.

Para prosseguir com a validação do modelo, o sistema é posto a operar com controle de tensão em malha fechada e acionamento via regulador histerese. A corrente de referência I_{ref} é definida por meio de um controlador proporcional integral (PI) a partir do erro de rastreamento da tensão (e_v). O controlador é apresentado em (3.10) e está discretizado em 10 kHz, frequência de amostragem definida no processador digital de sinais (DSP). Observa-se que o desempenho do controlador não é ainda foco de análise, tendo este sido projetado com base nos resultados de simulação.

$$\frac{I_{ref}}{e_v} = \frac{0,01z - 0,00995}{z - 1} \quad (3.10)$$

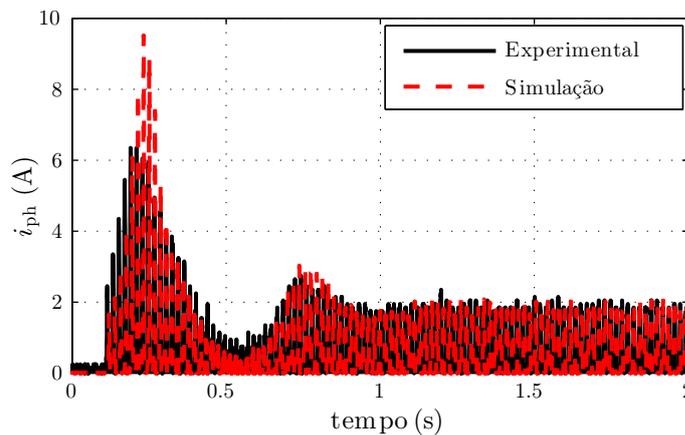
Para validar o modelo, assume-se que a máquina primária opera em 400 rpm e que o conversor encontra-se em modo auto-excitado, com uma etapa de pré-carga do barramento CC em 12 V. Após esta pré-carga, a referência de tensão é definida com um degrau de 100 V. Os ângulos de acionamento são mantidos constantes em $\theta_{on} = 43^\circ$ e $\theta_{off} = 15^\circ$ e a carga é de 180 Ω . A Figura 3.11 apresenta o transitório de partida da tensão após o degrau de referência. A linha preta contínua representa o resultado experimental obtido com o osciloscópio, enquanto a linha vermelha tracejada representa o resultado de simulação. É possível verificar que o modelo de simulação representa satisfatoriamente o sistema nesta condição. As correntes experimentais e de simulação nesta situação são apresentadas na Figura 3.12.

Figura 3.11 – Transitório de tensão após degrau de referência



Fonte: Autor.

Figura 3.12 – Transitório de corrente após degrau de referência

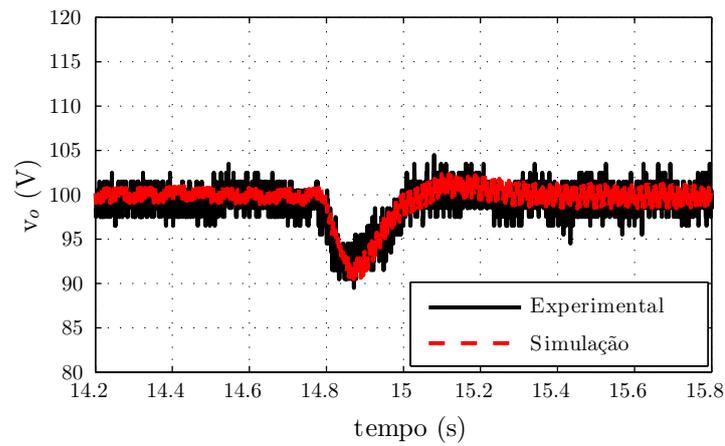


Fonte: Autor.

Posteriormente, uma variação de carga de 180Ω para 90Ω é aplicada, mantendo a referência de tensão em 100 V. A Figura 3.13 apresenta o transitório de tensão após o degrau e a Figura 3.14 apresenta o transitório de corrente. Da mesma forma, é possível verificar que o modelo de simulação está adequado.

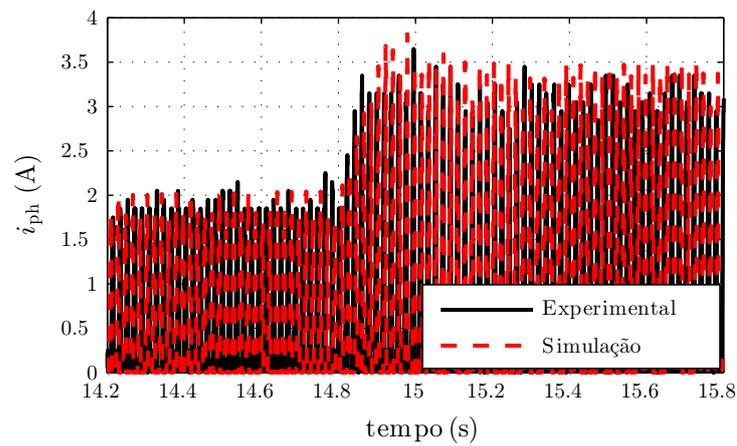
A corrente em uma das fases é apresentada na Figura 3.15. É possível verificar mais uma vez que o modelo de simulação representa satisfatoriamente o sistema experimental. Uma pequena defasagem entre os resultados pode ser verificada próximo aos 2 s, e está relacionada a uma pequena oscilação da velocidade imposta pela máquina primária no caso prático, o que não ocorre em simulação.

Figura 3.13 – Transitório de tensão após degrau de carga



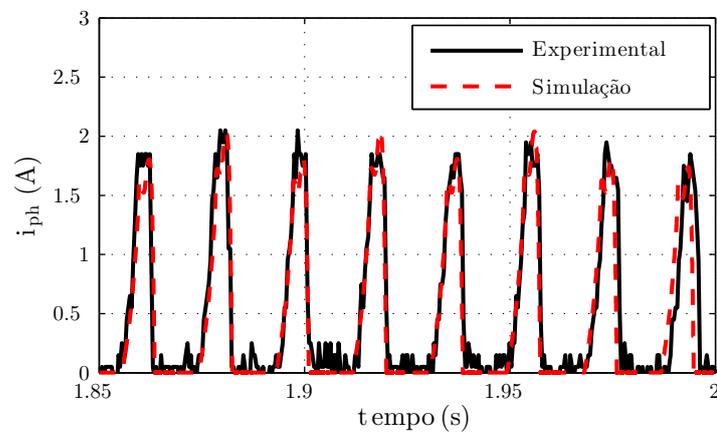
Fonte: Autor.

Figura 3.14 – Transitório de corrente após degrau de carga



Fonte: Autor.

Figura 3.15 – Corrente em uma das fases do gerador



Fonte: Autor.

3.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O Capítulo 3 apresentou o desenvolvimento de um modelo não-linear para a simulação do sistema completo do gerador de relutância variável. Partindo-se do levantamento experimental das curvas de magnetização da máquina, diversos procedimentos matemáticos foram realizados para se obter tabelas de busca da corrente elétrica (em função da posição e do fluxo) e de torque (em função da posição e da corrente) generalizáveis para os valores compreendidos na faixa de operação do sistema. Uma comparação entre resultados de simulação e experimentais é mostrada de modo a validar o modelo obtido. Cabe ressaltar que o procedimento para obtenção do modelo foi automatizado de modo a gerar as tabelas ITBL e TTBL a partir dos dados de magnetização obtidos experimentalmente.

4 CONTROLE DA TENSÃO DE BARRAMENTO

4.1 INTRODUÇÃO

O GRV apresenta uma forte dependência da carga no barramento CC. Uma redução na carga do gerador promove um aumento na tensão do barramento e uma diminuição nos valores da corrente. Tal fato explica-se pois o GRV opera injetando corrente no sistema, com uma característica fonte de corrente que difere dos geradores tradicionais, interpretados como fonte de tensão (Oliveira et al., 2015).

Nesse contexto, observa-se que o controle de tensão no barramento e na carga do GRV torna-se necessário em muitas aplicações industriais, automotivas, aeroespaciais e em sistemas eólicos isolados. Nestas, a demanda por potência gerada tende a oscilar bruscamente com a entrada e saída de cargas, apresentando intensos transitórios no sistema. Para que seja possível manter o valor da tensão gerada regulado, independentemente da carga e da velocidade do rotor, é necessário variar o nível de magnetização do gerador.

Conforme apresentado no Capítulo 2, existem maneiras distintas de fazê-lo. Neste trabalho, dá-se enfoque ao acionamento via regulador histerese de corrente (para operações abaixo da velocidade base) e ao acionamento por pulso único (para velocidades acima da velocidade base). Para a histerese, um controlador por modos deslizantes e um controlador PI são projetados, enquanto para o acionamento a pulso único, o projeto de um controlador PI é apresentado.

4.2 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES APLICADO AO ACIONAMENTO VIA HISTERESE DE CORRENTE

O controle por modos deslizantes é uma solução para plantas de estrutura variável, pois força o movimento do sistema para alguma superfície do espaço de estados, garantindo robustez a incertezas paramétricas e distúrbios externos. Esta técnica de controle pode ser projetada para sistemas dinâmicos governados por equações diferenciais ordinárias com entradas descontínuas, porém a entrada de controle deverá ser uma função chaveada com relação a um dos estados do sistema (UTKIN, 1999; GABBI, 2015).

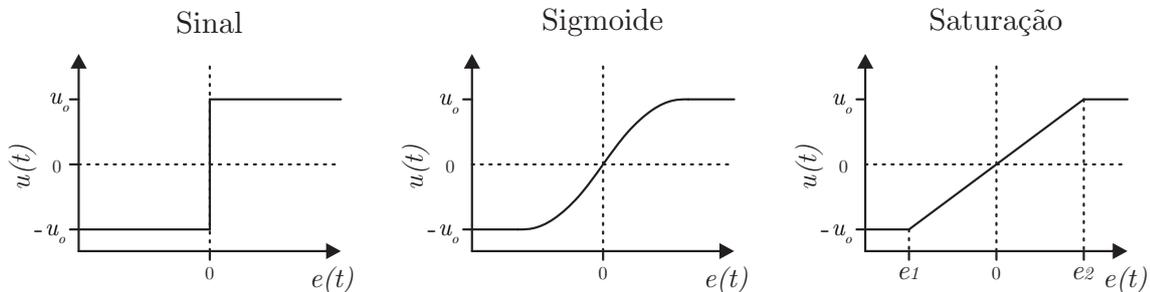
Um sistema será de estrutura variável se a lei de controle $u(t)$ for composta por uma função descontínua do erro de rastreamento, sendo este definido por

$$e(t) = x^*(t) - x(t), \quad (4.1)$$

onde $x(t)$ é um estado determinado e $x^*(t)$ sua referência. A função descontínua pode

ser implementada de formas distintas, sendo as mais usuais a função sinal, sigmóide e saturação. A Figura 4.1 apresenta estas funções.

Figura 4.1 – Funções descontínuas mais usuais



Fonte: Autor.

As expressões (4.2), (4.3) e (4.4) definem, respectivamente, as funções sinal, sigmoide e saturação.

$$u(t) = \begin{cases} +u_0, & \text{se } e(t) > 0, \\ -u_0, & \text{se } e(t) < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

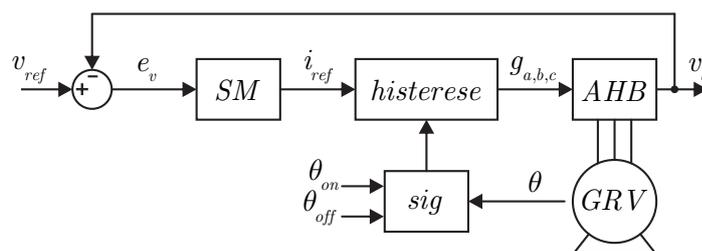
$$u(t) = u_0 \left[\frac{2}{1 + e^{-ae(t)}} - 1 \right] \quad (4.3)$$

$$u(t) = \begin{cases} +u_0, & \text{se } e(t) > e_2, \\ -u_0, & \text{se } e(t) < e_1, \\ g \cdot e(t), & \text{se } e_1 \leq e(t) \leq e_2 \end{cases} \quad (4.4)$$

Neste sentido, esta seção apresenta o projeto de uma técnica de controle por modos deslizantes (*sliding mode* - SM) aplicada a regulação da tensão dos geradores de relutância variável. Uma estrutura de acionamento via regulador histerese de corrente é utilizada, onde o controlador SM define a referência de corrente. A Figura 4.2 apresenta o diagrama de blocos do sistema.

Tanto o regulador histerese quanto o controlador *sliding mode* são técnicas não-

Figura 4.2 – Diagrama de blocos do controlador SM aplicado a regulação da tensão gerada



Fonte: Autor.

lineares que se mostram adequadas ao controle do GRV, uma vez que estes também apresentam característica intrinsecamente não-lineares, além de etapas de operação discretas. Além disto, características do controlador SM como fácil implementação e robustez são vantajosas nesta aplicação.

É interessante observar que, na literatura, o controle por modos deslizantes também tem se mostrado atrativo para o controle de potência. Barros (2015) apresenta uma destas técnicas e ressalta que o sistema de controle de potência pode apresentar dinâmica lenta devido a utilização de valores médios e, nesta situação, o controlador SM possui um maior esforço de controle que permite um tempo menor de resposta sem sobressinal.

Para o correto projeto do controlador, este capítulo apresenta uma descrição em espaço de estados do sistema. Resultados de simulação são apresentados para validar a técnica proposta.

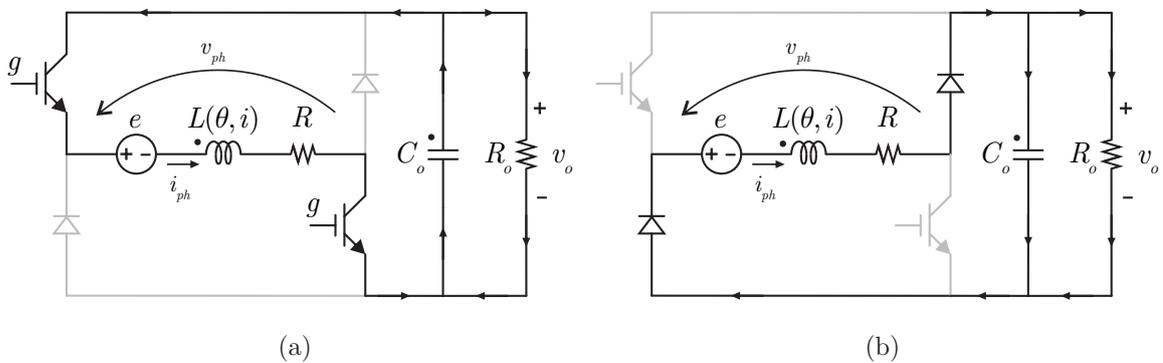
4.2.1 Descrição em espaço de estados e projeto do controlador SM

Considerando um dos braços do conversor AHB, a Figura 4.3 apresenta as etapas de operação. O projeto do controlador é realizado levando em consideração a etapa de geração (LIU et al., 2015), de onde, substituindo o valor da FCEM (e) pelo expressão (2.11), é possível obter as seguintes equações

$$\frac{di_{ph}}{dt} = -\frac{1}{L}v_o - \frac{R}{L}i_{ph} - \frac{1}{L}i_{ph}\omega \frac{dL}{d\theta} \quad (4.5)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = -\frac{1}{R_o C_o}v_o + \frac{1}{C_o}i_{ph} \quad (4.6)$$

Figura 4.3 – Etapas de operação do conversor AHB: (a) etapa de magnetização; (b) etapa de geração



Fonte: Autor.

Definindo o estado x_1 como o erro de rastreamento da tensão, tem-se que

$$x_1 = v_{ref} - v_o. \quad (4.7)$$

Assumindo que a referência seja mantida constante, x_2 é definido como a derivada do erro, de modo que

$$x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{R_o C_o} v_o - \frac{1}{C_o} i_{ph}. \quad (4.8)$$

Desta maneira, o modelo em espaço de estados é dado por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/R_o C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/C_o \end{bmatrix} u \quad (4.9)$$

onde

$$u = \frac{di_{ph}}{dt}. \quad (4.10)$$

A superfície de deslizamento é definida como

$$\sigma = kx_1 + x_2, \quad (4.11)$$

onde $k > 0$.

A lei de controle é obtida pela combinação dos estados, de modo que

$$u \triangleq \alpha x_1 + \beta x_2 \quad (4.12)$$

e, a partir do exposto em (4.10), a referência para a corrente de fase pode ser obtida a partir da lei de controle da seguinte forma

$$I_{ref} = \int u dt. \quad (4.13)$$

Resolvendo a integral e incluindo a função descontínua do sinal da superfície, a referência de corrente a ser implementada é expressa por

$$I_{ref} = \alpha \int x_1 dt + \beta x_1 + \gamma \text{sign}(\sigma). \quad (4.14)$$

4.2.2 Análise de estabilidade do controlador

Seja uma candidata a função de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2. \quad (4.15)$$

Uma condição suficiente para a existência de um modo deslizante é obtida quando o sistema garante a seguinte condição:

$$\frac{dV}{dt} = \sigma \frac{d\sigma}{dt} < 0 \quad (4.16)$$

onde

$$\frac{d\sigma}{dt} = k \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} = kx_2 + \frac{dx_2}{dt}. \quad (4.17)$$

Resolvendo (4.16) obtém-se que

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[-\alpha k x_1^2 + x_2^2 \left(k C_o - \frac{1}{R_o} - \beta \right) - \gamma |\sigma| + \right. \\ \left. + \left(-\alpha + k^2 C_o - k \frac{1}{R_o} - k \beta \right) x_1 x_2 \right]. \quad (4.18)$$

Partindo deste resultado, é possível projetar os ganhos α , β e γ de modo a garantir a estabilidade da candidata a função de Lyapunov (4.18), o que resulta em

$$\begin{aligned} \alpha &> 0 \\ \beta &> k C_o - \frac{1}{R_o} \\ \gamma &> 0 \end{aligned} \quad (4.19)$$

Para obtenção de resultados experimentais, o controlador foi discretizado em 30 kHz, conforme frequência de amostragem definida no DSP. As variáveis calculadas no domínio da amostra são apresentadas a seguir.

$$I_{ref}[k] = I_{ref}[k-1] + \beta x_1[k] + (\alpha T_s - \beta) x_1[k-1] + \gamma \text{sign}(\sigma[k]) \quad (4.20)$$

$$x_1[k] = v_{ref}[k] - v_{out}[k] \quad (4.21)$$

$$\sigma[k] = \zeta x_1[k] + x_2[k] \quad (4.22)$$

onde os ganhos projetados são $\alpha = 10$, $\beta = 0,3$, $\gamma = 1$ e $\zeta = k = 10$. T_s é o período de amostragem, $(30 \text{ kHz})^{-1}$. Para evitar uma frequência elevada de comutações e mitigar a ocorrência de *chattering*, a função sinal (*sign*) é substituída por uma função saturação, conforme apresentado na expressão (4.4).

O estado x_2 (derivada do erro) é obtido a partir de um filtro por variáveis de estado discreto (SVF) de segunda ordem (VIEIRA, 2008). A função de transferência do filtro é dada por

$$G_{SVF}(s) = \frac{\omega_c^2}{(s + \omega_c)^2}, \quad (4.23)$$

onde ω_c é a frequência de corte, definida em $2\pi 100 \text{ rad/s}$. Discretizando o filtro pelo

método de Euler, obtém-se a seguinte representação em espaço de estados

$$\mathbf{x}_{SVF}[k+1] = (\mathbf{I} + \mathbf{A}_{SVF}T_s)\mathbf{x}_{SVF}[k] + \mathbf{B}_{SVF}T_s\mathbf{In}[k], \quad (4.24)$$

onde \mathbf{x}_{SVF} é o vetor de estados, contendo a derivada da entrada e a própria entrada filtrada, $x_1[k]'$. \mathbf{In} é o sinal de entrada do filtro, ou seja, $x_1[k]$.

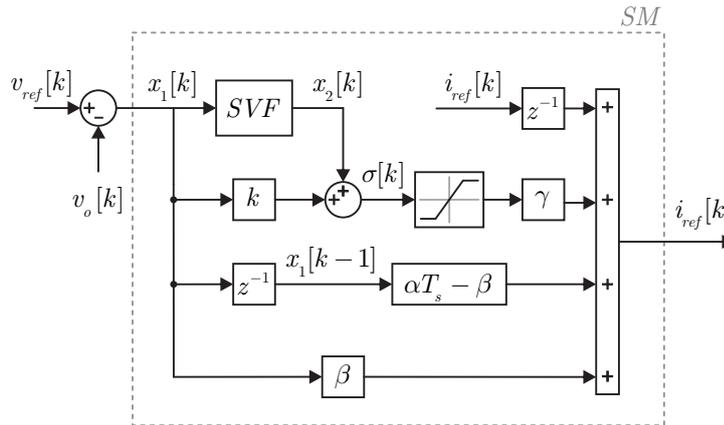
$$\mathbf{x}_{SVF}[k] = \begin{bmatrix} x_1[k]' \\ x_2[k] \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{In}[k] = x_1[k]. \quad (4.25)$$

A matriz de estados e o vetor de entrada são dados respectivamente por

$$\mathbf{A}_{SVF} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_c^2 & -2\omega_c \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \mathbf{B}_{SVF} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_c^2 \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

O diagrama de blocos com a estrutura do controlador SM é apresentada na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Estrutura do controlador por modos deslizantes



Fonte: Autor.

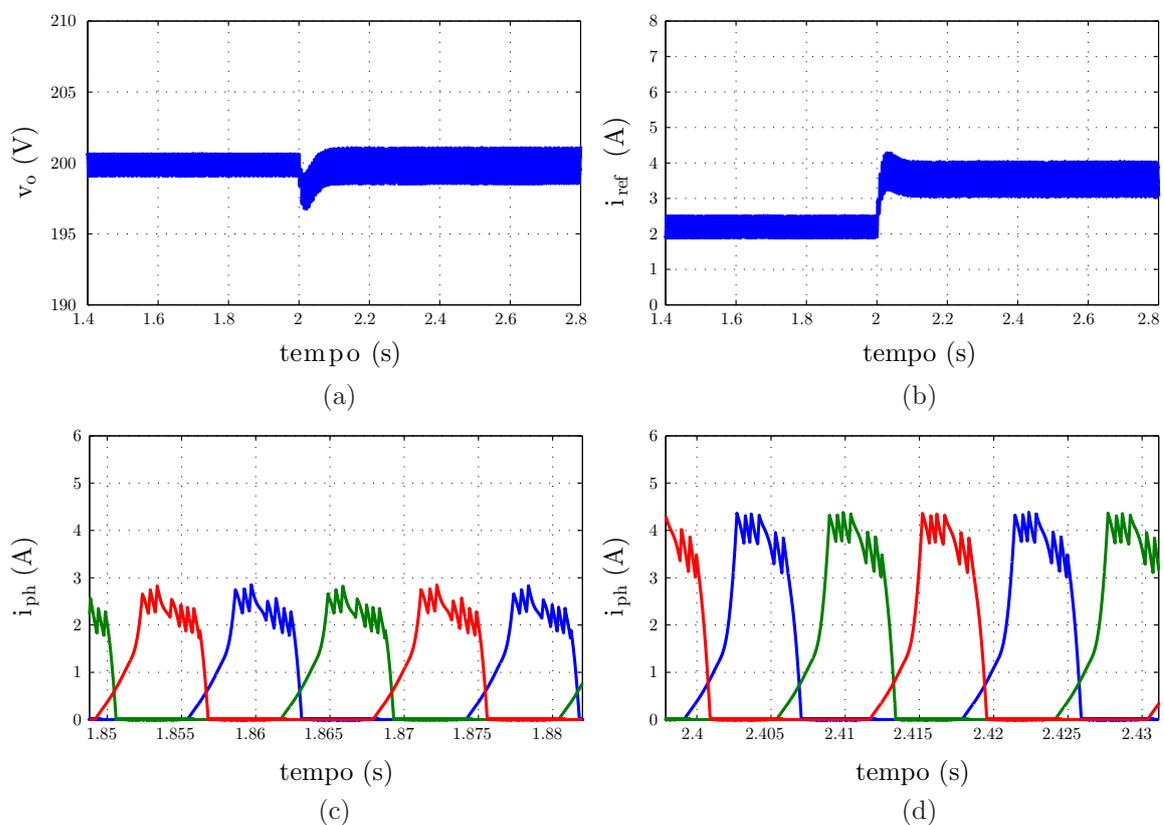
4.2.3 Resultados de simulação

Para validar o controlador projetado, o sistema foi simulado considerando-se pontos de operação distintos. Em todos eles, assumiu-se uma frequência de amostragem de 30 kHz, e os ângulos de início e término da excitação em $\theta_{on} = 43^\circ$ e $\theta_{off} = 15^\circ$, respectivamente. Estes ângulos foram definidos a partir de uma análise prévia do sistema com base em resultados preliminares, porém não foi adotado nenhum critério de otimização específico. A capacitância do barramento é definida em 2350 μF , valor que atende a equação apresentada em (2.4). Uma fonte de tensão de 12 V é utilizada para a excitação inicial do gerador.

4.2.3.1 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm e 200 V

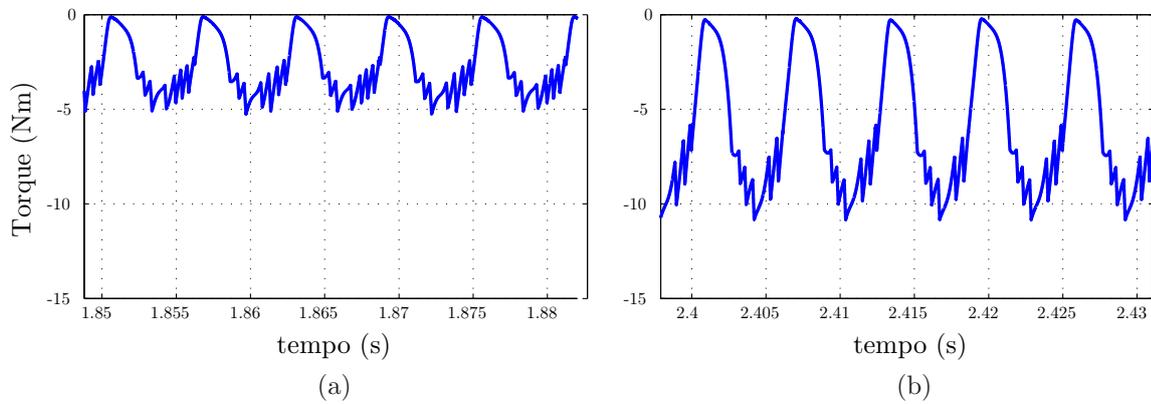
Primeiramente, assumindo uma velocidade de 400 rpm, verificou-se a resposta para um degrau de carga de 356Ω para 178Ω , com tensão regulada em 200 V. A Figura 4.5 apresenta a tensão de barramento do gerador, a corrente de referência e as correntes de fase. A Figura 4.6 apresenta o torque eletromagnético para as duas condições de carga.

Figura 4.5 – Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 200$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (112 W) para 178Ω (225 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau



A partir da análise das figuras é possível verificar a característica fonte de corrente do gerador. Dado um acréscimo de carga, a tensão gerada tende a decrescer, sendo necessário aumentar a corrente nas fases da máquina para rejeitar tal variação. O controlador proposto atua de forma adequada, restabelecendo a tensão em um tempo menor do que 100 ms, com um afundamento em torno de 2% do valor de referência. Ainda, a Figura 4.6 evidencia as oscilações de torque, fenômeno que já fora mencionado como uma característica indesejável na operação da máquina de relutância variável.

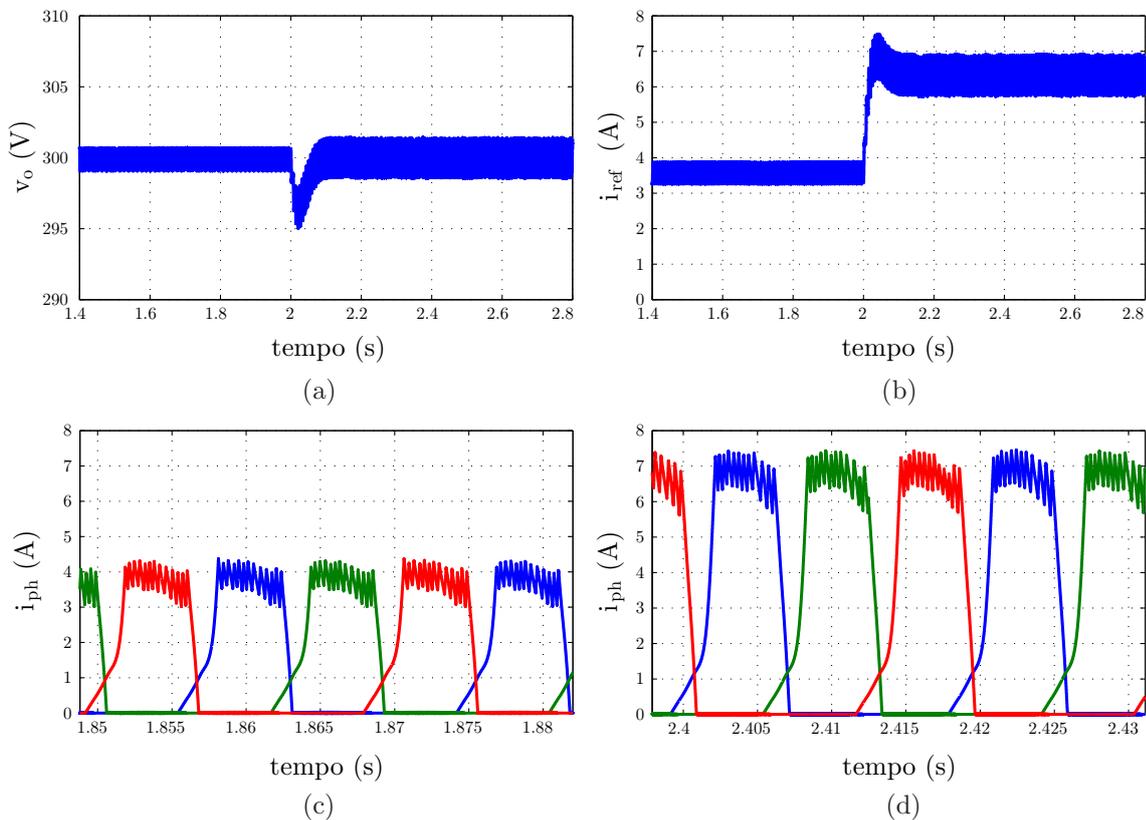
Figura 4.6 – Acionamento via histerese com controlador SM: Torque eletromagnético em $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 200$ V para duas condições de carga: (a) 356Ω e (b) 178Ω



4.2.3.2 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm e 300 V

A Figura 4.7 apresenta as formas de onda do sistema para o mesmo degrau de carga do caso anterior e uma tensão de referência de 300 V.

Figura 4.7 – Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 400$ rpm e $V_{ref} = 300$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau



Em comparação a situação anterior, onde a referência era de 200 V, é possível observar que, para um valor maior de tensão, embora a velocidade considerada seja a mesma, a dinâmica das correntes é mais rápida, fazendo com que a histerese atue com maior frequência. Este fenômeno pode ser verificado matematicamente pela representação em variáveis de estado apresentada em (2.30), onde evidencia-se a tensão de fase como entrada para o sistema que descreve a dinâmica das correntes.

Frente a esta situação, verifica-se a partir dos resultados, que o sistema projetado atuou de forma adequada, com dinâmica semelhante ao caso anterior, restabelecendo a tensão gerada em tempo menor que 100 ms e com afundamento em torno de 2%.

4.2.3.3 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm e 300 V

Com o gerador operando a 800 rpm, a resposta do sistema para o mesmo degrau de carga do caso anterior e uma referência de 300 V pode ser verificada na Figura 4.8. Assim como nas outras situações apresentadas, o sistema atua de forma satisfatória, restabelecendo a tensão gerada com afundamento em torno de 2% do valor de referência e tempo de recuperação menor do que 100 ms.

Em comparação a situação anterior (400 rpm e 300 V), pode-se verificar que, por operar em uma velocidade mais elevada, o gerador desenvolve uma força contra-eletromotriz maior e, conseqüentemente, a corrente necessária para que se obtenha a mesma tensão sob a mesma condição de carga é menor.

É possível observar também que, devido a dinâmica da corrente neste ponto de operação, a histerese atua poucas vezes durante um intervalo de comutação. Para melhor explicar este fato, deve-se recorrer ao que já foi mencionado no Capítulo 3 sobre os efeitos da força contra-eletromotriz e sobre a velocidade base. A Figura 4.9 apresenta novamente a FCEM estimada para velocidades variando de 60 a 160 rad/s, com passo de 10 rad/s.

Note que uma velocidade de 800 rpm (aproximadamente 83 rad/s) está próxima da velocidade base para este ponto de operação, ou seja, velocidade na qual a FCEM desenvolvida é igual em módulo a tensão aplicada à fase (300 V). Sendo assim, quando a corrente atinge o limite superior da banda de histerese e os transistores são bloqueados, de acordo com a equação (4.5), assumindo que a resistência dos enrolamentos é pequena, a derivada da corrente na fase tenderá a zero e por isso a dinâmica é lenta. Ainda quanto a Figura 4.9, deve-se observar que esta foi obtida assumindo corrente constante e igual a nominal da máquina (5 A). Para uma análise mais precisa, deve-se considerar o valor de operação da corrente de fase, o que influirá no comportamento da FCEM conforme expressa a equação (3.7).

Figura 4.8 – Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 800$ rpm e $V_{ref} = 300$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau

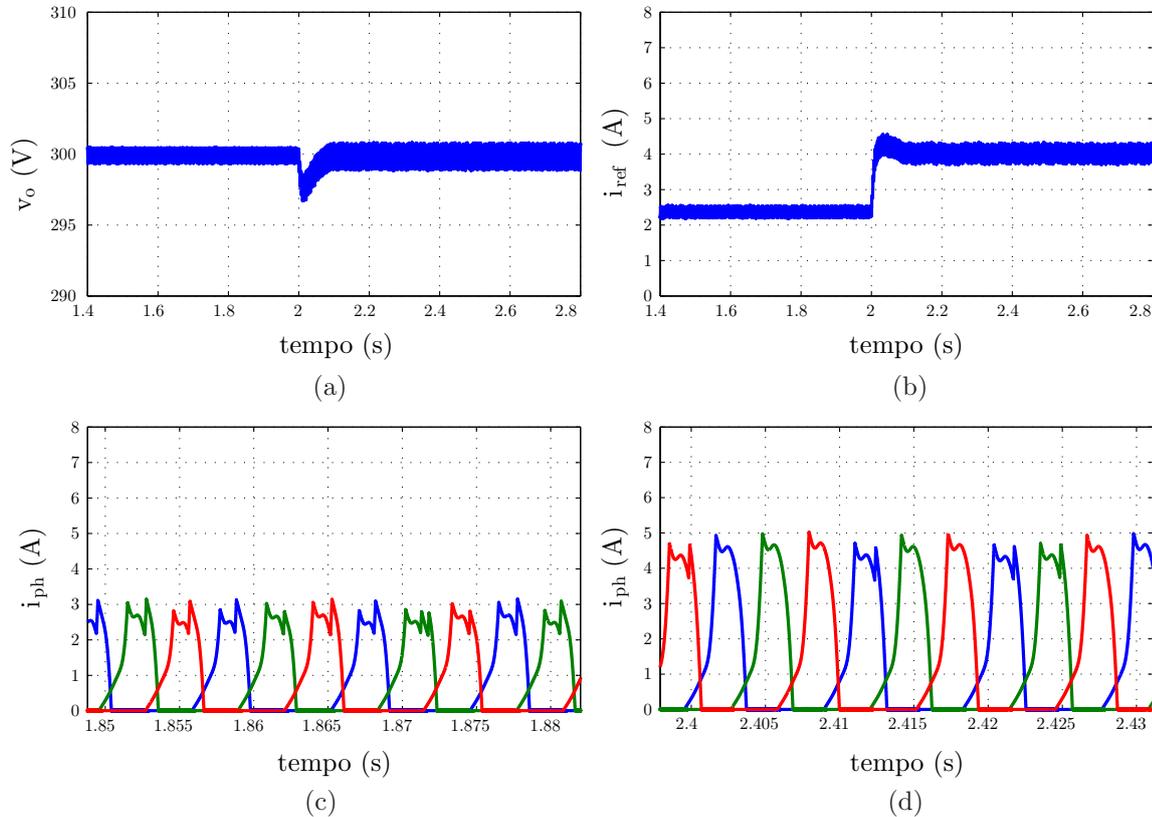
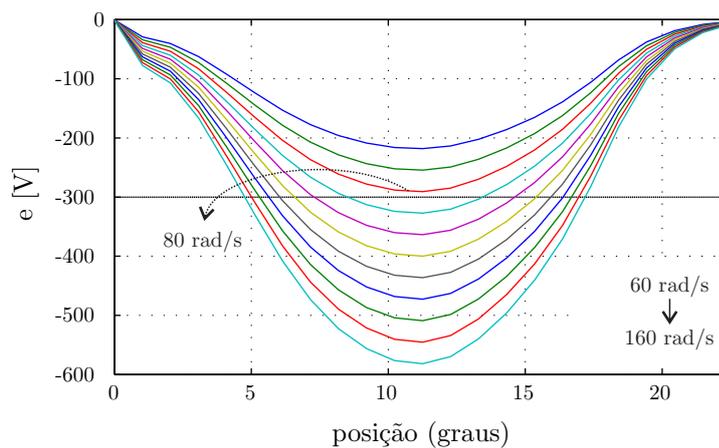


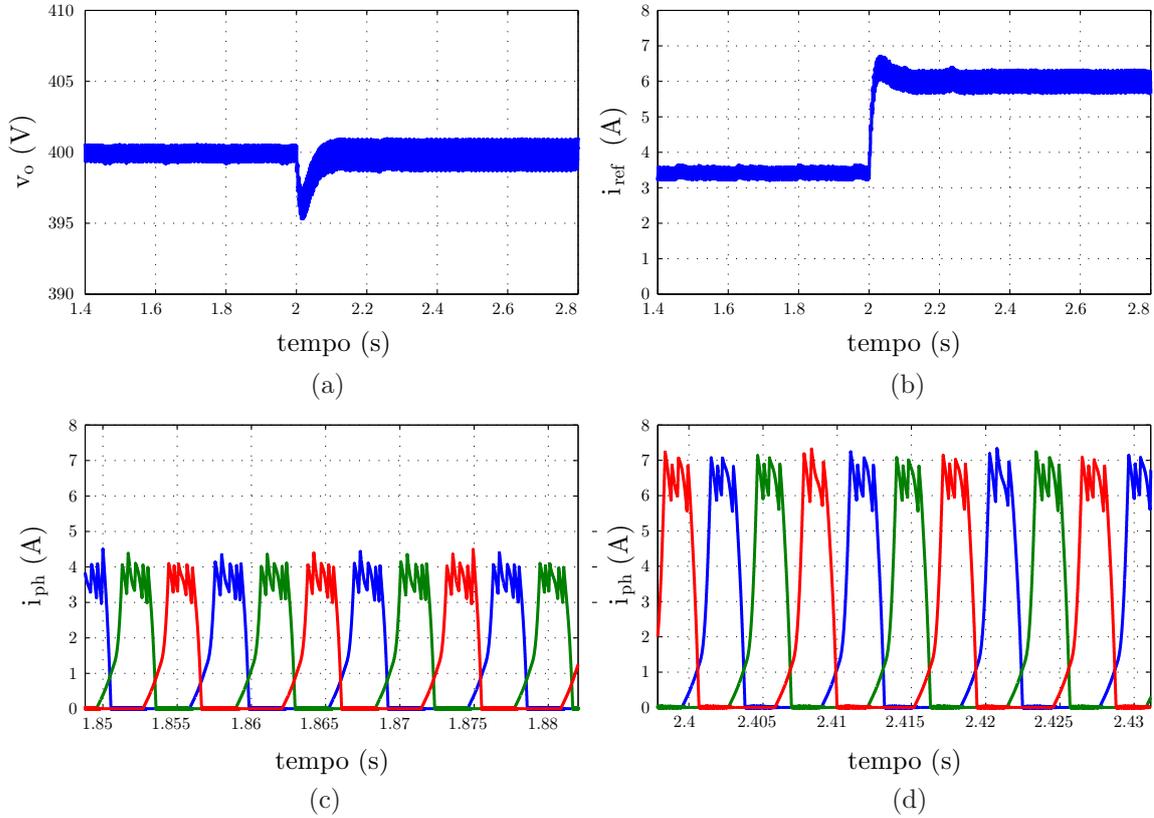
Figura 4.9 – Força contra-eletromotriz estimada para uma corrente de fase de 5 A. Velocidade variando de 60 rad/s a 160 rad/s com curvas a cada 10 rad/s



4.2.3.4 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm e 400 V

A Figura 4.10 apresenta a resposta do sistema ao degrau de carga para uma referência de 400 V e uma velocidade de 800 rpm. Novamente, o sistema atua de forma

Figura 4.10 – Acionamento via histerese com controlador SM: $\omega = 800$ rpm e $V_{ref} = 400$ V. Resposta do sistema ao degrau de carga de 356Ω (450 W) para 178Ω (899 W): (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau

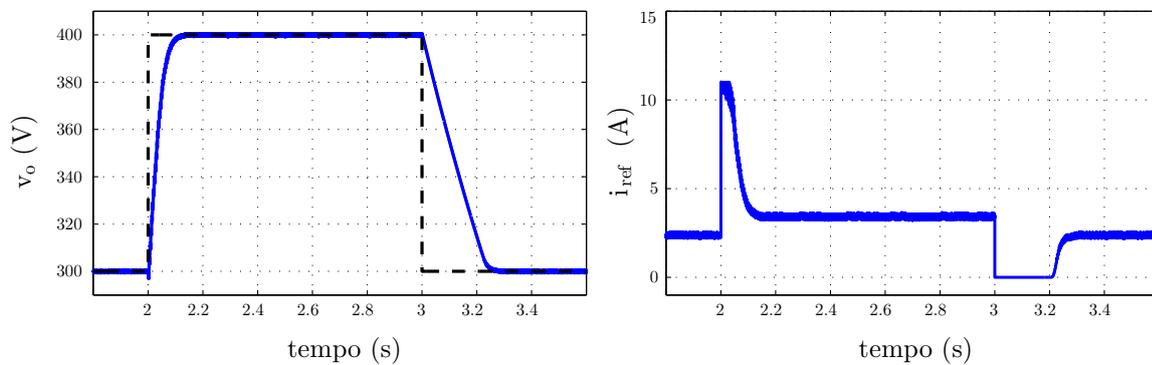


adequada, rejeitando o distúrbio de carga com transitório em torno de 100 ms e afundamento de tensão menor do que 2% do valor de referência.

4.2.3.5 Resposta à variação de referência

Realiza-se uma variação na tensão de referência de 300 V para 400 V em $t = 2$ s, e novamente para 300 V em $t = 3$ s. A resistência de carga é mantida constante em 356Ω e a velocidade em $\omega = 800$ rpm. A resposta do sistema é apresentada na Figura 4.11, a partir da qual pode-se verificar que o controle atua satisfatoriamente de modo que a tensão gerada rastreie a referência imposta. Quando esta aumenta, a referência da corrente de fase cresce para compensar o aumento de carga. A fim de preservar os enrolamentos da máquina, a corrente de referência foi limitada em 11 A. Observa-se também que o transitório entre 400 V e 300 V é linear, uma vez que a corrente de referência é zero e a dinâmica depende apenas da descarga do circuito RC de saída.

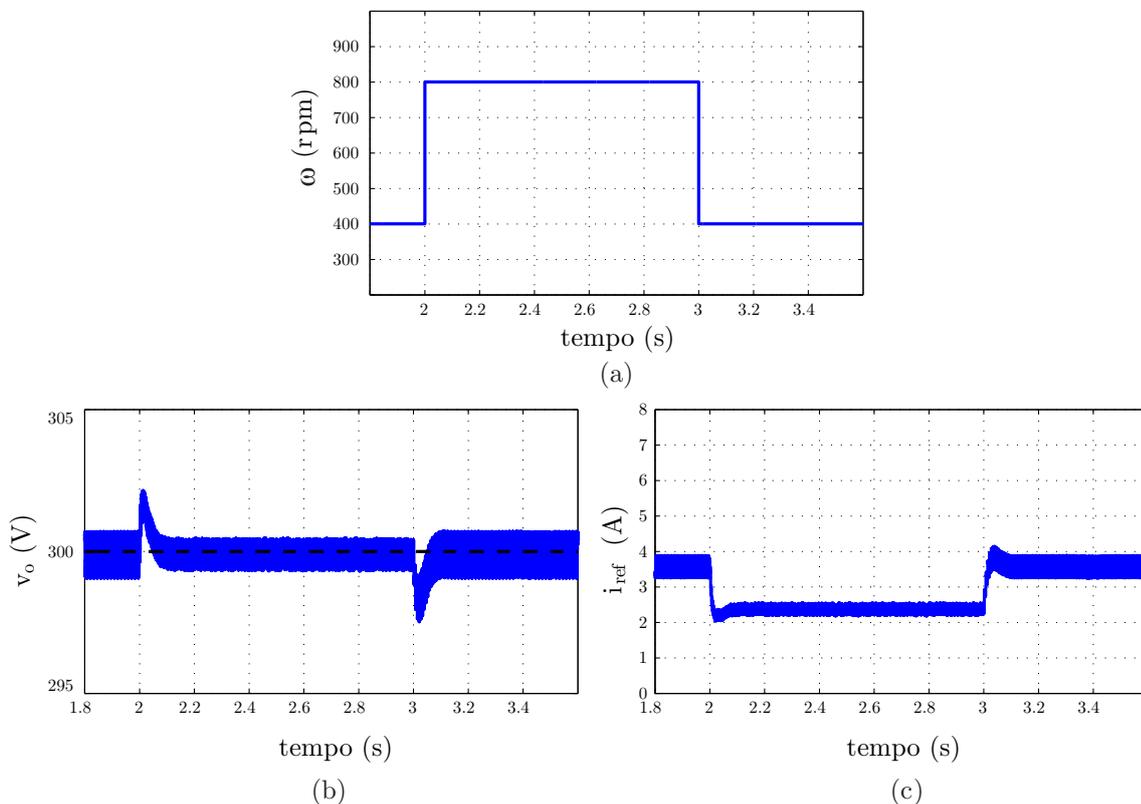
Figura 4.11 – Acionamento via histerese com controlador SM: resposta do sistema à variação na tensão de referência considerando $\omega = 800$ rpm e 356Ω : (a) tensão gerada (contínua) e referência (pontilhada); (b) corrente de referência



4.2.3.6 Resposta à variação de velocidade

A robustez à variação de velocidade é verificada aplicando-se um degrau de 400 rpm para 800 rpm em $t = 2$ s e novamente para 400 rpm em $t = 3$ s. A Figura 4.12 apresenta estes resultados.

Figura 4.12 – Acionamento via histerese com controlador SM: resposta do sistema à variação de velocidade, considerando $v_{ref} = 300$ V e 356Ω : (a) velocidade rotórica; (b) tensão gerada (contínua) e referência (pontilhada); (c) corrente de referência



Conforme já mencionado, quando aumenta a velocidade, aumenta a FCEM e o controlador atua de modo a reduzir a corrente de referência permitindo a regulação da tensão gerada em torno do valor de referência. Aplicados os degraus, uma variação de tensão menor que 2% é verificada. Cabe observar que uma variação de velocidade em degrau, como apresentado na 4.12 (a), não é realizável na prática, tendo por objetivo apenas provar a robustez do controlador.

4.3 PROJETO DE UM CONTROLADOR PI PARA ACIONAMENTO VIA HISTERESE DE CORRENTE

O objetivo desta seção é apresentar a técnica de projeto do controlador PI (malha externa) para o acionamento via regulador de histerese, a partir do modelo estimado apresentado na seção 2.5. É importante lembrar que o método de estimação é válido para o ponto de operação considerado e, caso deseje-se utilizar um controlador projetado a partir deste para mais de um ponto, é necessário que um estudo seja realizado de modo que o controlador garanta a estabilidade do sistema e as especificações de projeto para toda a faixa de operação. Tal situação apresenta uma desvantagem frente ao controlador SM projetado na Seção anterior, tendo em vista que este apresentou desempenho satisfatório para uma ampla faixa e teve robustez comprovada matematicamente.

Para validar a técnica de projeto do controlador, as seguintes especificações são consideradas: tensão de saída 300 V; velocidade 800 rpm; variação de carga de 252 W; máximo decaimento Δv_{om} de 5 V e tempo de recuperação t_{re} (quando decaimento reduz a 10%) em torno de 140 ms.

Utilizando o que já foi mencionado na Seção 2.5, bem como os parâmetros da planta estimada e as especificações propostas, é possível resolver o sistema composto por (4.27) e (4.28) de modo a obter os valores de α_1 e α_2 (CHANG; LIAW, 2008).

$$\Delta v_{om} = \frac{k_{pl} b \Delta p_o}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot (e^{\frac{-\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2} \ln \frac{\alpha_1}{\alpha_2}} - e^{\frac{-\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} \ln \frac{\alpha_1}{\alpha_2}}) \quad (4.27)$$

$$0,1 \Delta v_{om} = \frac{k_{pl} b \Delta p_o}{\alpha_1 - \alpha_2} \cdot (e^{-\alpha_1 t_{re}} - e^{-\alpha_2 t_{re}}) \quad (4.28)$$

Para o projeto do controlado PI, os ganhos proporcional e integral são calculados a partir das equações (2.39) e (2.40) realizando o procedimento contrário ao da estimação do modelo, o que resulta em

$$k_{pv} = \frac{\alpha_1 + \alpha_2 - a}{b k_v} \quad (4.29)$$

$$k_{iv} = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{b k_v}. \quad (4.30)$$

Deste modo, o controlador projetado para atender as especificações propostas é apresentado a seguir

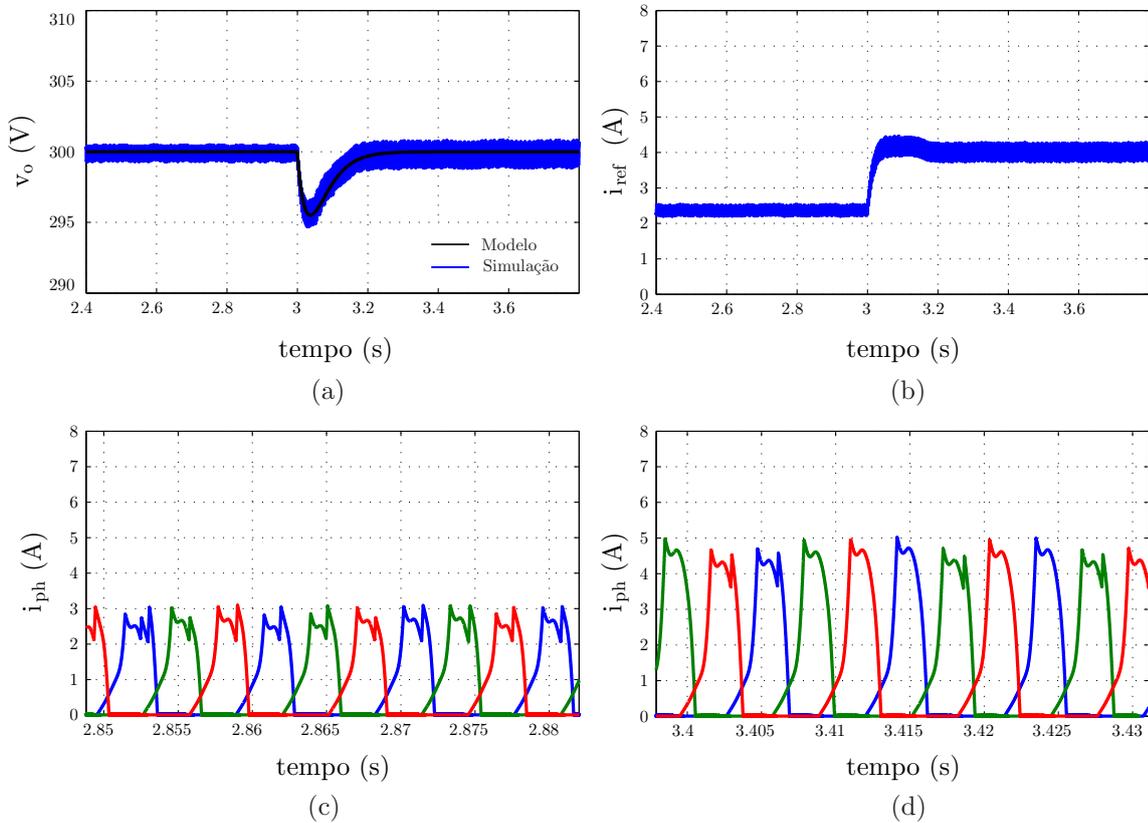
$$G_{cv}(s) = \frac{0,2739s + 4,114}{s}. \quad (4.31)$$

4.3.1 Resultados de simulação

O sistema é simulado para validar o controlador projetado. Considerando uma velocidade rotórica de 800 rpm e tensão de referência de 300 V, um degrau de carga de 356Ω para 178Ω é realizado em $t = 3$ s. A Figura 4.13 apresenta a resposta da tensão gerada, a corrente de referência e as correntes de fase antes e após o degrau.

A resposta do modelo de primeira ordem é apresentada na Figura 4.13(a), juntamente com a resposta de simulação, o que permite verificar que ambas apresentam comportamento condizendo com as especificações, validando tanto o modelo, quanto a técnica de projeto.

Figura 4.13 – Resposta do controlador PI com acionamento via histerese. $V_{ref} = 300$ V e $\omega = 800$ rpm. Degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W). : (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau



4.4 PROJETO DO CONTROLADOR PI PARA ACIONAMENTO A PULSO ÚNICO

O objetivo desta seção é apresentar a técnica de projeto do controlador a pulso único a partir do modelo estimado apresentado na seção (2.5). Para tanto, primeiramente define-se as especificações de projeto: tensão de saída 400 V; velocidade 1500 rpm; variação de carga de 889 W; máximo decaimento Δv_{om} de 5 V e tempo de recuperação t_{re} (quando decaimento reduz a 10%) em torno de 150 ms.

O controlador para atender as especificações propostas é projetado da mesma forma e seguindo as mesmas equações que o controlador por histerese, sendo apresentado a seguir

$$G_{cv}(s) = \frac{0,2695s + 4,205}{s}. \quad (4.32)$$

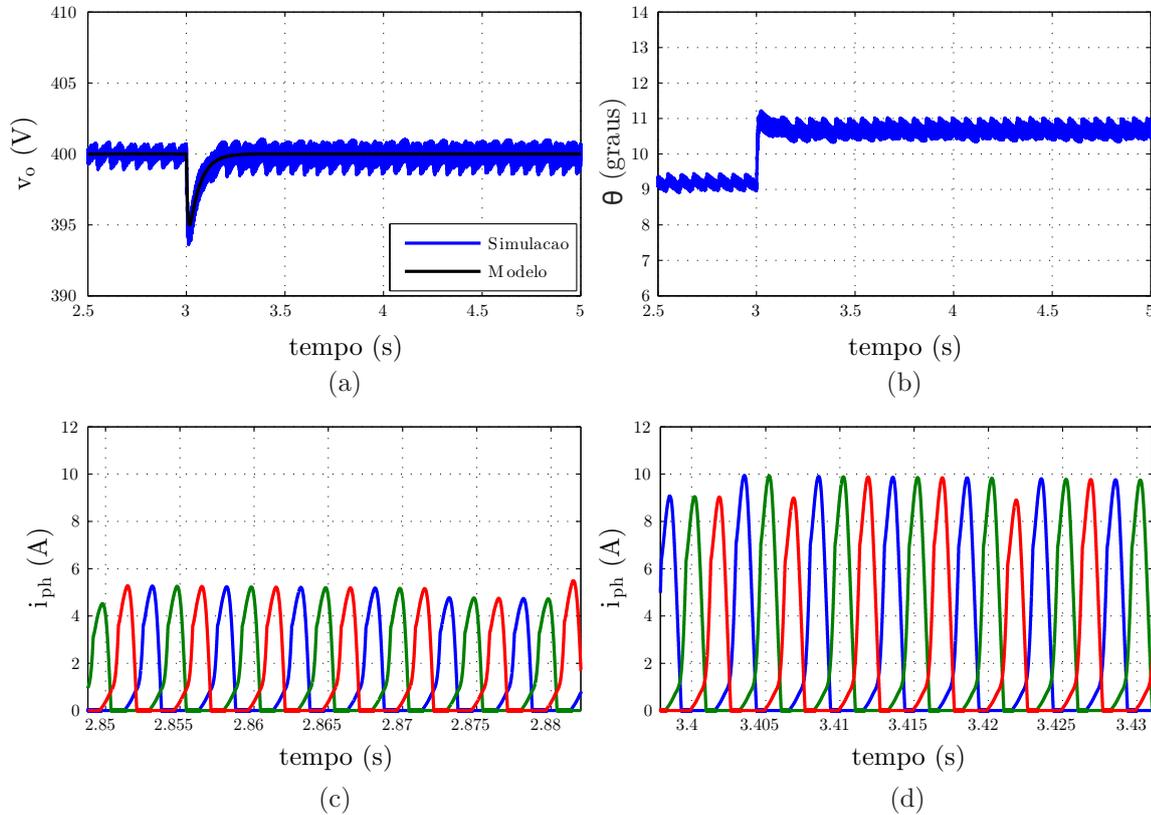
4.4.1 Resultados de simulação

O sistema é simulado para validar o controlador projetado. Considerando uma velocidade rotórica de 1500 rpm e tensão de referência de 400 V, um degrau de carga de 180Ω (889 W) para 90Ω (1778 W) é realizado em $t = 3$ s. A Figura 4.14 apresenta a resposta da tensão gerada, a ação de controle (ângulo de término da excitação) e as correntes de fase antes e após o degrau.

É possível verificar, a partir da figura, que para rejeitar um aumento de carga o controlador atua aumentando o período de excitação, ou seja, aumentando o ângulo de término da excitação (θ_{off}). As especificações de projeto são atendidas, uma vez que o afundamento de tensão é de aproximadamente 5 V com um tempo de recuperação em torno de 150 ms.

Analisando as Figuras 4.14 (c) e (d) é possível verificar também que, devido a velocidade elevada, a FCEM atinge valores maiores do que a tensão gerada, de modo que a corrente nas fases continua crescendo mesmo após suspensa a excitação.

Figura 4.14 – $V_{ref} = 400$ V e $\omega = 1500$ rpm - Resposta do sistema ao degrau de carga de 180Ω (889 W) para 90Ω (1778 W). : (a) tensão gerada; (b) ângulo de término da excitação; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) correntes de fase após o degrau



4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo apresentou métodos de controle da tensão de barramento dos geradores de relutância variável. Para velocidades abaixo da velocidade base, utilizou-se o acionamento por regulador histerese de corrente, sendo projetados dois controladores para a malha de tensão. O controlador por modos deslizantes é projetado a partir da descrição em espaço de estados do sistema e da análise de estabilidade, enquanto o controlador PI é projetado a partir do modelo estimado obtido no Capítulo 2. Para a operação acima da velocidade base é projetado um controlador a pulso único a partir do modelo de primeira ordem estimado.

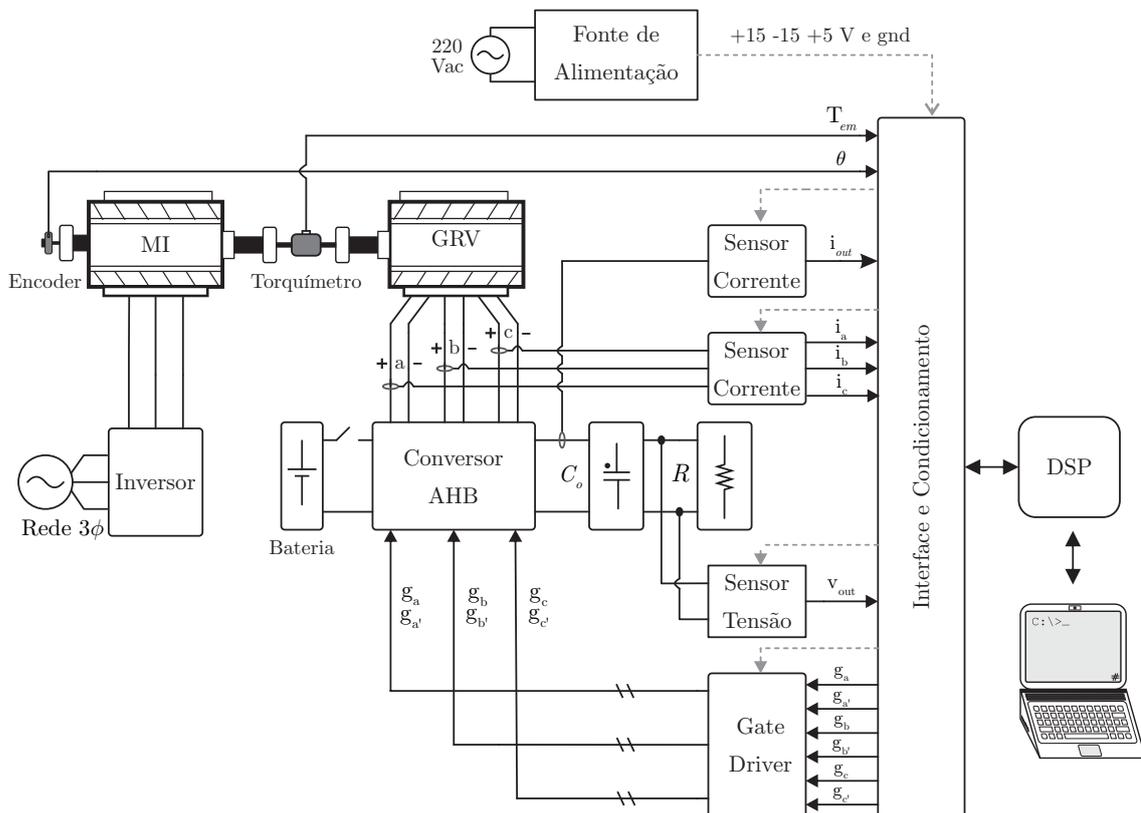
Resultados de simulação foram apresentados de modo a verificar determinadas características dos controladores e do sistema, como por exemplo a influência da FCEM no comportamento da corrente de fase, e a característica fonte de corrente do gerador.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de validar as estratégias de controle de tensão discutidas nesta dissertação, o presente capítulo apresenta os resultados experimentais. O controle foi implementado em tempo discreto utilizando o DSP TMS320F28335, com frequência de amostragem definida em 30 kHz. Uma bancada de testes foi desenvolvida para este fim, sendo que a Figura 5.1 apresenta um diagrama de blocos com uma visão geral do sistema implementado.

Figura 5.1 – Diagrama de blocos do sistema implementado



Fonte: Autor.

A bancada é composta por uma máquina de indução (fonte primária), pelo gerador de relutância variável, sistemas de comando do gerador (fonte de alimentação, conversor AHB, sensores de corrente e tensão, DSP, circuitos de *gate-driver* e placas de interface e condicionamento) e inversor para acionamento da MI. Um sensor de posição (*encoder*) é acoplado ao eixo da máquina de indução. Um transdutor de torque (torquímetro) é incluído no acoplamento entre a máquina primária e o gerador. O barramento CC

apresenta capacitância de $2350 \mu\text{F}$ e é utilizada uma bateria de $12 \text{ V}/7 \text{ Ah}$ para a excitação inicial do gerador. O Apêndice A apresenta o projeto e a construção da bancada.

5.2 CONTROLADOR POR MODOS DESLIZANTES

O controlador por modos deslizantes projetado na seção 4.2 é implementado utilizando a estrutura apresentada na Figura 4.4. Nas próximas sub-seções, o comportamento do controlador é analisado frente à variações de carga, de velocidade e da tensão de referência. Os ângulos de início e término da excitação são de $\theta_{on} = 43^\circ$ e $\theta_{off} = 15^\circ$, respectivamente.

5.2.1 Resposta ao degrau de carga - 400 rpm

Considerando a tensão de referência em 200 V e uma velocidade rotórica de 400 rpm , a Figura 5.2 apresenta a resposta do sistema controlado frente a uma variação de carga de 356Ω (112 W) para 178Ω (225 W) em $t = 2 \text{ s}$.

É possível verificar que o controlador atua de forma a rejeitar o distúrbio de carga em aproximadamente 100 ms com afundamento de tensão em torno de 2% do valor em regime. Para tanto, o controle atua aumentando a referência de corrente do regulador de histerese. As correntes antes e após o degrau são mostradas na Figura 5.3, evidenciando a ação da histerese. Em comparação com os resultados de simulação apresentados no Capítulo 4, conclui-se que os resultados experimentais obtidos estão de acordo com o esperado.

Figura 5.2 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 112 W para 225 W , com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 200 V : (a) tensão gerada; (b) corrente de referência

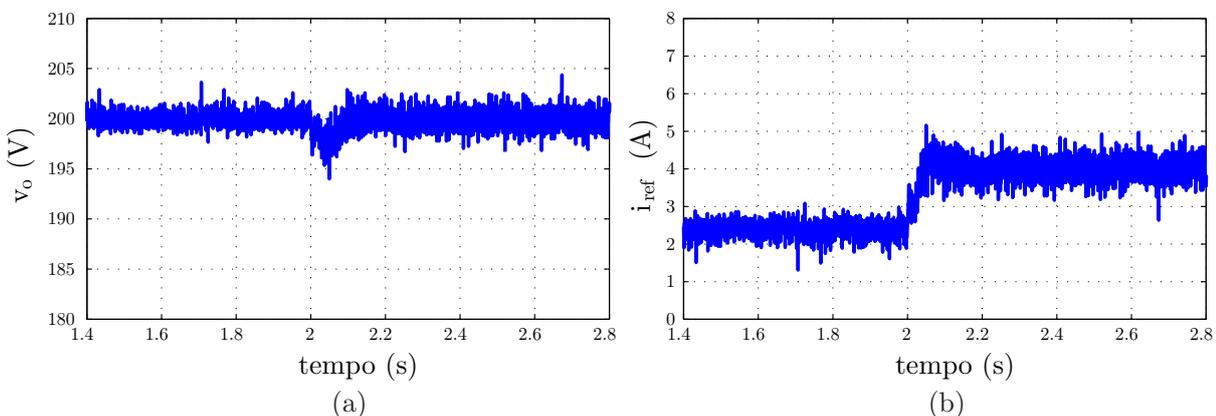
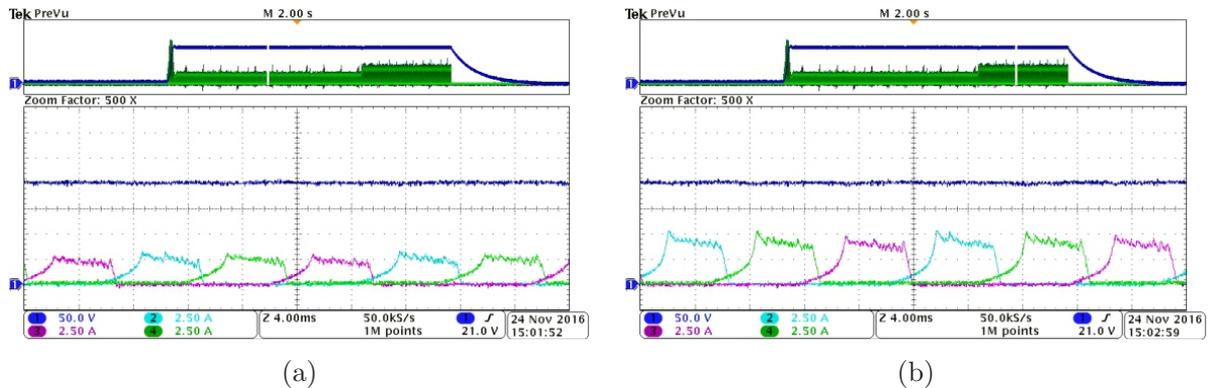
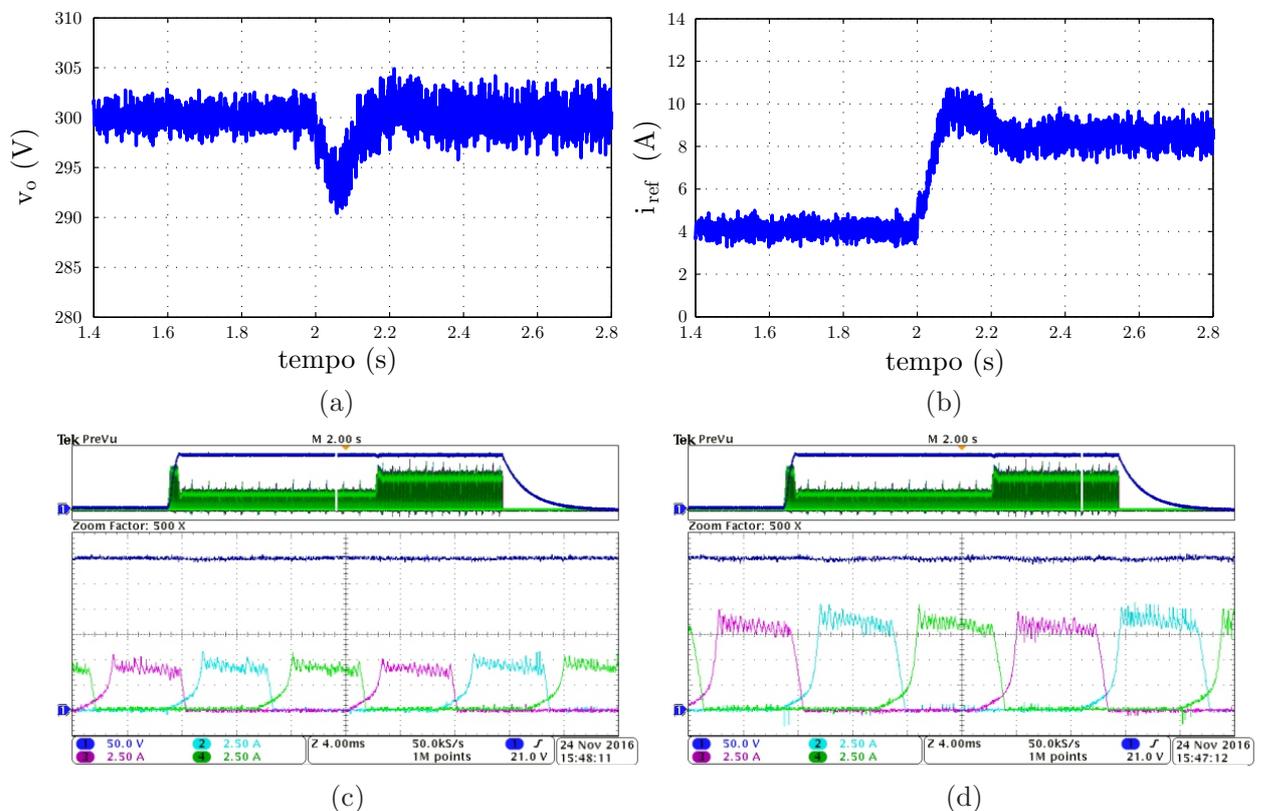


Figura 5.3 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 112 W para 225 W, com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 200 V: (a) correntes de fase antes do degrau; (b) depois do degrau



Ainda para uma velocidade de 400 rpm, assumindo uma referência de 300 V, a resposta frente ao degrau de carga de 253 W para 506 W é mostrada na Figura 5.4. As correntes antes e após o degrau para esta situação também são apresentadas.

Figura 5.4 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 253 W para 506 W, com velocidade de 400 rpm e barramento regulado em 300 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau



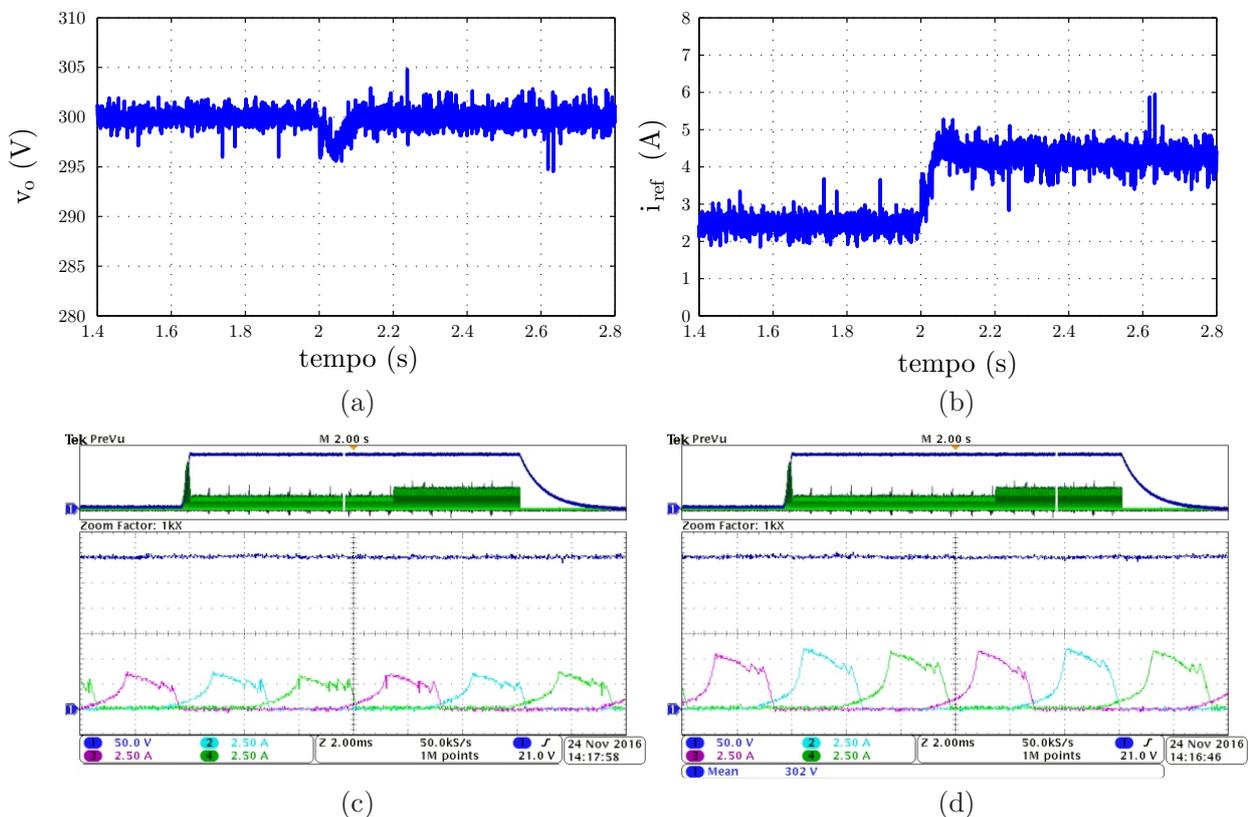
Da mesma forma que o resultado anterior, o controlador atua elevando a referência de corrente de modo a rejeitar o distúrbio de carga, com tempo de acomodação em torno de 100 ms e um afundamento em torno de 3%. Verifica-se também que, assumindo a mesma velocidade, para uma tensão mais elevada o efeito da histerese é mais pronunciado, uma vez que a dinâmica das correntes é mais rápida.

5.2.2 Resposta ao degrau de carga - 800 rpm

Para uma velocidade rotórica de 800 rpm, a resposta do sistema controlado frente a variação de carga é verificada considerando tensões de referência de 300 V e 400 V. A Figura 5.5 mostra os resultados experimentais para 300 V, com um degrau de carga de 356Ω (253 W) para 178Ω (506 W) em $t = 2$ s.

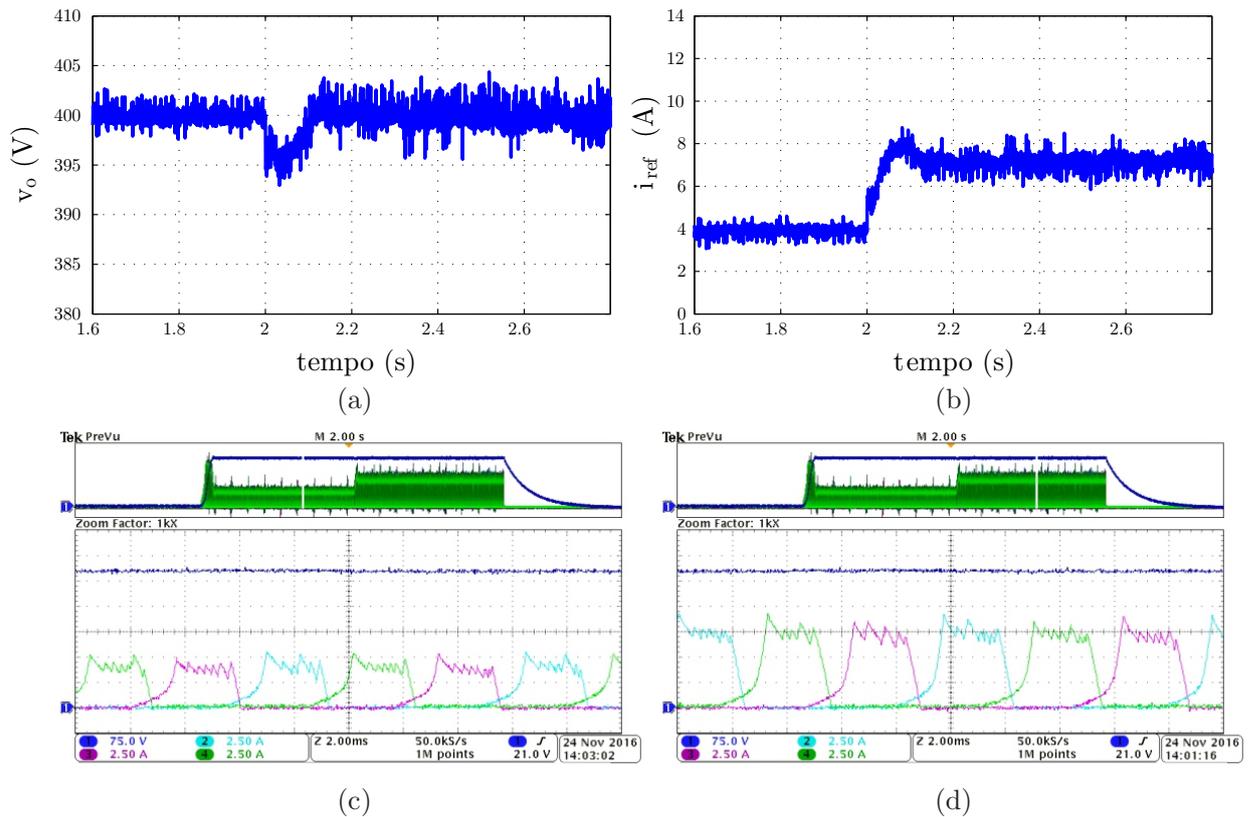
Analisando as correntes antes e após o degrau, é possível verificar o mesmo comportamento obtido nos resultados de simulação, onde a histerese praticamente não atua devido a ação da FCEM na dinâmica das correntes.

Figura 5.5 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 253 W para 506 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 300 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau



A Figura 5.6 apresenta os resultados para 400 V, com um degrau de carga de 450 W para 899 W em $t = 2$ s. Com base nos resultados é possível afirmar que, em ambos os casos o controlador atua de maneira satisfatória, restabelecendo a tensão com tempo de acomodação em torno de 100 ms e decaimento máximo menor do que 2%.

Figura 5.6 – Resultados experimentais ao degrau de carga de 450 W para 899 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 400 V: (a) tensão gerada; (b) corrente de referência; (c) correntes de fase antes do degrau; (d) depois do degrau



5.2.3 Variação de referência

O desempenho do controlador também é verificado experimentalmente para variações no valor de referência. Assumindo uma velocidade rotórica de 800 rpm, uma variação de 300 V para 400 V e, de 400 V para 300 V é realizada. A corrente de referência é limitada em 11 A para preservar os enrolamentos da máquina. A resposta da tensão gerada e das correntes de fase pode ser verificada na Figura 5.7. O transitório é apresentado na Figura 5.8.

É possível concluir que o controlador por modos deslizantes projetado é capaz de rastrear as referências de tensão com dinâmica satisfatória. Para valores de referência de

Figura 5.7 – Resultados experimentais para variação de referência, 800 rpm: (a) Variação de 300 V para 400 V; (b) Variação de 400 V para 300 V

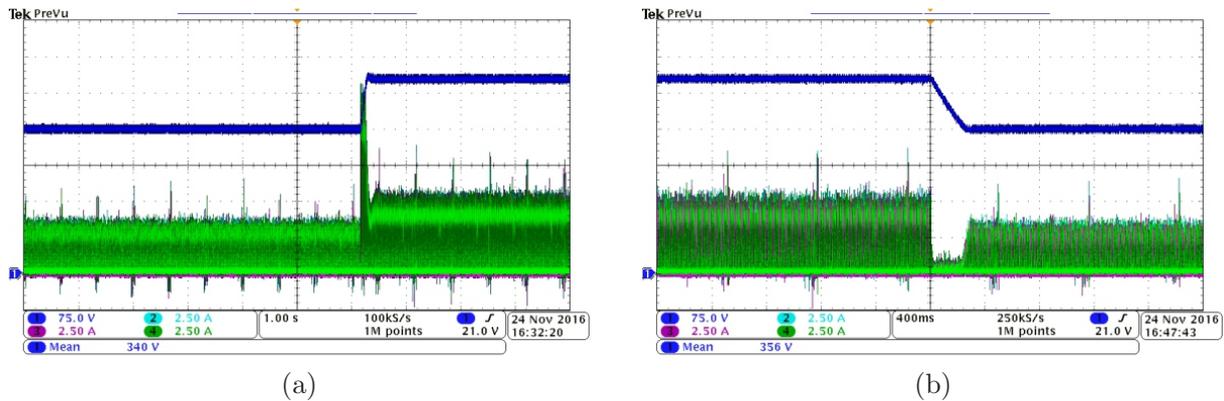
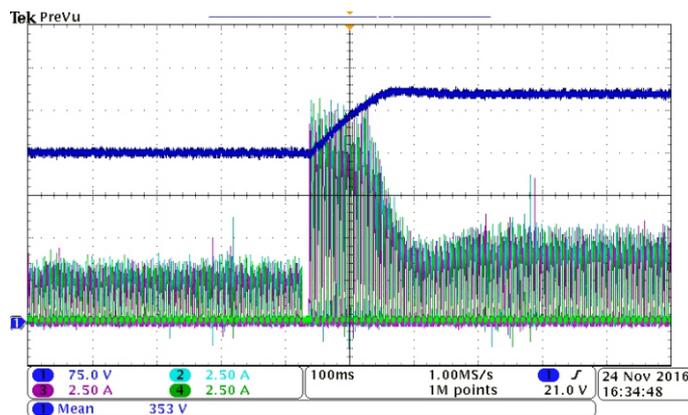


Figura 5.8 – Zoom para a resposta frente a variação de referência de 300 V para 400 V com velocidade de 800 rpm



tensão maiores, o controlador impõe valores de referência de corrente maiores, de modo a aumentar a excitação da máquina e suprir o aumento na energia demandada. Da mesma forma que nos resultados de simulação, o transitório entre 400 V e 300 V é linear devido à descarga do barramento sobre a carga.

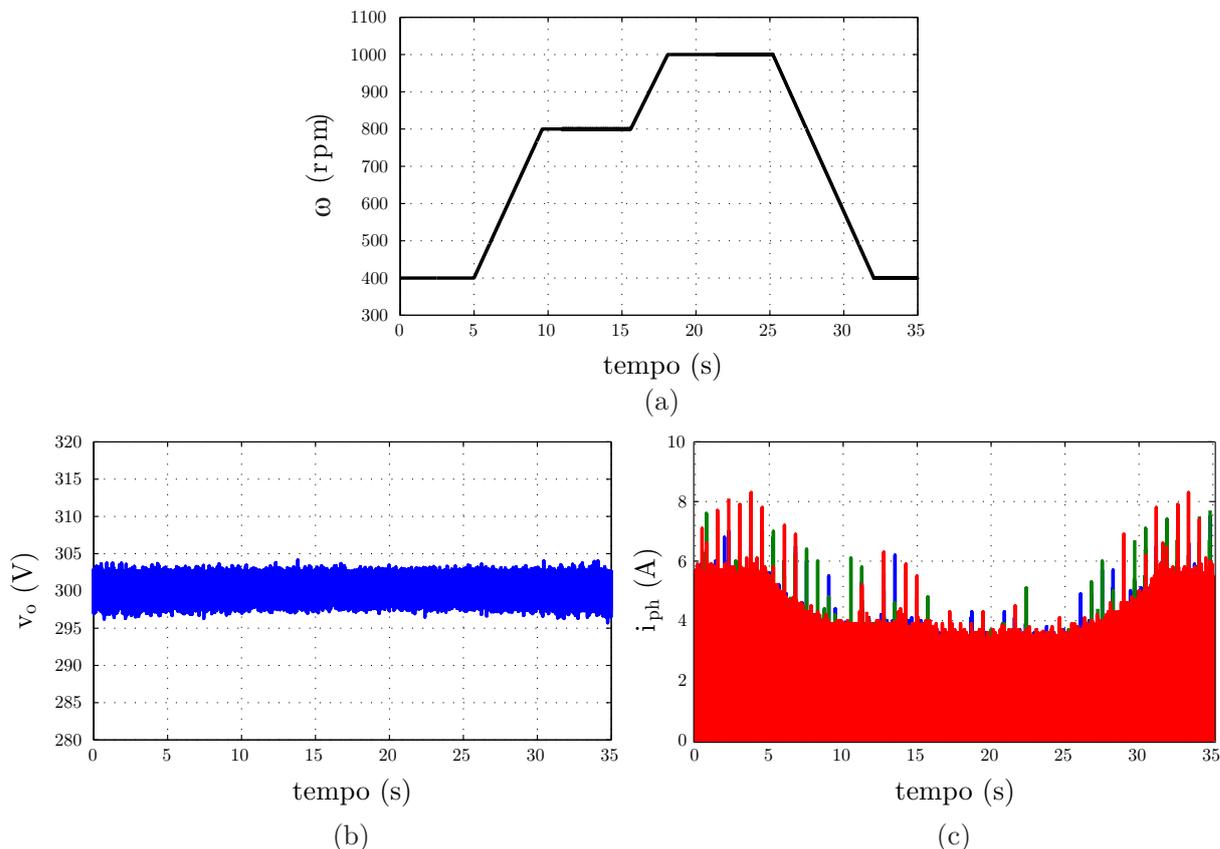
5.2.4 Variação de velocidade

Para verificar o desempenho do controlador frente a variações de velocidade, a máquina primária impôs, através de um inversor de frequências, um perfil de velocidades como o representado na Figura 5.9(a). Com uma referência de tensão igual a 300 V, o rotor inicia o movimento com 400 rpm, aumentando a velocidade em rampa para 800 rpm, 1000 rpm até que retorna para 400 rpm.

A Figura 5.9(b) apresenta o comportamento da tensão gerada, a partir do qual conclui-se que o controlador atua satisfatoriamente de modo a manter regulada a tensão

frente a estas variações de velocidade. A Figura 5.9(c) apresenta as correntes de fase do gerador. Verifica-se que a medida que a velocidade rotórica aumenta, para um mesmo valor de tensão, a corrente de fase é reduzida.

Figura 5.9 – Resposta frente a variação de velocidade: (a) velocidade; (b) tensão gerada; (c) correntes de fase



5.3 CONTROLADORES PI - ACIONAMENTO POR HISTERESE DE CORRENTE

Na seção 4.3 foi realizado o projeto de um controlador PI para operação no modo de histerese. A Figura 5.10 apresenta uma comparação entre a resposta experimental, a do modelo de simulação e a do modelo de primeira ordem estimado.

Com referência de tensão definida em 300 V e velocidade em 800 rpm, as especificações de projeto são para um degrau de carga de 252 W, com máximo decaimento de 5 V e tempo de recuperação em torno de 140 ms. Sendo assim, uma variação de carga de 356 Ω para 178 Ω foi imposta em $t = 3$ s. É possível verificar que as respostas de simulação são muito próximas das obtidas experimentalmente, e que o controlador projetado atende as especificações propostas. As correntes de fase da máquina antes e após o degrau de carga são apresentadas na Figura 5.11.

Figura 5.10 – Resultados para o controlador PI projetado considerando o acionamento por histerese. Variação de carga de 252 W para 504 W, com velocidade de 800 rpm e barramento regulado em 300 V.

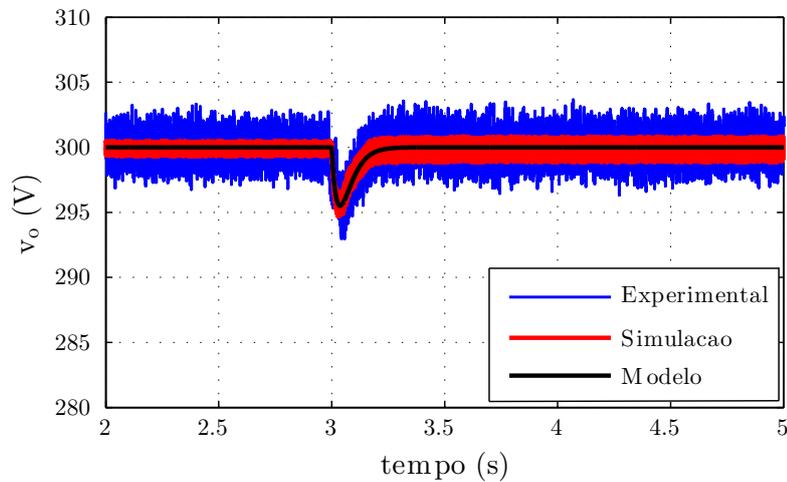
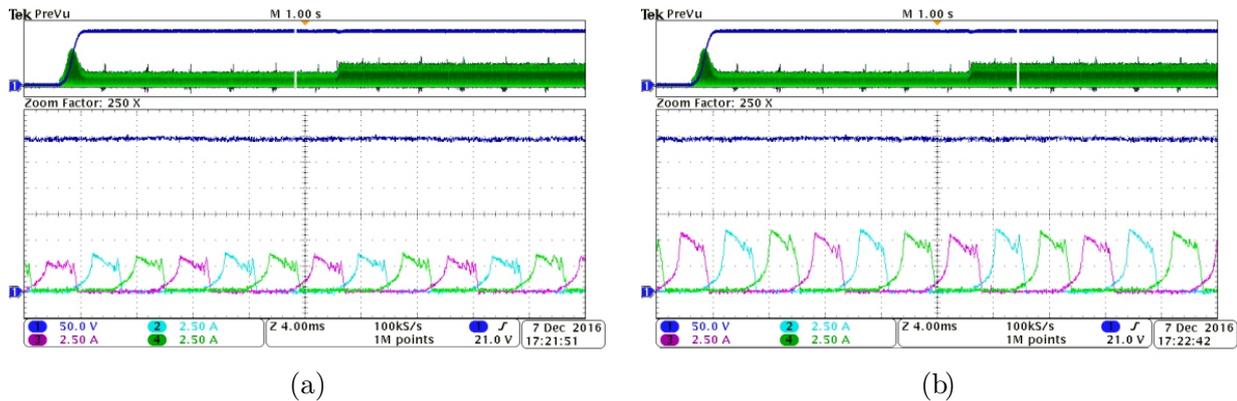


Figura 5.11 – Resultado experimental do controlador PI projetado para acionamento por histerese: (a) correntes antes do degrau; (b) correntes depois do degrau

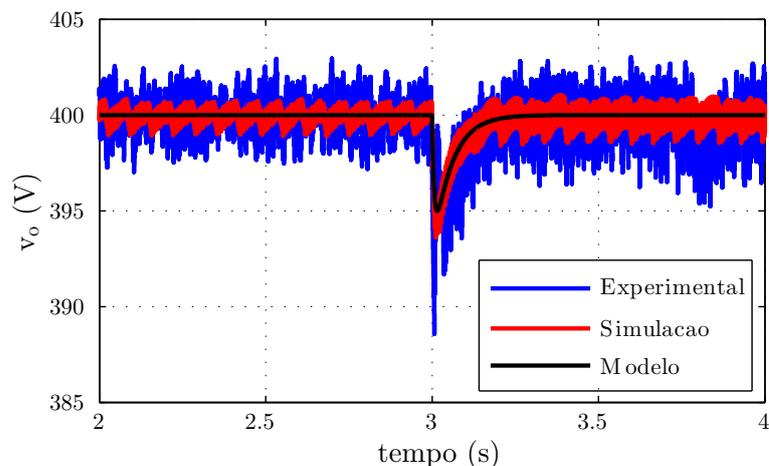


5.4 CONTROLADORES PI - ACIONAMENTO A PULSO ÚNICO

Na seção 4.4 foi realizado o projeto de um controlador PI para operação no modo pulso único, onde as seguintes especificações foram adotadas: tensão de saída 400 V; velocidade 1500 rpm; degrau de carga de 889 W; máximo afundamento de tensão de 5 V; tempo de recuperação de 150 ms.

Este controlador foi implementado e na Figura 5.12 apresenta-se uma comparação entre o resultado experimental, o resultado obtido em simulação e o obtido a partir do modelo de primeira ordem estimado. É possível verificar que as respostas são condizentes, sendo que o controlador é capaz de rejeitar satisfatoriamente o distúrbio de carga com afundamento de tensão e tempo de recuperação conforme especificados.

Figura 5.12 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 889 W para 1778 W com velocidade de 1500 rpm e barramento regulado em 400 V.



Verifica-se também, na Figura 5.13, o comportamento do sistema em outro ponto de operação, com mesma tensão e velocidade das especificações anteriores, porém frente a um degrau de carga de 445 W (360 Ω para 180 Ω). Para esta situação, na Figura 5.14 é apresentada a ação de controle, ou seja, o ângulo de bloqueio das chaves do conversor, enquanto a Figura 5.15 apresenta as correntes de fase da máquina antes e após o degrau de carga.

Pode-se observar que, para suprir o aumento de carga, o controlador atua de modo a aumentar o ângulo (θ_{off}), aumentando assim o intervalo de excitação da máquina e, conseqüentemente, as correntes atingem valores mais elevados. Ainda, devido a elevada velocidade e FCEM, é possível verificar experimentalmente o crescimento da corrente mesmo após o término da excitação.

Figura 5.13 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V.

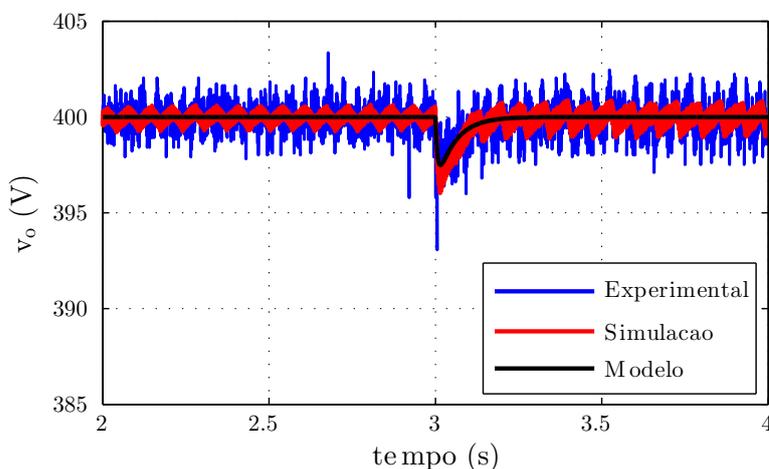


Figura 5.14 – Ângulo de bloqueio das chaves para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V.

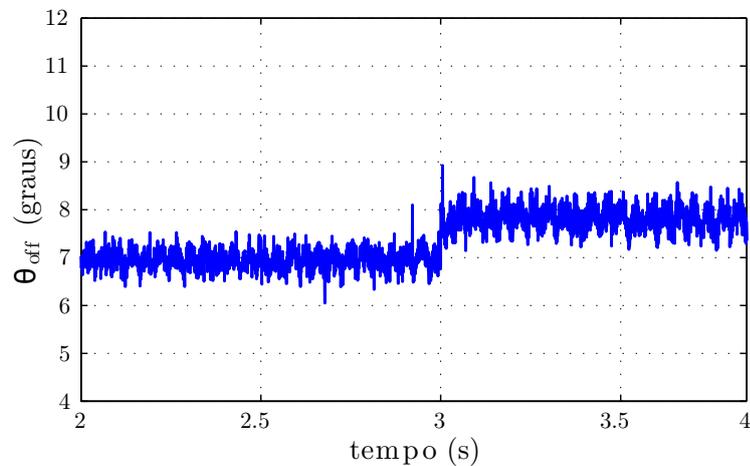
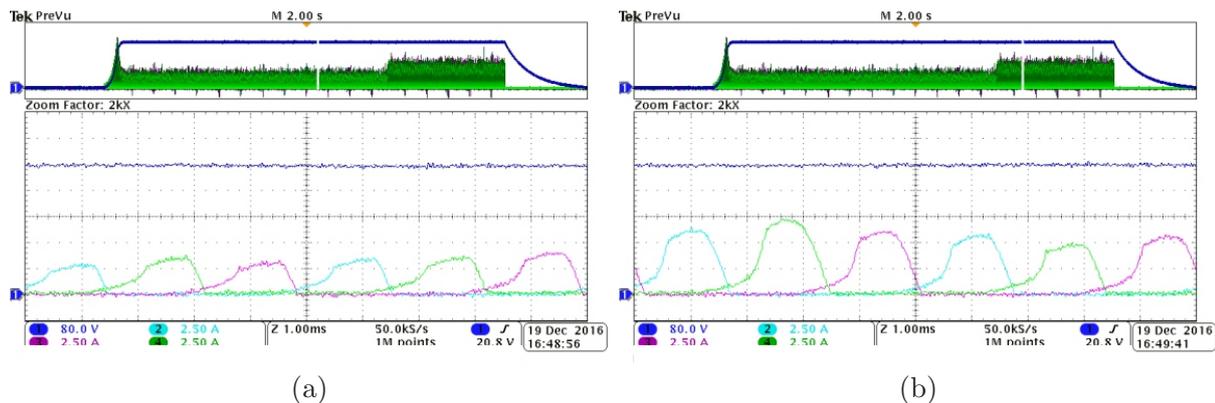


Figura 5.15 – Resultado experimental para o controlador PI aplicado ao acionamento a pulso único. Degrau de 445 W para 889 W com velocidade de 1500 rpm e 400 V: (a) correntes antes do degrau; (b) correntes depois do degrau



(a)

(b)

5.5 ANÁLISE DO TORQUE E DA EFICIÊNCIA DO SISTEMA

Para pontos de operação distintos, a Figura 5.16 apresenta o comportamento do torque mecânico entre a máquina primária e o gerador de relutância variável. As medidas foram obtidas a partir de um transdutor de torque modelo T20WN-100NM, da fabricante HBM. Para as velocidades de 800 rpm e 1000 rpm, utilizou-se o acionamento via regulador histerese de corrente. Para 1500 rpm, realizou-se o acionamento a pulso único. É possível verificar experimentalmente o comportamento altamente oscilatório do torque, fenômeno já descrito neste trabalho. Neste sentido, cabe ressaltar que os controladores utilizados foram projetados para regular a tensão de barramento, sem considerar a redução das

oscilação de torque e a otimização da eficiência

A tabela 5.1 apresenta uma análise da eficiência global do sistema, incluindo o gerador de relutância e o conversor de potência, para os pontos considerados. Assumindo que as oscilações de torque não produzam trabalho, a potência média de entrada pode ser calculada pelo produto entre o torque mecânico médio e a velocidade rotórica, conforme a equação

$$P_{in}(W) = T_m(Nm) \omega \left(\frac{rad}{s} \right). \quad (5.1)$$

Assumindo que a potência de saída corresponda à potência na carga,

$$P_{out}(W) = \frac{V_{out}^2}{R}, \quad (5.2)$$

a eficiência global é dada por

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}}. \quad (5.3)$$

Figura 5.16 – Torque mecânico: (a) 800 rpm e 483 W; (b) 800 rpm e 881 W; (c) 1000 rpm e 1406 W; (d) 1500 rpm e 1756 W;

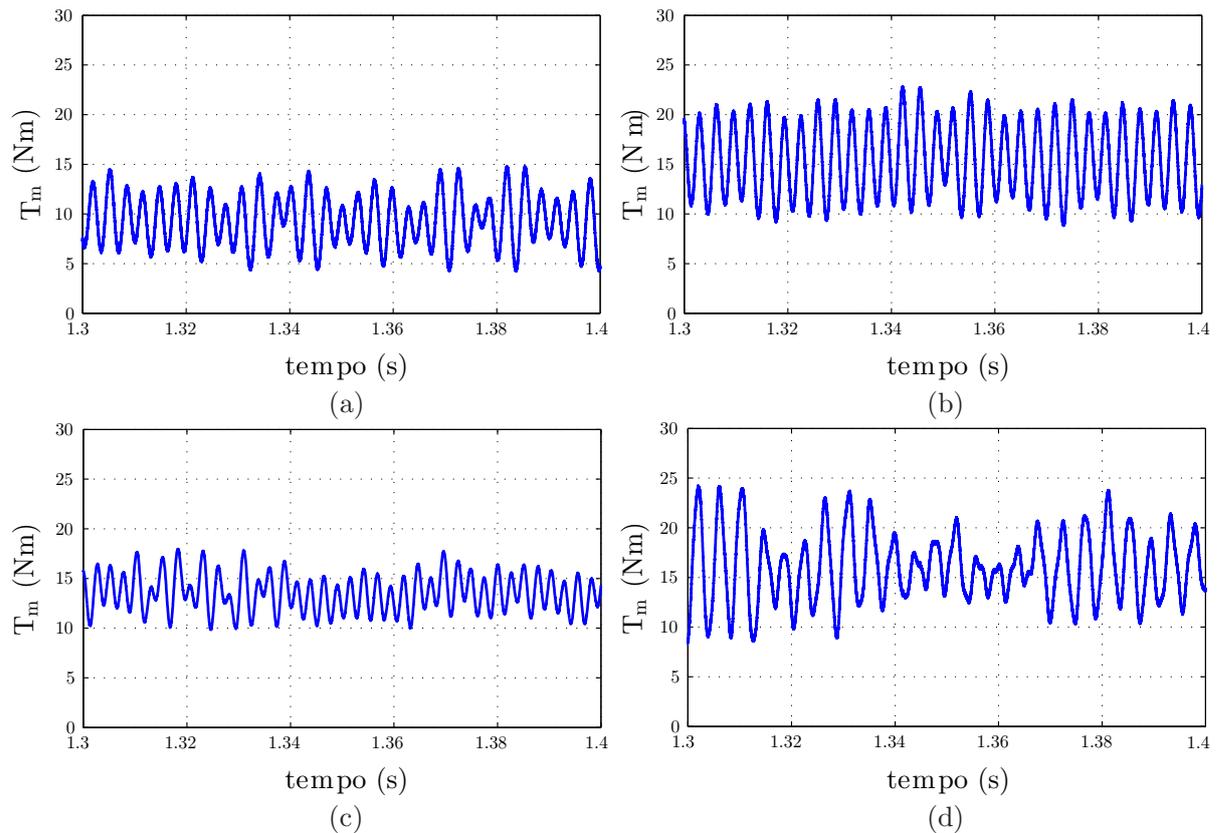


Tabela 5.1 – Análise da eficiência global do sistema

Velocidade (rpm)	P_{out} (W)	T_m (Nm)	P_{in} (W)	η (%)
800	483	9,3	778,4	62,0
800	881	15,5	1301	67,7
1000	961	13,4	1406	68,4
1500	1756	16,0	2512	69,9

Fonte: Autor.

Analisando os resultados apresentados na Tabela 5.1, verifica-se que o rendimento do sistema varia de 62% para aproximadamente 70%, aumentando conforme a potência de saída aproxima-se do valor nominal, 2 kW.

5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

No Capítulo 5 foram apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da bancada projetada e construída durante o mestrado. As distintas estratégias de controle foram analisadas, sendo que os resultados permitiram validar as simulações realizadas e os controladores projetados, evidenciando-se importantes características de operação do sistema. O barramento teve tensão controlada adequadamente em todos os casos, rastreando a referência e rejeitando os distúrbios. Verificou-se também que, em todos os resultados, o *ripple* de tensão manteve-se abaixo de 5%. Curvas de torque eletromecânico foram apresentadas, permitindo verificar experimentalmente as oscilações de torque na máquina. O rendimento global do sistema foi calculado para pontos de operação distintos, tendo variado entre 62% e 70%.

6 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou técnicas de controle de tensão aplicadas aos geradores de relutância variável. Para tanto, um capítulo introdutório apresentou a motivação para o estudo deste tipo de máquina, ressaltando as aplicações eólicas e em veículos elétricos ou híbridos. Realizou-se também uma revisão bibliográfica, de modo a situar o leitor quanto ao estado da arte das pesquisas na área. A máquina foi então descrita, evidenciando os métodos de acionamento, as estratégias de controle e importantes características da máquina, como a estrutura com dupla saliência, o comportamento não-linear do circuito magnético e os efeitos da força contra-eletromotriz em função da velocidade. O sistema foi modelado, permitindo verificar matematicamente o comportamento descrito.

Para o desenvolvimento e comprovação das técnicas apresentadas, um modelo não-linear de simulação foi desenvolvido a partir de curvas de magnetização obtidas experimentalmente com posterior tratamento matemático. Este método foi utilizado pois, permite a obtenção de um modelo capaz de representar adequadamente, sem desprezar a saturação magnética, o comportamento de todo o sistema, incluindo máquina, conversor de potência, controlador e carga. O modelo de simulação foi comprovado a partir de resultados obtidos experimentalmente.

Foram abordadas duas formas de acionamento, tendo em vista a influência que a velocidade rotórica exerce sobre a dinâmica das correntes da máquina por meio da força contra-eletromotriz. Para velocidades abaixo da velocidade base, considerou-se o acionamento via regulador histerese de corrente. Neste, o controlador é projetado para definir a referência de corrente da histerese em função do erro de rastreamento da tensão do barramento CC. Foram apresentados métodos de projeto para dois controladores: por modos deslizantes (SM) e PI. Assumindo velocidades acima da velocidade base, foi utilizado o acionamento a pulso único, realizado a partir do controle do ângulo de término da excitação por um controlador PI.

O controlador SM foi projetado a partir da modelagem em espaço de estados, de onde definiu-se uma lei de controle equivalente, superfície de deslizamento e a função descontínua do tipo saturação. A estabilidade foi comprovada a partir dos critérios de estabilidade de Lyapunov, e o projeto foi validado para distintos pontos de operação, tendo apresentado comportamento satisfatório frente a degraus de carga, variação de referência e velocidade para toda a faixa de operação. Os controladores PI, tanto para histerese quanto acionamento a pulso único, foram projetados a partir de modelos de primeira ordem estimados para um ponto de operação, sendo que o projeto não garante a estabilidade e o cumprimento dos requisitos para toda a faixa.

Uma bancada experimental foi desenvolvida, incluindo o projeto do conversor de potência, *drivers* para as chaves, sensores, aquisição de dados e a programação dos controladores em sistema de processamento digital de sinais. Neste sentido, os objetivos

propostos para a dissertação foram cumpridos a medida que, além de apresentar as características, modelagem e estratégias de controle da máquina, o sistema foi validado tanto em simulação quanto experimentalmente, permitindo verificar diversas considerações a respeito da operação dos sistemas de geração com máquinas de relutância variável.

6.1 ARTIGOS PUBLICADOS

A realização da presente dissertação resultou na submissão e apresentação de dois artigos de congresso, até o momento.

- OSORIO, C.R.D; GRÜNDLING, H. A; VIEIRA, R.P. Técnica de Modos Deslizantes Aplicada ao Controle da Tensão de Saída do Gerador de Relutância Variável. **XXI CBA, Congresso Brasileiro de Automática**, 2016.
- OSORIO, C.R.D; GRÜNDLING, H. A; VIEIRA, R.P. Sliding Mode Technique Applied to Output Voltage Control of the Switched Reluctance Generator. **42nd IECON, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics**, 2016

6.2 TRABALHOS FUTUROS

De forma a dar prosseguimento ao trabalho, algumas propostas para trabalhos futuros são:

1. Estudo de otimização dos ângulos de início e término da excitação;
2. Controle de potência utilizando técnica de modos deslizantes;
3. Conexão do gerador à rede elétrica;
4. Desenvolvimento de técnicas de controle em tempo discreto;
5. Análise da eficiência do sistema de geração;

REFERÊNCIAS

- ANDRADE, D. A. et al. Energy efficiency for fractional power loads. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 12, p. 12–20, 2006.
- ANDRADE, D. A.; KRISHNAN, R. Characterization of switched reluctance machines using fourier series approach. In: **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 48–54 vol.1. ISSN 0197-2618.
- ARIFIN, A.; AL-BAHADLY, I.; MUKHOPADHYAY, S. C. Performance analysis of a 12/8 and 12/16 switched reluctance machine in low and medium speed operations for wind energy applications. In: **2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 916–921.
- BAO, Y. J. et al. Research on a novel switched reluctance generator for wind power generation. **2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications**, p. 1–6, 2011.
- BARROS, T. A. S. **Propostas de Controle de Potência e Otimização do Desempenho do Gerador de Relutância Variável Aplicado em Geração Eólica Conectada À Rede Elétrica de Baixa Tensão** . Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas - SP., 2015.
- BARROS, T. A. S. et al. Algoritmos para otimização do desempenho de geradores a relutância variável aplicados em geração eólica. **Eletrônica de Potência**, v. 21, p. 32–41, 2016.
- _____. Sistema Automático De Caracterização De Máquinas A Relutância Variável e Modelagem Não Linear Por Interpolações Utilizando Smoothing Splines. **Eletrônica de Potência**, v. 20, p. 140–150, 2015.
- BARROS, T. A. S.; RUPPERT, E. Direct Power Control for Switched Reluctance Generator in Wind Energy. **IEEE Latin America Transactions**, v. 13, n. 1, p. 123–128, 2015.
- BERNARDELI, V. R. et al. Switched reluctance machine modeling including core magnetic saturation - the self-excited operation mode. **IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society**, p. 2049–2054, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6388743>>.
- BIANCHI, N. et al. Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 6, p. 4762–4769, Nov 2016. ISSN 0093-9994.
- BORUJENI, M. M. et al. Optimal Four Quadrant Speed Control of Switched Reluctance Motor with Torque Ripple Reduction Based on EM MOPSO. In: **Power Electronics**,

Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC). [S.l.: s.n.], 2015. p. 310–315. ISBN 9781479976539.

CAI, J.; DENG, Z. Initial rotor position estimation and sensorless control of srm based on coordinate transformation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 64, n. 4, p. 1004–1018, April 2015. ISSN 0018-9456.

CAI, W. Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications. **Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.**, v. 1, p. 386–393, 2004. ISSN 0197-2618. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1348437>>.

CAI, W.; YI, F. An integrated multiport power converter with small capacitance requirement for switched reluctance motor drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 4, p. 3016–3026, April 2016. ISSN 0885-8993.

CAPOVILLA, C. E. et al. Performance of a Direct Power Control System Using Coded Wireless OFDM Power Reference Transmissions for Switched Reluctance Aerogenerators in a Smart Grid Scenario. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 52–61, 2015.

CARDENAS, R. et al. Control of a Switched Reluctance Generator for Variable-Speed Wind Energy Applications. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 4, p. 781–791, 2005. ISSN 0885-8969.

CARLSON, D. E. Fossil fuels, the greenhouse effect and photovoltaics. **IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine**, v. 4, n. 12, p. 3–7, Dec 1989. ISSN 0885-8985.

CHANG, Y. C.; LIAW, C. M. On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 445–454, Jan 2008. ISSN 0885-8993.

CHANG, Y.-T.; CHENG, K. W. E. Sensorless position estimation of switched reluctance motor at startup using quadratic polynomial regression. **IET Electric Power Applications**, v. 7, n. October 2012, p. 618–626, 2013. ISSN 1751-8660. Disponível em: <<http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2012.0306>>.

CHOI, D. W.; BYUN, S. I.; CHO, Y. H. A Study on the Maximum Power Control Method of Switched Reluctance Generator for Wind Turbine. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 50, n. 1, p. 1–4, 2014. ISSN 0018-9464.

DING, W.; LIANG, D. A Fast Analytical Model for an Integrated Switched Reluctance Starter / Generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 4, p. 948–956, 2010.

ECHENIQUE, E. et al. Sensorless control for a switched reluctance wind generator, based on current slopes and neural networks. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 817–825, March 2009. ISSN 0278-0046.

ELMAS, C.; PARRA, H. D. L. Position sensorless operation of a switched reluctance drive based on observer. **European Conference on Power Electronics and Applications**, v. 6, p. 82–87 vol.6, 1993. Disponível em: <[http://ieeexplore.ieee.org/ielx3/1147/6646/00264955.pdf?tp=&arnumber=264955&isnumber=6646\\$delimiter"026E30F\\$nhhttp://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=264955](http://ieeexplore.ieee.org/ielx3/1147/6646/00264955.pdf?tp=&arnumber=264955&isnumber=6646$delimiter)>.

Empresa de Pesquisa Energética. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2015 - Ano base 2014**. [S.l.], 2015. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/AnuarioEstatisticodeEnergiaEletrica/Forms/Anurio.aspx>>.

_____. **Balanco Energético Nacional 2015 - Ano base 2014**. [S.l.], 2015. Disponível em: <<https://ben.epe.gov.br/BENRelatorioSintese.aspx?anoColeta=2015&anoFimColeta=2014>>.

GABBI, T. S. **Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GAN, C. et al. New integrated multilevel converter for switched reluctance motor drives in plug in hybrid electric vehicles with flexible energy conversion. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 5, p. 3754–3766, May 2017. ISSN 0885-8993.

Global Wind Energy Council. **Global Wind Energy Outlook 2014**. [S.l.], 2014. 1–60 p. Disponível em: <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2014/10/GWEO2014_WEB.pdf>.

_____. **Global Wind Report - Annual Market Update**. [S.l.], 2014. 72 p. Disponível em: <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/03/GWEC_Global_Wind_2014_Report_LR.pdf>.

_____. _____. [S.l.], 2016. Disponível em: <<http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2012/06/Global-Cumulative-Installed-Wind-Capacity-2000-2015.jpg>>.

HU, K. W. et al. A Switched-Reluctance Generator With Interleaved Interface DC/DC Converter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 1, p. 273–284, 2015. ISSN 0885-8969.

HUANG, Z. et al. Research on voltage optimization for srg wind power system. In: **2013 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2506–2511. ISSN 1948-9439.

HUSAIN, T. et al. Flux-weakening control of switched reluctance machines in rotating reference frame. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 52, n. 1, p. 267–277, Jan 2016.

KIANI, M. Model predictive control of stator currents in Switched Reluctance Generators. **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 842–846, 2014.

- KIOSKERIDIS, I.; MADEMLIS, C. Optimal efficiency control of switched reluctance generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 4, p. 1062–1072, 2006. ISSN 08858993.
- KONG, F. et al. Quantity versus quality: Optimal harvesting wind power for the smart grid. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 11, p. 1762–1776, Nov 2014. ISSN 0018-9219.
- KONG, P. Y.; KARAGIANNIDIS, G. K. Charging schemes for plug in hybrid electric vehicles in smart grid: A survey. **IEEE Access**, v. 4, p. 6846–6875, 2016. ISSN 2169-3536.
- KRISNAN, R. **Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications**. United States of America: CRC Press, 2001.
- KUSUMI, T. et al. Simple control technique to eliminate source current ripple and torque ripple of switched reluctance motors for electric vehicle propulsion. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1876–1881.
- LE-HUY, H. Modeling and Simulation of a Switched Reluctance Generator for Aircraft Power Systems. In: **International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 5–10.
- LE-HUY, H.; BRUNELLE, P. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, v. 2005, n. c, p. 1556–1561, 2005.
- LIANG, D.; DING, W. Modelling and predicting of a switched reluctance motor drive using radial basis function network-based adaptive fuzzy system. **IET Electric Power Applications**, v. 3, n. 3, p. 218–230, May 2009. ISSN 1751-8660.
- LIN, I. H. et al. Improved accuracy for performance evaluation of synchronous reluctance motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 51, n. 11, p. 1–4, Nov 2015. ISSN 0018-9464.
- LIU, B. et al. Reducing greenhouse effects via fuel consumption-aware variable speed limit (fc-vsl). **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 1, p. 111–122, Jan 2012. ISSN 0018-9545.
- LIU, X.; PARK, K.; CHEN, Z. A Novel Excitation Assistance Switched Reluctance Wind Power Generator. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 50, n. 11, 2014.
- LIU, Y. Z. et al. Based on sliding mode variable structure of studying control for status switching of switched reluctance starter/generator. In: **Chinese Automation Congress (CAC), 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 934–939.
- MIKAIL, R. et al. Torque-Ripple Minimization of Switched Reluctance Machines Through Current Profiling. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, v. 49, n. 3, p. 1258–1267, 2013.

- MILLER, T. J. E. **Electronic Control of Switched Reluctance Machines**. United States of America: Newnes, 2001.
- MOGHADDAM, R. R. et al. New theoretical approach to the synchronous reluctance machine behavior and performance. In: **2008 18th International Conference on Electrical Machines**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.
- MOSON, I.; WILK, A. Lagrange energy method based approach for switched reluctance drive systems modelling. **European Conference on Power Electronics and Application**, p. 1–10, 2007.
- NARLA, S. **Modeling and Control of Switched Reluctance Machines for Four Quadrant Operation**. Dissertação (Mestrado) — The Graduate Faculty of The University of Akron, 2010.
- NARLA, S.; SOZER, Y.; HUSAIN, I. Switched reluctance generator controls for optimal power generation and battery charging. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 5, p. 1452–1459, Sept 2012. ISSN 0093-9994.
- OLIVEIRA, E. S. L.; AGUIAR, M. L.; SILVA, I. N. Strategy to Control the Terminal Voltage of a SRG Based on the Excitation Voltage. **IEEE Latin America Transaction**, v. 13, n. 4, p. 975–981, 2015.
- PARREIRA, B. et al. Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from fem analysis to the experimental tests. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 52, n. 6, p. 1635–1643, Dec 2005. ISSN 0278-0046.
- PENG, F.; YE, J.; EMADI, A. An asymmetric three-level neutral point diode clamped converter for switched reluctance motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0885-8993.
- RADUN, A. Generating with the switched reluctance motor. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual**. [S.l.: s.n.], 1994. p. 41–47 vol.1.
- RAHMAN, K. M. et al. Advantages of switched reluctance motor applications to ev and hev: design and control issues. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 36, n. 1, p. 111–121, Jan 2000. ISSN 0093-9994.
- RESAH, R. E. S. A. H. L. **Meet the EcoWhisper turbine**. 2016. Disponível em: <<http://www.resau.com.au>>. Acesso em: 09.01.2017.
- SARLIOGLU, B. et al. Driving toward accessibility: A review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 23, n. 1, p. 14–25, Jan 2017. ISSN 1077-2618.

SILVEIRA, A. F. V. **Modelagem, Construção, Teste e Análise de Desempenho de Um Gerador a Relutância Chaveado**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG, 2008.

SILVEIRA, A. W. F. V. **Controle de Tensão na Carga para Motor/Gerador a Relutância Variável de Três Fases**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG, 2011.

SILVEIRA, A. W. F. V. et al. Control of the SRM Operating as a Motor Generator. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 1558–1563, 2009.

SONG, S.; GE, L.; ZHANG, Z. Accurate position estimation of srm based on optimal interval selection and linear regression analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 6, p. 3467–3478, June 2016. ISSN 0278-0046.

SONG, S.; ZHANG, M.; GE, L. A new fast method for obtaining flux-linkage characteristics of srm. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4105–4117, July 2015. ISSN 0278-0046.

SOZER, Y.; HUSAIN, I.; TORREY, D. A. Guidance in Selecting Advanced Control Techniques for Switched Reluctance Machine Drives in Emerging Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 6, p. 3776–3783, 2015.

SOZER, Y.; TORREY, D. A. Closed Loop Control of Excitation Parameters for High Speed Switched Reluctance Generators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 2, p. 355–362, 2004. ISSN 0885-8993.

SUN, M. et al. Design and optimization of switched reluctance motor for propulsion system of small electric vehicle. In: **2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

TAGHAVI, S.; PILLAY, P. A sizing methodology of the synchronous reluctance motor for traction applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 2, p. 329–340, June 2014. ISSN 2168-6777.

THOMAS, S. **A quieter wind turbine design**. 2012. Disponível em: <<http://greenenergymaine.com/blog/wind-power-posts/quieter-wind-turbine-design>>. Acesso em: 09.01.2017.

TOKUNAGA, S.; KESAMARU, K. FEM simulation of novel small wind turbine generation system with synchronous reluctance generator. **2011 International Conference on Electrical Machines and Systems**, v. 2, n. 2, p. 1–6, 2011.

TORREY, D. A. Analytical modelling of variable-reluctance machine magnetisation characteristics. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 142, n. 1, p. 14, 1995. ISSN 13502352.

- _____. Switched reluctance generators and their control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 1, p. 3–14, 2002. ISSN 02780046.
- UTKIN, V. I. **Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems**. United States of America: Taylor Francis, 1999.
- VALDIVIA, V. et al. Behavioral modeling of a switched reluctance generator for aircraft power systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 6, p. 2690–2699, June 2014. ISSN 0278-0046.
- VIAJANTE, G. P. **Gerador a relutância Variável em conexão com a rede elétrica para injeção de potência ativa**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia - MG, 2013.
- VIEIRA, R. P. **Servocontrole de Velocidade Aplicado a Motores de Indução Monofásicos sem Sensores Mecânicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.
- VIEIRA, R. P. **Contribuição ao Acionamento e Controle *Sensorless* Aplicado ao Motor de Indução Bifásico Assimétrico**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2012.
- VUJICIC, V. P.; CALASAN, M. P. Simple sensorless control for high-speed operation of switched reluctance generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 4, p. 1325–1335, Dec 2016. ISSN 0885-8969.
- WANG, X.; PENG, F.; EMADI, A. A position sensorless control of switched reluctance motors based on sliding mode observer. In: **2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- XUE, X. et al. Precise analytical modelling magnetic characteristics of switched reluctance motor drives using two-dimensional least squares. **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.**, v. 1, p. 416–421, 2003. ISSN 0275-9306.
- YAN, Z.; JIN, C.; UTKIN, V. Sensorless sliding mode control of induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 6, p. 1286–1297, Dec 2000. ISSN 0278-0046.
- YANG, W. H. et al. Greenhouse effect reduction in biomass power plant: A case study. In: **2009 3rd International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4. ISSN 2151-7614.
- YI, F.; CAI, W. Modeling, control, and seamless transition of the bidirectional battery-driven switched reluctance motor generator drive based on integrated multiport power converter for electric vehicle applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 10, p. 7099–7111, Oct 2016. ISSN 0885-8993.

ZABIHI, N.; GOUWS, R. A review on switched reluctance machines for electric vehicles. In: **2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 799–804.

ZAN, X.; XIE, F. Switched reluctance generator system based on single neuron adaptive pid controller. In: **The 2011 International Conference on Advanced Mechatronic Systems**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 123–127. ISSN 2325-0682.

ZENG, W. et al. A new flux/current method for SRM rotor position estimation. **International Conference on Electrical Machines and Systems**, n. 0, p. 1–6, 2009. Disponível em: <[http://ieeexplore.ieee.org/ielx5/5367265/5382637/05382665.pdf?tp=&arnumber=5382665&isnumber=5382637\\$\\delimiter"026E30F\\$nhhttp://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5382665](http://ieeexplore.ieee.org/ielx5/5367265/5382637/05382665.pdf?tp=&arnumber=5382665&isnumber=5382637$\\delimiter)>.

ZHANG, P.; WILLIAMSON, S. Recent status and future prospects of integrated starter-generator based hybrid electric vehicles. **Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE**, p. 1–8, 2008. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs/_all.jsp?arnumber=4677707>.

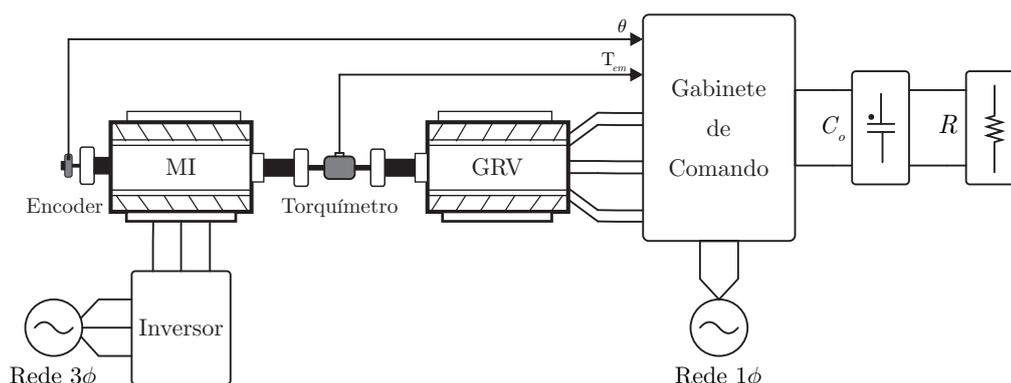
ZHANG, X. et al. Position sensorless control of switched reluctance generator for wind energy conversion. In: **2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5. ISSN 2157-4839.

APÊNDICES

Apêndice A – BANCADA EXPERIMENTAL

Uma bancada de testes foi projetada e desenvolvida para a obtenção de resultados experimentais que permitam a validação das técnicas apresentadas, além de futuros estudos envolvendo máquinas de relutância variável. A Figura A.1 apresenta um diagrama de blocos com uma visão geral do sistema implementado.

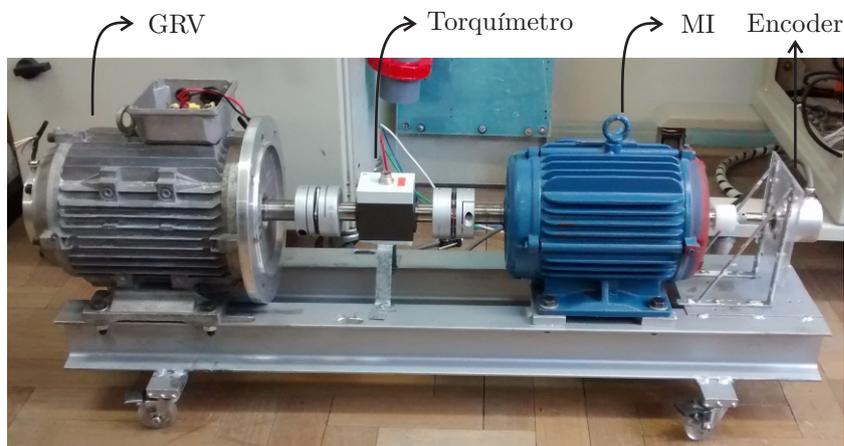
Figura A.1 – Diagrama de blocos simplificado do sistema implementado



Fonte: Autor.

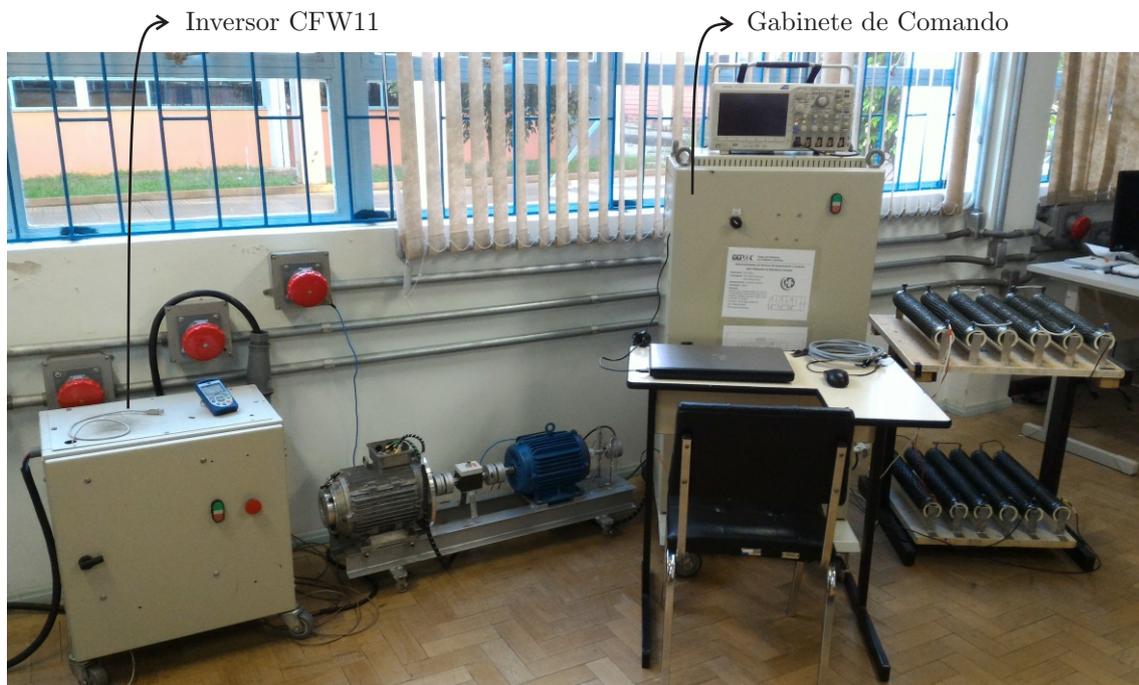
A bancada é composta por uma máquina de indução (fonte primária), pelo gerador de relutância variável, gabinete de comando do gerador, inversor para acionamento da MI e carga. Um sensor de posição (*encoder*) é acoplado ao eixo da máquina de indução. Um transdutor de torque (torquímetro) é incluído no acoplamento entre a máquina primária e o gerador. Na Figura A.2 são apresentadas as máquinas utilizadas e a estrutura construída para acoplá-las. A Figura A.3 apresenta uma foto da bancada completa. Os sistemas que a compõe são detalhados nas seções a seguir.

Figura A.2 – Acoplamento mecânico entre as máquinas



Fonte: Autor.

Figura A.3 – Bancada experimental desenvolvida



Fonte: Autor.

A.1 MOTOR DE INDUÇÃO E INVERSOR

O motor trifásico de indução da fabricante WEG atua como máquina primária, ou seja, fornece o torque mecânico para o GRV. As especificações da máquina são apresentadas na Tabela A.1. O acionamento do motor é realizado por meio de um inversor WEG modelo CFW 11.

Tabela A.1 – Parâmetros da máquina de indução trifásica

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Potência	3,7 kW (5 HP)	Número de Polos	4
Tensão Nominal	220/380 V	Corrente Nominal	14, 1/8, 19 A
Rotação Nominal	1725 rpm	Conjugado Nominal	2,09 kgfm (20,5 Nm)

Fonte: Autor.

A.2 MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

A bancada desenvolvida permite que a máquina de relutância variável seja utilizada tanto como motor quanto como gerador, dependendo do algoritmo de controle utilizado. Caso opere como motor, uma fonte externa de tensão é necessária. A Tabela A.2 apresenta

os parâmetros nominais da máquina.

Tabela A.2 – Parâmetros nominais da máquina de relutância variável

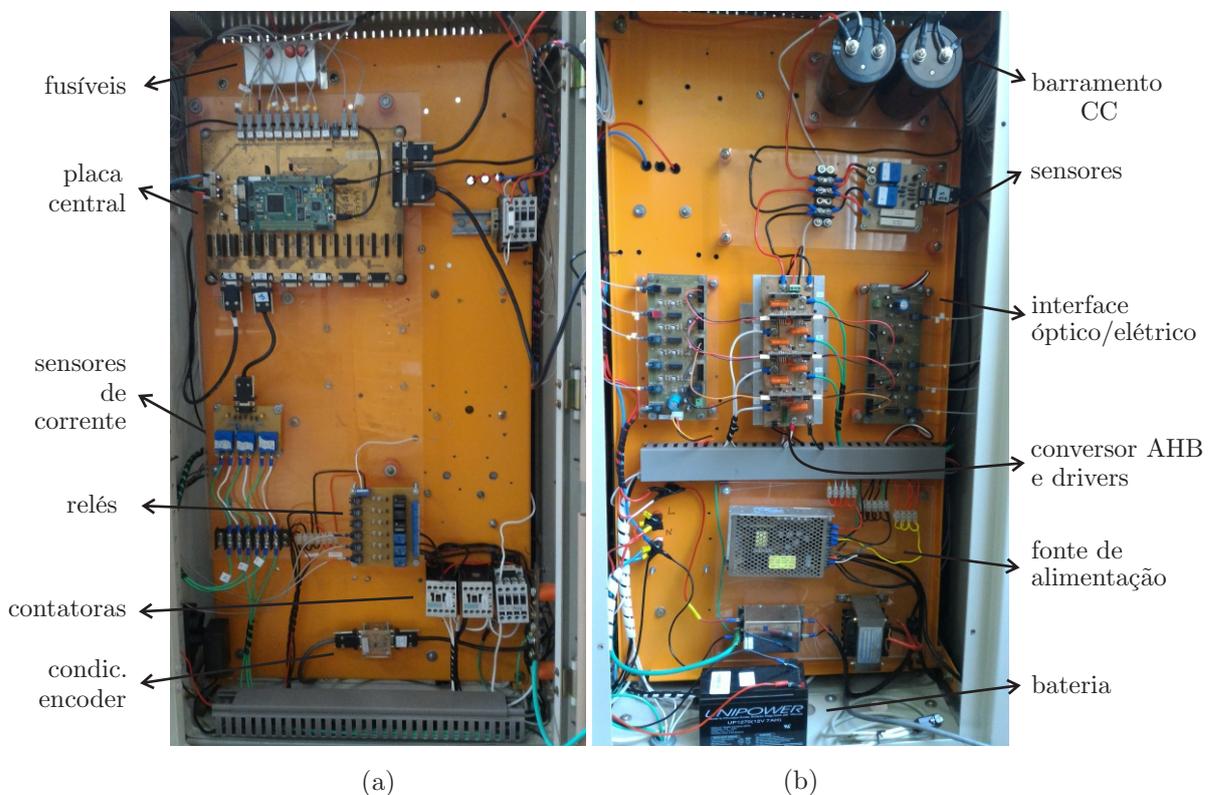
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Número de fases	3	Potência	2 kW
Tensão	400 V	Corrente	5 A
Polos estator	12	Polos rotor	8
Velocidade	1500 rpm	Resistência de fase	1,72 Ω
Velocidade Máxima	3500 rpm		

Fonte: Autor.

A.3 GABINETE DE COMANDO

A Figura A.4 mostra uma foto do gabinete de comando com a identificação de seus componentes. Os mesmos são descritos ao longo desta seção.

Figura A.4 – Gabinete de comando: (a) parte frontal; (b) parte traseira



Fonte: Autor.

A.3.1 Placa central de processamento

A placa central de processamento é composta pelo DSP, pelos circuitos de condicionamento de sinais, geração de referências para a instrumentação, transmissores de fibra óptica para interface com o conversor e conectores de comunicação. Estes elementos são descritos brevemente a seguir.

Os algoritmos de controle são implementados utilizando um kit de desenvolvimento *Spectrum Digital eZdspTM F28335* produzido pela *Texas Instruments* e que utiliza o controlador digital de sinais DSP TMS320F28335. Este apresenta ponto flutuante, 16 canais A/D de 12 bits, 88 portas I/O (entrada ou saída), frequência de operação de 150 MHz, além de conexão com RS232 e USB.

As medidas são transmitidas em corrente até as placas de interface por meio de cabos DB9 com malha metálica. O circuito de condicionamento de sinais é responsável por converter o sinal de corrente para tensão, adequando os níveis da medida a faixa de tensão dos canais A/D do DSP. Além disto, permite a leitura tanto de sinais contínuos quanto alternados, adaptando diferentes ganhos de escala para otimização dos canais.

A placa central é também responsável por gerar os sinais de referência de 1,5 V e 3 V necessários para a instrumentação dos sensores. O sinal de 3 V alimenta também os amplificadores *rail-to-rail* responsáveis pela proteção dos canais A/D na placa de condicionamento. Estes sinais são gerados com um circuito integrado LP2950-3 alimentado em 5 V pela fonte de alimentação. A tensão de 1,5 V é utilizada para gerar um *offset* em caso de medidas alternadas. É gerada pelo circuito integrado LM385M a partir da tensão de 3 V.

Transmissores em fibra óptica são utilizados para fornecer isolamento entre os circuitos de acionamento dos interruptores do conversor e o DSP, reduzindo assim problemas causados por interferência eletromagnética provenientes da comutação. Utiliza-se o transmissor HFBR-1524.

A.3.2 Fonte de alimentação

A alimentação dos circuitos do gabinete de comando é feita a partir de uma fonte de tensão T-50C de 50 W, com saída em três canais de +5 V, +15 V e -15 V. A fonte é alimentada em 220 V_{ac} através de uma botoeira, interface de acionamento do gabinete pelo usuário. São utilizados um transformador isolador e um filtro de linha, para evitar a propagação de ruídos.

A.3.3 Aquisição de medidas

- *Leitura da posição mecânica do rotor*

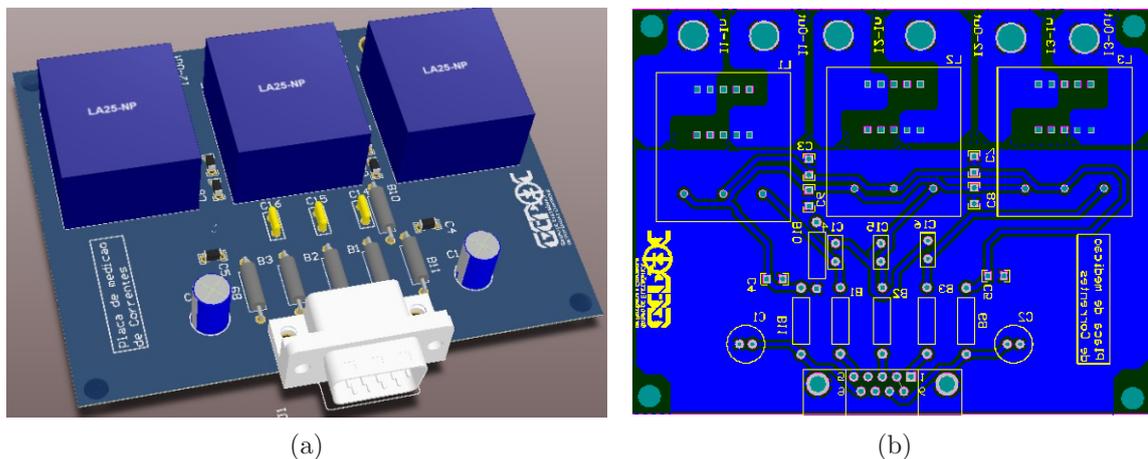
A posição mecânica do rotor é determinada a partir do sensor de posição (*encoder*) absoluto Hengstler AC 58 de 10 bits acoplado ao eixo da máquina de indução. Este sensor transmite a informação da posição utilizando código *gray*, que é transmitido e processado no DSP.

- *Leitura das correntes de fase*

A medida das correntes de fase da máquina é realizada através de sensores de efeito Hall modelo LA 25-NP produzidos pela empresa LEM. A relação nominal de transformação de corrente é de 25 A/25 mA entre o primário e o secundário do dispositivo. Três sensores são utilizados, sendo que os condutores de cada uma das fases estão em série com o primário de cada sensor. O secundário é conectado de modo a gerar uma corrente mil vezes menor do que no primário. As medidas são transmitidas em corrente a partir dos secundários, e enviadas através dos conectores DB9 para a placa de interface do DSP.

O circuito de medição é alimentado com +15 V e -15 V, provenientes da fonte de alimentação. A Figura A.5 apresenta o Layout da placa desenvolvida.

Figura A.5 – Layout da placa de sensoriamento das correntes: (a) 3D vista superior; (b) vista inferior



Fonte: Autor.

- *Leitura da tensão e corrente do barramento*

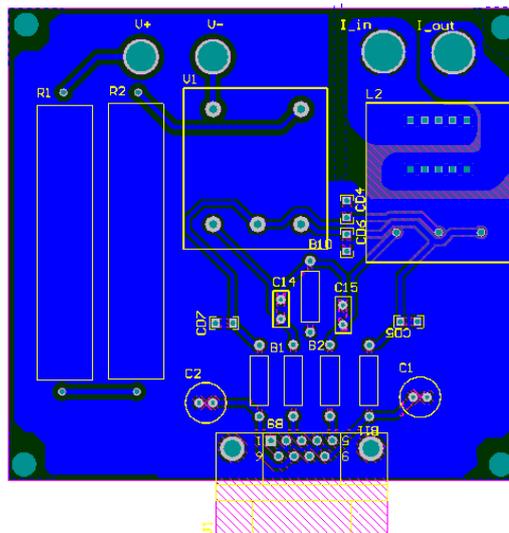
Uma outra placa é desenvolvida integrando o sensoriamento da tensão e corrente do barramento. A leitura de corrente procede da mesma maneira descrita para as correntes de fase. O sensor de tensão utilizado é de efeito Hall modelo LV 25-NP, da fabricante

LEM. Este efetua a medida de tensão a partir da corrente circulante no primário do sensor, cujo valor nominal é de 10 mA e a relação de transformação igual a 25/10.

Para medir a tensão proveniente do barramento, resistores limitadores de corrente devem ser utilizados em série com o enrolamento primário do sensor. É definida uma resistência de 44 kΩ, de modo que a corrente nominal do primário (10 mA) se estabeleça com uma tensão de 440 V no barramento. A relação entre a tensão medida e a corrente no secundário é dada pela equação A.1. As medidas são transmitidas em corrente a partir dos secundários, e enviadas através dos conectores DB9 para a placa de interface do DSP. A Figura A.6 apresenta o *Layout* da placa desenvolvida. O circuito é alimentado com +15 V e -15 V, provenientes da fonte de alimentação.

$$i_{sec} = \frac{V_{med}}{44k\Omega} \frac{25}{10} \quad (A.1)$$

Figura A.6 – Layout da placa de sensoriamento da tensão e corrente do barramento



Fonte: Autor.

A.3.4 Conversor de potência

O conversor de potência utilizado é o *half-bridge* assimétrico em sua configuração auto-excitada, conforme apresentado na Figura A.7. Por meio de uma contatora *K1*, foi adicionado ao sistema uma bateria (12 V) responsável pela pré-carga do barramento. Um resistor e um diodo são postos em série de modo a controlar o tempo de carga e desconectar a bateria após o início do processo de geração, respectivamente.

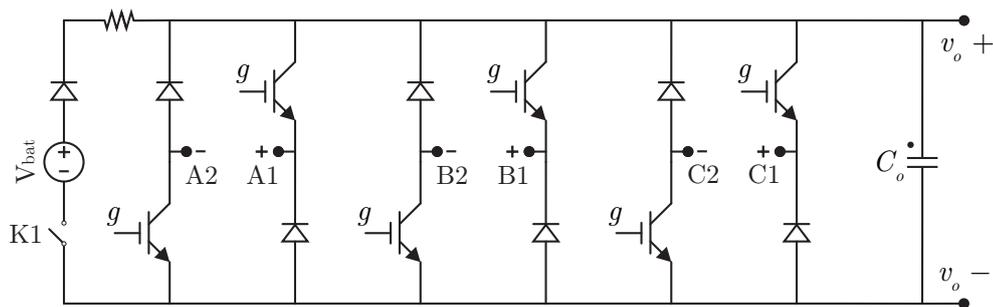
Para cada uma das fases do conversor é utilizado um módulo Semikron modelo

SK75GARL065E, o que simplifica a montagem uma vez que o módulo apresenta exatamente a configuração necessária. A Figura A.8 apresenta o módulo utilizado e a disposição de seus elementos.

Uma placa de face simples é projetada para integrar os módulos aos demais elementos do sistema. No intuito de mostrar a disposição dos componentes básicos da placa, A Figura A.9 apresenta uma visão frontal e outra lateral da mesma.

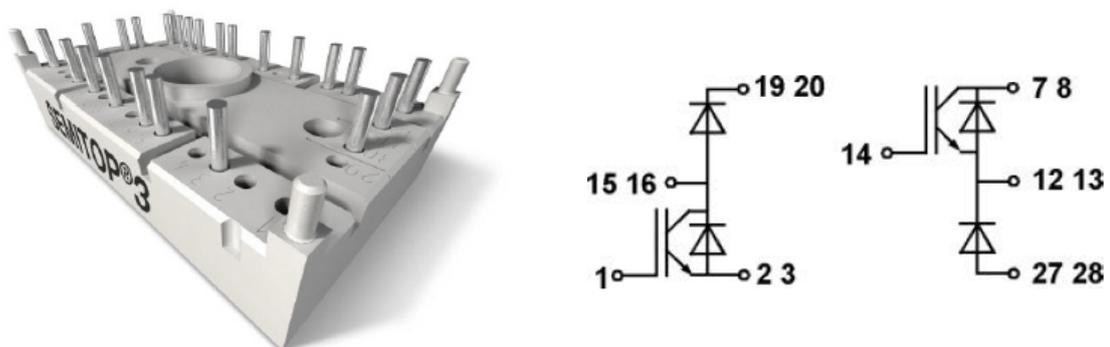
Na trilha central da placa está disposto o terminal positivo do barramento, enquanto o terminal negativo circunda este no restante da placa. Diversos capacitores de desacoplamento são dispostos entre estes dois. Uma fonte auxiliar é incluída. Esta é alimentada com 15 V provenientes da fonte de alimentação e fornece aos *drivers*, através de duas trilhas, uma onda quadrada alternada com amplitude de 5 V . Os *drivers* são conectados na parte frontal da placa, enquanto os módulos são conectados na parte inferior, tendo os pinos soldados na face frontal.

Figura A.7 – Conversor half-bridge assimétrico implementado



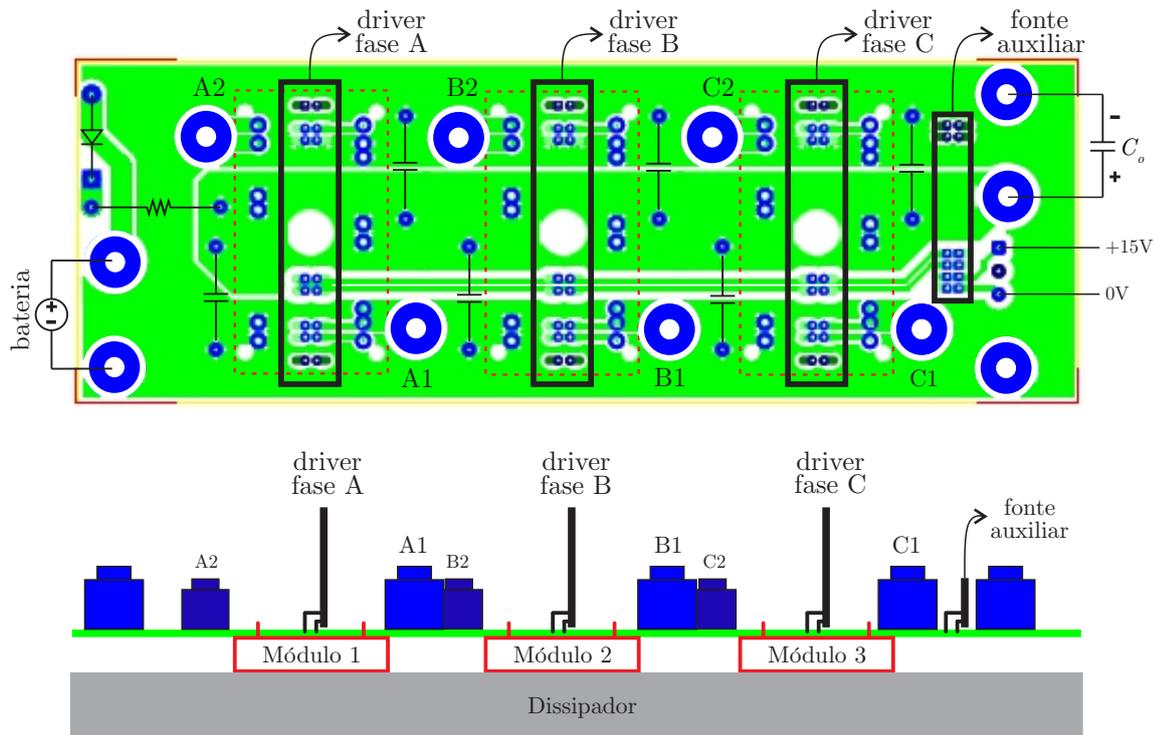
Fonte: Autor.

Figura A.8 – Módulo SK75GARL065E utilizado



Fonte: Autor.

Figura A.9 – Placa desenvolvida para o conversor AHB



Fonte: Autor.

A.3.5 Driver para geração dos sinais de acionamento

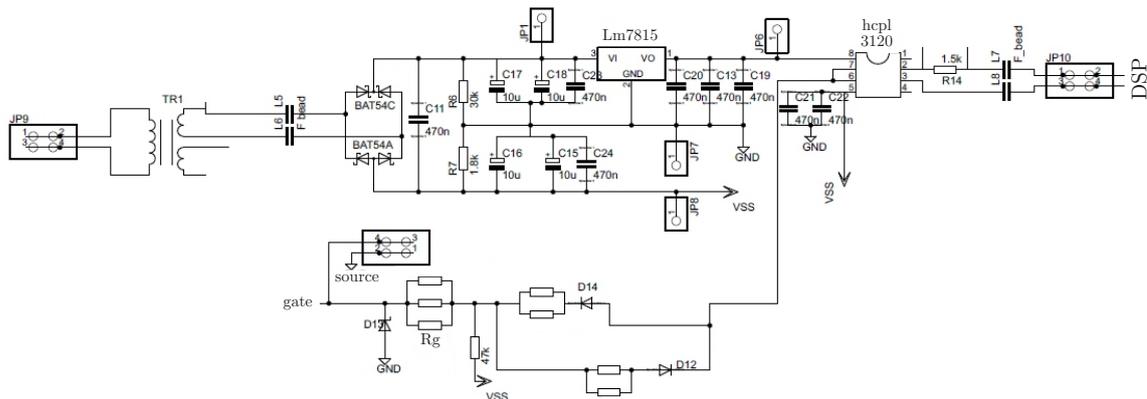
Para cada um dos módulos foi projetado uma placa de *driver* para o acionamento dos dois IGBTs de forma independente. O sistema é alimentado por uma fonte de tensão auxiliar que fornece a cada um dos *drivers* uma onda quadrada alternada com amplitude de 5 V. Esta tensão é imposta ao primário de um transformador, que apresenta dois secundários com amplitude de 20 V. Cada um dos secundários é responsável por alimentar o circuito de acionamento de uma das chaves do mesmo módulo. A Figura A.10 apresenta o esquemático do circuito considerando um dos secundários.

A tensão do secundário do transformador é retificada e passa por um regulador 7815, que ajusta a tensão de alimentação do optoacoplador HCLP 3120 em 15 V. Este optoacoplador recebe o sinal de *gate-source* proveniente do DSP, conferindo-lhe isolamento e a potência necessária para acionar o IGBT. A tensão de nível baixo do chaveamento é dada por $V_{GND} - V_{SS}$ e definida pelo divisor resistivo logo após a ponte retificadora.

Observe que caso haja a necessidade de definir resistores de *gate* distintos para a carga e descarga, existem dois conjuntos de resistores em série com diodos em anti-paralelo para este fim. Neste caso, isto não foi necessário. O resistor R_g foi definido em 13Ω a partir de uma associação em paralelo ($100 \text{ k}\Omega // 15 \text{ k}\Omega$).

O *Layout* das placas projetadas é apresentado na Figura A.11. Na parte superior

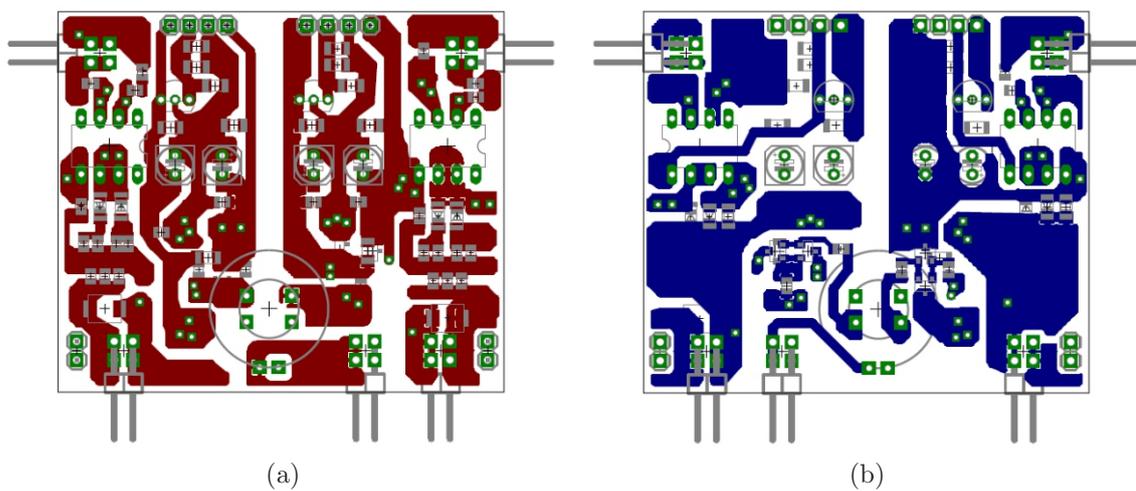
Figura A.10 – Circuito do driver projetado



Fonte: Autor.

encontram-se os pinos destinados ao sinal de chaveamento proveniente do DSP para os dois IGBTs do módulo, um em cada lado da placa. Utilizando os pinos na base, as placas são conectadas na placa do conversor de potência. Os pinos das extremidades vão diretamente aos terminais *gate* e *source* do módulo SK75GARL065E. Os pinos do meio recebem o sinal alternado do primário do transformador.

Figura A.11 – Placas dos drivers: (a) vista superior; (b) vista inferior



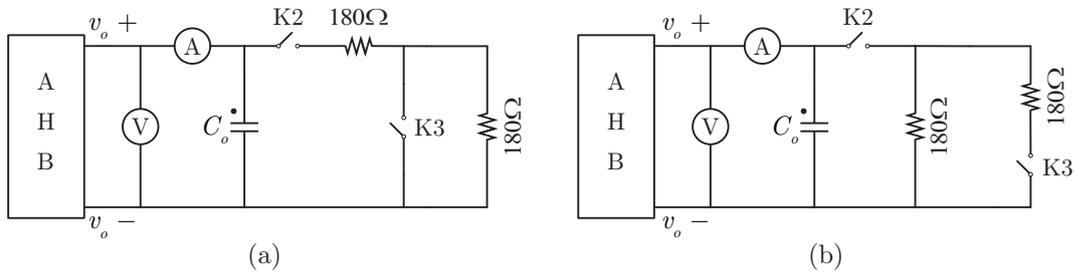
Fonte: Autor.

A.4 CARGAS

Dois conjuntos de cargas de 180Ω cada foram montados. Para efetuar os degraus de carga, estes podem ser associados em série (360Ω) ou paralelo (90Ω) através de contatoras presentes no gabinete de comando. A Figura A.12 ilustra estas situações, onde

$K1$ e $K2$ representam as contadoras. A figura apresenta também o posicionamento dos sensores de tensão e corrente do barramento.

Figura A.12 – Conexão das cargas: (a) associação série; (b) associação paralelo



Fonte: Autor.

O acionamento das contadoras é realizado através de relés comandados pelo DSP. A comunicação é feita via fibra óptica e uma placa é utilizada para converter o comando em sinal elétrico.