



ANÁLISE E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE REQUISITOS PARA CONTROLE  
DIGITAL DO ACIONAMENTO DE UM ARMAZENADOR CINÉTICO  
(FLYWHEEL) DE ALTA VELOCIDADE COM MÁQUINA DE RELUTÂNCIA  
CHAVEADA

Matusalém Martins Lanes

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Rio de Janeiro  
Novembro de 2014

ANÁLISE E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE REQUISITOS PARA CONTROLE  
DIGITAL DO ACIONAMENTO DE UM ARMAZENADOR CINÉTICO  
(FLYWHEEL) DE ALTA VELOCIDADE COM MÁQUINA DE RELUTÂNCIA  
CHAVEADA

Matusalém Martins Lanes

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

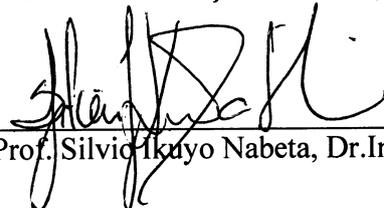
Examinada por:

  
Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

  
Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.Ing.

  
Prof. Darizon Alves de Andrade, Ph.D.

  
Prof. Guilherme Gonçalves Sotelo, D.Sc.

  
Prof. Silvio Ikuyo Nabeta, Dr.Ing.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

NOVEMBRO DE 2014

Lanes, Matusalém Martins

Análise e Avaliação Experimental de Requisitos para Controle Digital do Acionamento de um Armazenador Cinético (Flywheel) de Alta Velocidade com Máquina de Relutância Chaveada. / Matusalém Martins Lanes - Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2014.

XXV, 213 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Tese (doutorado) - UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2014.

Referências Bibliográficas: p. 153-164.

1. Máquina de relutância chaveada. 2. Armazenador cinético de energia. 3. Restaurador dinâmico de tensão. I. Rolim, Luís Guilherme Barbosa. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho a minha esposa Renata Cristina que sempre esteve presente, me apoiando, suportando as ausências, a falta de tempo e pela dedicação dada a nossos filhos.

Aos meus filhos Luiza Helena e João Lucas, hoje com 10 e 8 anos, que sempre ofereceram ajuda para terminar mais rapidamente o doutorado, por terem sido filhos excelentes mesmo com o tempo reduzido que dediquei a eles.

Não posso deixar de dedicar esta obra aos meus pais, Zilma e Celso que sempre me incentivaram nos estudos, sacrificando-se para tornar possível as formações que alcancei, porém, destaco como mais importante, a formação pessoal que me permitiram obter.

Ao Rei dos séculos, imortal, invisível (mas real), ao único Deus sábio, seja honra e glória para todo o sempre. Amém.

“... muitos correrão de uma parte para outra, e a ciência se multiplicará.”

Daniel 12:4

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus pelo sustento que não faltou, pois foram muitas as situações que precisaram ser ajustadas e vencidas para que se concretizasse esta fase. Agradeço a meus pais, Zilma e Celso pelo apoio em todo tempo.

Apresento meus agradecimentos, sem medidas, à minha esposa Renata que sempre esteve comigo e que, sem sua contribuição, não teria conseguido concluir esta titulação. Por toda a dedicação, sabedoria e sobrecarga que suportou e como conduziu o lar nas minhas ausências. Agradeço aos meus filhos, Luíza Helena e João Lucas, por serem dedicados e pelo apoio, carinho e paciência, que pretendo retribuir.

Ao meu orientador Luís Guilherme Barbosa Rolim que, mesmo antes de me conhecer, aceitou-me como orientando e confiou parte de um projeto importante. A todas as suas contribuições diretas e sutis que foram indispensáveis na conclusão do trabalho e também a sua presença e disponibilidade que pude contar nos momentos necessários.

Não poderia deixar de agradecer ao Prof. Richard Magdalena Stephan que coordenou o projeto de doutoramento, tendo depositado confiança e tempo desde o início e que, mesmo com tantas tarefas, esteve na minha defesa. Lembro ainda do excelente curso de Controle de Máquinas Elétricas que ministrou.

Aos meus colegas de doutorado com os quais dividi momentos diversos e que ofereceram ajuda nos momentos necessários. Pela presteza e boa vontade, pelas trocas de ideias, pelo companheirismo, pelas conversas nas viagens e pelo humor.

Aos demais companheiros do CEFET-MG que auxiliaram direta e indiretamente ao longo dos anos em que se desenvolveu a capacitação. Ao Prof. José Elias de Oliveira que auxiliou na construção de algumas partes mecânicas do protótipo.

Aos colegas do LASUP e LABMAQ com os quais tive a felicidade de conviver.

Ao CEFET-MG e à CAPES pelo apoio financeiro.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D. Sc.)

ANÁLISE E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE REQUISITOS PARA CONTROLE  
DIGITAL DO ACIONAMENTO DE UM ARMAZENADOR CINÉTICO  
(FLYWHEEL) DE ALTA VELOCIDADE COM MÁQUINA DE RELUTÂNCIA  
CHAVEADA

Matusalém Martins Lanes

Novembro/2014

Orientador: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta análises de requisitos para o controle da máquina de relutância chaveada, operando em alta velocidade, para aplicação como armazenador cinético de energia (*flywheel*). Investiga-se a minimização das perdas mecânicas através de diferentes tipos de mancais e da operação no vácuo. A seleção da topologia da máquina se deu a partir daquelas que se mostram mais promissoras para aplicação como armazenador de energia. A escolha da forma de obtenção da posição angular ocorreu após avaliação de diferentes técnicas presentes na literatura, tendo-se convergido para uma proposta de estimador híbrido da posição do rotor. Desenvolveu-se um modelo computacional para a máquina de relutância variável, o qual foi validado experimentalmente. A otimização dos ângulos de comutação foi aplicada no controle das operações como motor e gerador. A capacidade de geração da máquina foi maximizada para condições nominais de tensão e potência. Um protótipo foi desenvolvido para validação do modelo do sistema com tensão e potência inferiores aos valores nominais. O modelo computacional, operando em condições nominais, foi utilizado na restauração de afundamentos de tensão no barramento CC.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D. Sc.)

ANALYSIS AND EXPERIMENTAL EVALUATION OF REQUIREMENTS FOR  
DIGITAL CONTROL DRIVE OF A HIGH SPEED KINETIC ENERGY STORAGE  
DEVICE (FLYWHEEL) WITH SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

Matusalém Martins Lanes

November/2014

Advisor: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Department: Electrical Engineering

This thesis presents an analysis of requirements for controlling the switched reluctance machine operating at high speed, when it is acting as kinetic energy storage device (flywheel). The minimization of mechanical losses has been investigated, considering different bearing types and vacuum operation. The selection of a machine topology has been done from those that are most promising for application as kinetic energy storage device. The way of obtaining the angular position has been chosen after the evaluation of different techniques in the literature, having converged to a proposed hybrid estimator of rotor position. A computational model for the reluctance machine is presented and its respective experimental validation. An optimization of the commutation angles was applied to the control of the machine as motor and generator while the generation capacity of the machine is maximized for nominal voltage and power conditions. A prototype was developed to validate the system model, notwithstanding being operated with reduced voltage and power. The validated model, adjusted for nominal operating conditions, was evaluated by simulations for application in tasks of restoring DC bus voltage sags.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVAÇÃO .....	2
	Contexto geral.....	2
	Contexto específico .....	6
1.2	OBJETIVOS .....	8
	Objetivo geral .....	9
	Objetivos específicos .....	9
1.3	JUSTIFICATIVA.....	12
	Armazenamento cinético de energia: <i>flywheels</i> .....	12
	Operação em alta velocidade .....	13
	Conversor bidirecional: Máquina de relutância chaveada.....	14
1.4	ESTRUTURA DO TEXTO .....	15
1.5	PUBLICAÇÕES .....	16
<b>2</b>	<b>CONCEITOS GERAIS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>17</b>
2.1	ARMAZENADOR CINÉTICO .....	18
2.2	MANCAIS PARA ALTAS VELOCIDADES.....	19
	Rolamentos esféricos metálicos.....	19
	Rolamentos esféricos cerâmicos.....	21
	Mancais a ar.....	21
	Mancais eletromagnéticos .....	22
2.3	MÁQUINA DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL.....	25
	Princípio de funcionamento.....	26
	Considerações sobre a geometria da máquina e a escolha da SRM 6/4 .....	31
	Considerações sobre a operação da SRM.....	33
	Modelagem da SRM.....	36
	Perdas na SRM .....	37

2.4	OBTENÇÃO DA POSIÇÃO ROTÓRICA EM ALTAS VELOCIDADES.....	38
	<i>Encoder</i> com eixo sustentado por contato mecânico.....	38
	<i>Encoder</i> magnético .....	39
	Operação sem sensores rotacionais ( <i>sensorless</i> ) .....	40
	Estimador linear da posição do rotor .....	41
2.5	CONVERSOR ELETRÔNICO .....	42
2.6	APLICAÇÃO DO ARMAZENADOR NA RESTAURAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO NO BARRAMENTO CC .....	45
	Afundamentos e variações de tensões .....	46
	Restaurador dinâmico de tensão (DVR).....	47
	Controle da tensão no barramento CC.....	49
2.7	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	53
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE CONTROLE, ESTIMADOR DE POSIÇÃO E ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO .....</b>	<b>54</b>
3.1	CONCEPÇÃO DO PROJETO.....	54
3.2	MEDIÇÃO E ESTIMAÇÃO DA POSIÇÃO DO ROTOR .....	57
	Estimador linear da posição rotórica .....	58
	Atualização do estimador baseada em intervalo angular versus atualização baseada em intervalo temporal .....	61
	Corretor para minimizar os efeitos do atraso na leitura da posição angular.....	61
	Influência da resolução do <i>encoder</i> sobre a taxa de amostragem $T_{Amín}$ .....	63
	Uso de regressão linear para obtenção dos parâmetros do estimador linear e da velocidade angular .....	63
3.3	ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO .....	65
	Operação com estimador de posição $\omega_r > \omega_{Ar}$ .....	72
	Condição de repouso em carga máxima ( $\omega_r = \omega_M$ ).....	75
	Operação geradora (descarga) com $\omega_M/2 \leq \omega_r \leq \omega_M$ .....	76
3.4	MODELO DO ARMAZENADOR.....	77

3.5	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE EM MODO MOTOR COM CHAVEAMENTO PWM .....	79
3.6	OPERAÇÃO EM MODO DE PULSO ÚNICO (MOTOR) .....	82
3.7	O CONTROLADOR DE VELOCIDADE (MOTOR) E PRODUÇÃO DE TORQUE NEGATIVO PARA REGULAÇÃO DA VELOCIDADE DE CARGA MÁXIMA .....	88
3.8	OPERAÇÃO EM MODO DE PULSO ÚNICO (GERADOR) .....	92
	Controle da potência gerada .....	95
3.9	AMPLIAÇÃO DA CAPACIDADE DE GERAÇÃO.....	102
3.10	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	104
<b>4</b>	<b>MODELAGEM COMPUTACIONAL, VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E APLICAÇÃO COMO RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO.....</b>	<b>106</b>
4.1	PROPOSTA DE APLICAÇÃO .....	106
4.2	MODELO COMPLETO DE SIMULAÇÃO .....	107
4.3	RESULTADOS DE VALIDAÇÃO DO MODELO DA SRM .....	116
4.4	VALIDAÇÃO DO MODELO DE SIMULAÇÃO EM RELAÇÃO AO BALANÇO DA ENERGIA .....	119
4.5	SINTONIA DO CONTROLADOR DE TENSÃO.....	123
4.6	APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO .....	128
	Avaliação do uso do <i>encoder</i> magnético .....	131
4.7	APLICAÇÃO DO ARMAZENADOR PARA RESTAURAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO NO BARRAMENTO CC E VALIDAÇÃO DO MODELO ATRAVÉS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	133
	Análise de rendimentos e perdas .....	145
4.8	CONSIDERAÇÕES PARCIAIS .....	147
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>149</b>
5.1	CONTRIBUIÇÕES.....	149
5.2	CONCLUSÕES .....	149

5.3	TRABALHOS FUTUROS .....	151
-----	-------------------------	-----

**BIBLIOGRAFIA .153**

**APÊNDICE A TECNOLOGIAS EMPREGADAS NOS  
ARMAZENADORES DE ENERGIA..... 165**

A.1	PUMPED HYDROELECTRIC ENERGY STORAGE (PHES).....	165
A.2	UNDERGROUND PUMPED HYDROELECTRIC ENERGY STORAGE (UPHES).....	165
A.3	COMPRESSED AIR ENERGY STORAGE (CAES).....	165
A.4	BATTERY ENERGY STORAGE (BES).....	166
A.5	FLOW BATTERY ENERGY STORAGE (FBES).....	167
A.6	SUPERCAPACITOR ENERGY STORAGE (SCES).....	167
A.7	SUPERCONDUCTING MAGNETIC ENERGY STORAGE (SMES).....	167
A.8	HYDROGEN ENERGY STORAGE SYSTEM (HESS).....	168

**APÊNDICE B CONVERTOR ELETRÔNICO ..... 169**

B.1	PROJETO DO DRIVER ISOLADO PARA ACIONAMENTO DAS CHAVES.....	169
B.2	PROJETO DO MEDIDOR ISOLADO DE CORRENTE.....	172
B.3	PROJETO DO MEDIDOR ISOLADO DE TENSÃO.....	174
B.4	DIAGRAMA COMPLETO DO CONVERTOR .....	175

**APÊNDICE C OBTENÇÃO DAS CURVAS DA SRM, DO MOMENTO  
DE INÉRCIA, DAS PERDAS MECÂNICAS E MAGNÉTICAS  
E DO MODELO DO BARRAMENTO CC ..... 180**

C.1	ENSAIO UTILIZADO PARA LEVANTAMENTO DAS CURVAS.....	180
C.2	OBTENÇÃO DE VALOR APROXIMADO PARA O MOMENTO DE INÉRCIA DA SRM 6/4 ROTOR INTERNO USADA NO PROTÓTIPO.....	197
C.3	OBTENÇÃO DO VALOR APROXIMADO DAS PERDAS MECÂNICAS .....	202

C.4 OBTENÇÃO APROXIMADA DAS PERDAS MAGNÉTICAS EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE ANGULAR .....	204
C.5 MODELO DO BANCO DE CAPACITORES.....	205
<b>APÊNDICE D EXEMPLO DE DIMENSÕES COMPARATIVAS PARA UMA SRM COM ROTOR EXTERNO .....</b>	<b>210</b>
<b>ANEXO I RESUMO DA FOLHA DE DADOS DO SENSOR DE EFEITO HALL UTILIZADO .....</b>	<b>211</b>
<b>ANEXO II RESUMO DA FOLHA DE DADOS DO PAR ÓTICO UTILIZADO NO MEDIDOR DE TENSÃO .....</b>	<b>213</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Foto do SAEC retirada de (EL-MANN, 2009).....	7
Figura 2.1: Volante de inércia elementar.....	18
Figura 2.2: Estrutura de uma proposta para o <i>flywheel</i> de rotor externo.....	24
Figura 2.3: Solenoide com núcleo ferromagnético: (a) movimento linear e (b) movimento rotacional. ....	26
Figura 2.4: Indutância do enrolamento e torque eletromagnético em relação à posição angular. ....	28
Figura 2.5: Construção elementar de um motor de relutância variável 6/4.....	29
Figura 2.6: Indutâncias dos enrolamentos de fase e torque eletromagnético em relação à posição angular para uma representação idealizada de uma SRM 6/4.....	31
Figura 2.7: Foto da SRM 6/4 utilizada no protótipo. ....	33
Figura 2.8: Curvas de $L(\theta, i)$ com $\theta$ variando de $-45^\circ$ a $+45^\circ$ e $i$ de 0 a 12 A em passos de 0,34 A.....	36
Figura 2.9: Modelagem do conjunto SRM e volante de inércia.....	36
Figura 2.10: Princípio de funcionamento do <i>encoder</i> magnético.....	39
Figura 2.11: Placa comercial contendo o sensor que opera como <i>encoder</i> magnético (à esquerda e centro) e o ímã que é fornecido pelo fabricante fixado em um suporte fabricado para ele (à direita). ....	40
Figura 2.12: Conversor eletrônico para acionamento da SRM. ....	42
Figura 2.13: Esquema dos dois conversores eletrônicos na configuração <i>back-to-back</i> .....	44
Figura 2.14: Circuito conversor implementado.....	45
Figura 2.15: Esquema típico de um restaurador de tensão.....	47
Figura 2.16: Armazenador adicional ao barramento CC.....	48
Figura 2.17: Sistema de compensação de afundamentos de tensão utilizando <i>flywheel</i> proposto por (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2011).....	50
Figura 2.18: Sistema de <i>power smoothing</i> proposto por (CARDENAS et al., 2005). ....	50

Figura 2.19: Sistema de condicionamento de potência proposto por (CASADEI et al., 2005). .....	51
Figura 2.20: Representação simplificada do sistema de acionamento com velocidade variável proposto por (OCONNELL; KIRAWANICH, 2005). .....	52
Figura 3.1: Concepção do protótipo do <i>flywheel</i> . .....	55
Figura 3.2: Obtenção e estimação da posição angular. ....	59
Figura 3.3: Construção elementar de um motor de relutância variável 6/4 ACB – rotor interno. ....	66
Figura 3.4: Exemplos de posições do rotor: (a) polos $C_1$ e $C_2$ em máximo desalinhamento, (b) polos $B_1$ e $B_2$ em alinhamento máximo, (c) polos $A_1$ e $A_2$ em desalinhamento máximo, (d) polos $C_1$ e $C_2$ em alinhamento máximo, (e) polos $B_1$ e $B_2$ em desalinhamento máximo e (f) polos $A_1$ e $A_2$ em alinhamento máximo. ....	67
Figura 3.5: Comando das chaves com antecipações de fechamento e abertura das chaves com operação motora. ....	69
Figura 3.6: Comando das chaves com antecipações de fechamento e abertura (operação geradora). ....	71
Figura 3.7: Geração dos sinais de comandos das chaves do conversor utilizando o estimador de posição. ....	74
Figura 3.8: Diagrama de controle do <i>flywheel</i> . ....	77
Figura 3.9: Sinal de corrente e tensão com controle PWM. ....	81
Figura 3.10: Diagrama de blocos do Simulink para determinação dos ângulos $\alpha$ e $\beta$ . ....	83
Figura 3.11: Bloco “Fase A1”. ....	84
Figura 3.12: Curvas de $\alpha_M$ e $\beta_M$ para operação motora. ....	85
Figura 3.13: Corrente típica no enrolamento em modo de pulso único com operação motora. ....	85
Figura 3.14: Picos de corrente em função da velocidade angular (modo motor). ....	86
Figura 3.15: Variáveis da SRM com pulso único (modo motor) em 1500 rad/s. ....	86
Figura 3.16: Curvas ótimas de $\alpha_M$ para diferentes tensões do barramento CC (modo motor). ....	87

Figura 3.17: Curvas ótimas de $\beta_M$ para diferentes tensões do barramento CC (modo motor).....	88
Figura 3.18: Controlador de velocidade (modo motor).....	88
Figura 3.19: Curva de carga do armazenador com velocidade de referência igual a 1000 rad/s.....	89
Figura 3.20: Controle do modo de operação por histerese.....	90
Figura 3.21: Formas de ondas com produção de torque negativo para regulação da velocidade do rotor.....	90
Figura 3.22: Falha durante a transição dos modos motor/gerador.....	91
Figura 3.23: Formas de ondas com produção de torque negativo para regulação da velocidade do rotor (1000 rad/s) na mudança de gerador para motor.....	92
Figura 3.24: Detalhamento da operação da SRM como gerador.....	93
Figura 3.25: Ajuste ótimo dos ângulos de comutação.....	99
Figura 3.26: Geração com valores ótimos e médios.....	100
Figura 3.27: Ajuste da potência gerada através da variável que controla a geração $\Delta_G$ .....	100
Figura 3.28: Controle da potência gerada pelo ajuste de $\Delta_G$ para diferentes valores de velocidade angular com $V_{dd}=110V$ .....	101
Figura 3.29: Controle da potência gerada pelo ajuste de $\Delta_G$ para diferentes valores de velocidade angular: (a) $V_{dd}=200V$ e (b) $V_{dd}=200V$ .....	102
Figura 3.30: Desempenho do modelo de simulação para $V_{dd}=110 V$ : (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.....	103
Figura 3.31: Desempenho do modelo de simulação para $V_{dd}=200 V$ : (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.....	103
Figura 3.32: Desempenho do modelo de simulação para $V_d=300 V$ : (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.....	104
Figura 4.1: Proposta de aplicação e teste do protótipo desenvolvido.....	107
Figura 4.2: Modelo de simulação do armazenador: Fonte, carga e barramento CC.....	108
Figura 4.3: Modelo de simulação do armazenador: <i>flywheel</i> .....	108
Figura 4.4: Esquema de controle das correntes e geração de sinal PWM.....	110

Figura 4.5: Sinais do controle de corrente em modo PWM. ....	111
Figura 4.6: Fluxo enlaçado no modo PWM. ....	111
Figura 4.7: Torque eletromagnético no modo PWM.....	112
Figura 4.8: Sinais do controle de corrente em modo pulso único ( $\omega_r \cong 1500$ rad/s). ....	112
Figura 4.9: Fluxo enlaçado em modo de pulso único ( $\omega_r \cong 1500$ rad/s).....	113
Figura 4.10: Torque eletromagnético em modo de pulso único ( $\omega_r \cong 1500$ rad/s). ....	113
Figura 4.11: Bloco de detecção de falha.....	114
Figura 4.12: Modificação do modo de operação pelo sinal AR. ....	115
Figura 4.13: Esquema de validação do modelo da SRM.....	116
Figura 4.14: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=255$ rad/s). ....	117
Figura 4.15: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=440$ rad/s). ....	117
Figura 4.16: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=590$ rad/s). ....	118
Figura 4.17: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=800$ rad/s). ....	119
Figura 4.18: Distribuição da energia no modelo durante a descarga.....	120
Figura 4.19: Curvas de reação da variação de tensão do barramento CC, pela descarga do <i>flywheel</i> , em relação ao valor inicial de $V_{dd} = 110$ V e $R_f = 105 \Omega$ . ....	124
Figura 4.20: Resposta do controlador de tensão para excitação em degrau ( $V_{dd}=110$ V). ....	126
Figura 4.21: Curvas de reação da tensão do barramento CC pela descarga do <i>flywheel</i> com $V_{dd} = 300$ V e $R_f = 175 \Omega$ . ....	126
Figura 4.22: Resposta do controlador de tensão para excitação em degrau ( $V_{dd}=300$ V). ....	127
Figura 4.23: Foto do protótipo.....	128
Figura 4.24: Exemplo de formas de ondas da comunicação do <i>encoder</i> . ....	129

Figura 4.25: Foto do conversor que aciona a SRM (vista para a conexão do DSP).....	130
Figura 4.26: Partes utilizadas para fixação e operação do <i>encoder</i> magnético no protótipo.....	131
Figura 4.27: Fixação do <i>encoder</i> magnético e partes auxiliares na máquina de relutância.....	132
Figura 4.28: Deslocamento (distância do centro do ímã ao centro do sensor) e ângulo de deslocamento.....	132
Figura 4.29: Esquema utilizado para avaliar o restaurador de tensão. ....	133
Figura 4.30: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=105 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ ): (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	134
Figura 4.31: Tensões e correntes nos enrolamentos durante a geração com $V_{dd}=110 \text{ V}$ (simulação).....	135
Figura 4.32: Tensão e corrente em um enrolamento durante a geração com $V_{dd}=110 \text{ V}$ (protótipo). ....	136
Figura 4.33: Ensaio com $R_f = 105 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ aplicando o protótipo como restaurador de afundamento de tensão do barramento para validação do ensaio n° 5: (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor. ....	136
Figura 4.34: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f = 60 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	138
Figura 4.35: Ensaio com $R_f = 60 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ aplicando o protótipo como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC para validação do ensaio n° 6: (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor. ....	139
Figura 4.36: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=30 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	140
Figura 4.37: Ensaio com $R_f = 30 \Omega$ e $V_{dd}=110 \text{ V}$ (protótipo) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	141
Figura 4.38: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=175 \Omega$ e $V_{dd}=300 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	141

Figura 4.39: Tensões e correntes nos enrolamentos durante a geração com $V_{dd}=300\text{ V}$ .....	142
Figura 4.40: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=90\ \Omega$ e $V_{dd}=300\text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	143
Figura 4.41: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=100\ \Omega$ e $V_{dd}=300\text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	144
Figura 4.42: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=60\ \Omega$ e $V_{dd}=300\text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.....	145
Figura B.1: Diagrama do driver isolado para disparo dos IGBTs.....	169
Figura B.2: Placas dos drivers isolados para acionamento de um IGBT (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.....	170
Figura B.3: Diagrama do driver isolado para disparo de três IGBTs.....	171
Figura B.4: Placas dos drivers isolados para acionamento de três IGBTs (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.....	172
Figura B.5: Diagrama de conexão do sensor de efeito Hall para medição da corrente nos enrolamentos. ....	172
Figura B.6: Diagrama do circuito para remoção do nível de offset da saída do sensor Hall de corrente.....	173
Figura B.7: Placa do circuito para remoção do nível de offset da saída do sensor Hall de corrente (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.....	174
Figura B.8: Diagrama do medidor isolado de tensão. ....	174
Figura B.9: Placa do medidor isolado de tensão: (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas. ....	175
Figura B.10: Diagrama da etapa de potência.....	175
Figura B.11: Diagramas de blocos dos circuitos auxiliares.....	176
Figura B.12: Circuito lógico de interface com o DSP.....	176
Figura B.13: Diagrama do circuito das fontes CC, conexões e configurações. ....	177
Figura B.14: Diagrama de conexões com o DSP. ....	178

Figura B.15: Conversor implementado com vista para a conexão da SRM e da carga Rcc à esquerda (a visualização corresponde a 70% das dimensões reais).....	178
Figura B.16: Face inferior da placa principal do conversor de potência.....	179
Figura B.17: Sensor de corrente da fase B.....	179
Figura C.1: Circuito de chaveamento para ensaio da SRM.....	181
Figura C.2: Curvas de tensão e corrente capturadas nos ensaios da SRM para diferentes posições do rotor.....	182
Figura C.3: Curvas de correntes (carga e descarga) para diferentes posições do rotor.....	183
Figura C.4: Curvas de tensões (carga e descarga) para diferentes posições do rotor.....	184
Figura C.5: Curvas de correntes (capturadas e aproximadas) durante a carga.....	185
Figura C.6: Curvas de correntes (capturadas e aproximadas) durante a descarga.....	186
Figura C.7: Curvas de tensões (capturadas e aproximadas) durante a carga.....	187
Figura C.8: Curvas de tensões (capturadas e aproximadas) durante a descarga.....	188
Figura C.9: Modelo para cálculo do fluxo enlaçado e da resistência do enrolamento ( $r_f$ ).....	189
Figura C.10: Curvas da indutância de fase por corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.....	190
Figura C.11: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.....	191
Figura C.12: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor e com aproximação polinomial.....	192
Figura C.13: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.....	193
Figura C.14: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.....	193
Figura C.15: Superfície da curva de corrente em função da posição angular e do fluxo enlaçado.....	194

Figura C.16: Superfície da curva de corrente em função da posição angular e do fluxo enlaçado.....	194
Figura C.17: Curvas de torque eletromagnético em função da posição angular para diferentes valores de corrente. ....	195
Figura C.18: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.....	196
Figura C.19: Curvas da indutância de fase em função da posição angular para diferentes valores de corrente. ....	196
Figura C.20: Curvas da variação da indutância de fase em função da posição angular para diferentes valores de corrente. ....	197
Figura C.21: Medidas aproximadas do rotor da SRM 6/4 do protótipo.....	198
Figura C.22: Volantes de inércia para ensaio de desaceleração: (a) material plástico e (b) alumínio. ....	199
Figura C.23: Correntes de fase com e sem a inserção dos volantes de inércia. ....	200
Figura C.24: Curvas de desaceleração do <i>flywheel</i> com velocidade inicial de $\omega_r=500$ rad/s.....	201
Figura C.25: Curva de desaceleração para levantamento das perdas mecânicas: $\omega_r$ em amarelo e em azul é mostrado um <i>flag</i> gerado pelo DSP indicando o instante em que $\omega_r=1300$ rad/s. ....	203
Figura C.26: Curva das perdas mecânicas em função da velocidade angular do rotor.....	204
Figura C.27: Tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores obtidas de ensaio.....	205
Figura C.28: Intervalo inicial de variações de da tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores para determinação de $R_c$ .....	206
Figura C.29: Intervalo final de variações de da tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores para determinação de $R_c$ .....	207
Figura C.30: Circuito de comparação do modelo computacional do banco de capacitores com os dados experimentais. ....	208
Figura C.31: Tensões obtidas pelo ensaio e simulação do modelo do banco de capacitores.....	209
Figura D.1: Exemplo de SRM 6/4 com rotor externo. ....	210
Figura I.1: Recursos e conexão: (a) lista de recursos do dispositivo e (b) encapsulamento e conexão dos pinos. ....	211

Figura I.2: Curva característica da tensão de saída <i>versus</i> corrente medida. ....	212
Figura II.1: Recursos e conexão: (a) lista de recursos e (b) encapsulamento e conexão dos pinos. ....	213
Figura II.2: Circuito típico de aplicação do IL300. ....	213

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Coeficiente constante de fricção $\mu$ para rolamentos não vedados .....	20
Tabela 2.2: Resumo da série 79 de rolamentos cerâmicos do fabricante NKS. ....	21
Tabela 3.1: Defasagem $\Delta\theta_{Enc}$ devido ao atraso $T_{Enc}$ para diferentes velocidades angulares. ....	62
Tabela 3.2: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7, para operação como motor ( $\alpha_M > \beta_M$ ). ....	73
Tabela 3.3: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor com sequência oposta entre os pares da Figura 3.7 ( $\beta_M > \alpha_M$ ), para operação como motor. ....	75
Tabela 3.4: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7 ( $\alpha_G > \beta_G + 15^\circ$ ), para operação como gerador. ....	76
Tabela 3.5: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7 ( $\beta_G > \alpha_G + 15^\circ$ ), para operação como gerador. ....	77
Tabela 3.6: Faixa de parâmetros para investigação de curvas ótimas do ângulo $\beta_M$ . ....	84
Tabela 3.7: Faixa de parâmetros para investigação de curvas ótimas dos ângulos de comutação $\alpha_G$ e $\beta_G$ . ....	98
Tabela 3.8: Valores médios dos ângulos de comutação ótimos (modo gerador) para diferentes tensões do barramento CC. ....	104
Tabela 4.1: Ensaio de verificação da conservação da energia. ....	122
Tabela 4.2: Potência média observada durante diferentes ensaios de descarga. ....	122
Tabela 4.3: Parâmetros de $G_{V110}(s)$ . ....	125
Tabela 4.4: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 5). ....	135
Tabela 4.5: Comparação de resultados do modelo de simulação (ensaio n° 5) e protótipo (ensaio n° 6). ....	137
Tabela 4.6: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 7). ....	138
Tabela 4.7: Comparação de resultados do modelo de simulação (ensaio n° 7) e protótipo (ensaio n° 8). ....	139
Tabela 4.8: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 11). ....	142

Tabela 4.9: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 12). .....	143
Tabela 4.10: Variação do rendimento bruto ( $\eta_B$ ) com a tensão do barramento e com a potência gerada.....	145
Tabela 4.11: Variação do rendimento elétrico ( $\eta_E$ ) com a tensão do barramento e com a potência gerada.....	146
Tabela C.1: Valores limites e resoluções para grandezas fundamentais das tabelas da SRM. ....	191
Tabela C.2: Características dos volantes de inércia. ....	199
Tabela C.3: Tempos totais de decaimento da velocidade.....	201
Tabela C.4: Tabela de perdas da SRM. ....	204
Tabela I.1: Guia de seleção dos modelos disponíveis. ....	211

## ACRÔNIMOS

BES	Armazenamento de Energia em Baterias, do inglês, <i>Battery Energy Storage</i> .
CA	Corrente Alternada.
CAES	Armazenamento de Energia por Compressão de Ar, do inglês, <i>Compressed Air Energy Storage</i> .
CC	Corrente Contínua.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DVR	Restaurador Dinâmico de Tensão, do inglês, <i>Dynamic Voltage Restorer</i> .
FBES	Armazenamento de Energia em Baterias de Fluxo, do inglês, <i>Flow Battery Energy Storage</i> .
FES	Armazenamento de Energia Cinética, do inglês, <i>Flywheel Energy Storage</i> .
HESS	Armazenamento de Energia através de Hidrogênio, do inglês, <i>Hydrogen Energy Storage System</i> .
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada, do inglês, <i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> .
PHES	Armazenamento de Energia Hidrelétrico Bombeado, do inglês, <i>Pumped Hydroelectric Energy Storage</i> .
PWM	Modulação por Largura de Pulso, do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i> .
SAEC	Sistema armazenador de energia cinética.
SCES	Armazenamento de Energia em Supercapacitores, do inglês, <i>Supercapacitor Energy Storage</i> .
SMES	Armazenadores Supercondutores de Energia Magnética, do inglês, <i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i> .
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> .
SRM	Máquina de Relutância Chaveada, do inglês <i>Switched Reluctance Machine</i> .
UPHES	Armazenamento de Energia Hidrelétrico Bombeado Subterrâneo, do inglês, <i>Underground Pumped Hydroelectric Energy Storage</i> .
UPS	Fonte de Alimentação Ininterrupta, do inglês, <i>Uninterruptible Power Supply</i> .

# 1 INTRODUÇÃO

O cenário energético atual é formado por grande diversidade de sistemas de geração de energia, como as usinas hidrelétricas, eólicas, nucleares, e também por consumidores com características diversificadas, desde a demanda contratada à qualidade da energia consumida, tornando-os cada vez mais exigentes. Com isto a operação do sistema vai se tornando mais complexa e surgem problemas típicos que afetam a qualidade da energia elétrica fornecida.

A qualidade da energia torna-se sensível aos tipos de cargas conectadas ao sistema, observando-se equipamentos cujas ligações diretas com as concessionárias são inadequadas ou requerem elementos intermediários para sua correta conexão. Além disso, alguns sistemas de geração apresentam flutuações que degradam o serviço prestado. Em quaisquer destas situações algumas soluções têm requerido a inserção de elementos armazenadores de energia para compor dispositivos que possam minimizar as flutuações de curta ou mesmo média durações.

Por sua vez, tem-se buscado armazenadores de energia mais eficientes, com dinâmica mais rápida, mais compactos, com maiores densidades de energia e potência por unidades de volume e massa. Disto decorre a proposta deste trabalho, que contribui para o desenvolvimento de um armazenador cinético de energia baseado na máquina de relutância chaveada (SRM<sup>1</sup>, do inglês, *Switched Reluctance Machine*) operando em alta velocidade.

---

<sup>1</sup> Alguns textos utilizam a sigla SRM para referir ao Motor de Relutância Chaveado (*Switched Reluctance Motor*) e SRG Gerador de Relutância Chaveado (*Switched Reluctance Generator*). Uma mesma máquina de relutância chaveada pode operar tanto como motor quanto gerador.

## 1.1 Motivação

Esta seção irá apresentar a situação problema que motiva o desenvolvimento deste trabalho. Essa descrição será iniciada por uma análise geral do contexto que envolve o problema, seguida de uma análise específica que fará a restrição do problema a um contexto local.

### Contexto geral

O crescente avanço tecnológico está diretamente relacionado com o uso de energia. A energia pode ser bem aproveitada quando está disponível em formas adequadas para o fim que se deseja. Aliado ao aumento da demanda pelo uso de energia observa-se também um crescimento nas exigências relativas à qualidade da energia fornecida. Isto porque dispositivos modernos podem ser mais sensíveis a certos tipos de problemas na qualidade da energia e também pela necessidade de se assegurar padrões aceitáveis de qualidade evitando a degradação progressiva do sistema. Como consequência, a qualidade da energia elétrica fornecida precisa ser devidamente controlada para permitir que esses equipamentos possam operar seguramente, evitando-se, portanto, operações incorretas, falhas e danos. O controle da qualidade de energia defronta-se com a necessidade de soluções para problemas típicos, como (MILANOVIC; NEGNEVITSKY, 1998):

- picos de tensão,
- variação de frequência,
- interrupções do fornecimento,
- afundamentos de tensão,
- transitórios e
- distorções harmônicas.

Tal exigência impulsiona pesquisas que visem melhorias para esses problemas (CARDENAS et al., 2006; DECKMANN; POMILIO, 2010), motivadas por um mercado cada vez mais globalizado e competitivo. Esta realidade está em conformidade com os princípios de *custom power* apresentados por (HINGORANI, 1995).

Observando pelo lado da qualidade da energia, torna-se importante a presença de dispositivos ativos capazes de absorver fluxo de potência em certos intervalos de tempo e também de devolvê-los oportunamente à rede. Fica evidente a necessidade de dispositivos armazenadores de energia para auxiliar sistemas que atuem diretamente no controle da qualidade da energia. Alguns exemplos de aplicações/dispositivos que podem requerer armazenamento de energia são:

- Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR, do inglês, *Dynamic Voltage Restorer*) (SOTELO et al., 2002).
- Suavização do fluxo de potência (do inglês, *Power Smoothing*) (CARDENAS et al., 2006).
- Compensação de afundamentos de tensão (do inglês, *Voltage Sags Compensation*) (ANDRADE JR. et al., 2005).
- Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS, do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (ITO; ISHIGUMA, 2010).

Pelo lado da geração e consumo, verifica-se que alguns equipamentos podem produzir pulsos irregulares de potência nos pontos em que são conectados com a rede. Além disso, a mobilidade e localização da aplicação podem compor condições que, de igual modo, inviabilize o atendimento pelas concessionárias. Alguns destes dispositivos que requerem fontes de energia exclusivas são elencados a seguir:

- Veículos Elétricos (em inglês, *Electric Vehicles*) (OLIVEIRA et al., 2011).
- Sistema de Alimentação para Naves Espaciais (em inglês, *Spacecraft Power Systems*) (PATEL, 2004).
- Sistema de Lançamento Eletromagnético de Aeronaves (em inglês, *Electromagnetic Aircraft Launch System*) (SWETT; BLANCHE, J.G., 2005).
- Canhão Eletromagnético (em inglês, *Railgun*) (ZIELINSKI; DELGUERCIO, 2011).

Destas aplicações verifica-se uma forte dependência dos sistemas modernos em relação aos armazenadores de energia. Essa dependência tem motivado o aumento de esforços no sentido da criação e aperfeiçoamento de dispositivos mais eficientes e com maiores densidades de energia e potência por unidades de volume e massa mantendo, contudo, responsabilidade com o desenvolvimento sustentável.

Para cada tipo de aplicação é possível verificar certas características ou condições de operação que se mostram mais relevantes na especificação de um sistema de armazenamento de energia (CHOUHAN; FERDOWSI, 2009; CONNOLLY, 2010). Portanto, a escolha de um armazenador de energia requer análise de diversas condições, tais como:

- a. Capacidade de armazenamento
- b. Potência.
- c. Mobilidade do sistema.
- d. Tempos de carga e descarga.
- e. Custos de instalação.
- f. Custos de manutenção.
- g. Vida útil do armazenador.
- h. Dimensões físicas.
- i. Impacto ambiental.

Observadas as condições de operação deve-se também verificar qual (ou quais) tecnologia(s) melhor se enquadra(m) com a aplicação desejada. Sendo assim, existem vários dispositivos armazenadores de energia baseados em diferentes tecnologias (CHOUHAN; FERDOWSI, 2009; CONNOLLY, 2010), dentre as quais<sup>2</sup>:

- Armazenamento de Energia Hidrelétrica Bombeado (PHES, do inglês, *Pumped Hydroelectric Energy Storage*).
- Armazenamento de Energia Hidrelétrica Bombeado Subterrâneo (UPHES, do inglês, *Underground Pumped Hydroelectric Energy Storage*).
- Armazenamento de Energia por Compressão de Ar (CAES, do inglês, *Compressed Air Energy Storage*).

---

<sup>2</sup> Esses dispositivos serão comentados no APÊNDICE A.

- Armazenamento de Energia em Baterias (BES, do inglês, *Battery Energy Storage*).
- Armazenamento de Energia em Baterias de Fluxo (FBES, do inglês, *Flow Battery Energy Storage*).
- Armazenamento de Energia em Supercapacitores (SCES, do inglês, *Supercapacitor Energy Storage*).
- Armazenadores Supercondutores de Energia Magnética (SMES, do inglês, *Superconducting Magnetic Energy Storage*).
- Armazenamento de Energia através de Hidrogênio (HESS, do inglês, *Hydrogen Energy Storage System*).
- Armazenamento de Energia Cinética (FES, do inglês, *Flywheel Energy Storage*).

Dentre os armazenadores de energia as baterias ainda ocupam lugar de destaque tendo em vista que apresentam características apropriadas em diversas condições de operação. Mas com o avanço das pesquisas, novos armazenadores têm surgido e outros têm sido aperfeiçoados de forma a apresentarem características competitivas<sup>3</sup> com as baterias. (CONNOLLY, 2010; STEPHAN et al., 2008). Um dispositivo que recentemente tem experimentado interesse renovado é o FES (FAIRLEY, 2011; STRASIK et al., 2010), sendo aplicado em *UPS*, *Power Smoothing*, captura de energia residual (útil em veículos elétricos) e amortecimento de variações de frequência (muito útil em turbinas eólicas).

---

<sup>3</sup> A expressão “competitividade” deve ser usada com cautela, pois nem sempre estes “armazenadores alternativos” são utilizados para substituir outros existentes, sua inserção pode também contribuir no aumento da confiabilidade e vida útil do sistema. Esta é uma das razões pelas quais se encontram aplicações que utilizam combinações de armazenadores a fim de se obter melhores resultados, como é o caso da combinação de baterias com *flywheels* em veículos elétricos (OLIVEIRA et al., 2011). Neste caso os *flywheels* foram utilizados para minimizar os efeitos das oscilações de carga sobre as baterias, permitindo a essas operarem com fluxos de potência regulares, o que aumenta a vida útil das baterias.

Esta subseção teve a finalidade de apresentar em linhas gerais a situação problema que envolve a contribuição que é proposta neste trabalho. A seguir são analisados aspectos mais específicos do contexto de aplicação de dispositivos do tipo FES, cujo aperfeiçoamento constitui o principal escopo deste trabalho.

### **Contexto específico**

Da análise dos itens da seção anterior, em relação às tecnologias de armazenamento de energia apresentadas, pode-se justificar as linhas de pesquisas adotadas em vários institutos de pesquisa em todo mundo. Nesse contexto a COPPE/UFRJ tem realizado estudos que visam contribuir no desenvolvimento e aperfeiçoamento de armazenadores de energia, dando a este tema, a posição de uma das linhas de pesquisas do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, em especial, na última década.

Um dos armazenadores de energia estudados pelos grupos da COPPE/UFRJ é o FES<sup>4</sup>, que será o alvo da contribuição deste texto. Dentre as dissertações e teses já produzidas na COPPE nesse tema, estão:

- 2003 - Comparação de estruturas de máquinas de relutância variável para uso em armazenador cinético de energia (SOTELO, 2003).
- 2004 - Implementação de estratégia de minimização de oscilações de torque e remoção de sensor de posição para um acionamento de relutância variável usando técnica *neuro-fuzzy* (HENRIQUES, 2004).
- 2007 - Modelagem de supercondutores aplicada ao projeto de mancais magnéticos (SOTELO, 2007).

---

<sup>4</sup> O armazenamento de energia cinética investigado utiliza uma máquina de relutância chaveada (SRM) como elemento conversor de energia operando como motor e gerador. Isto também tem motivado o desenvolvimento de pesquisas que visem novas aplicações para esta máquina elétrica.

- 2007 - Eliminação de sensor mecânico no acionamento de máquina de relutância variável (BENTINHO, 2007).
- 2008 - Sistema armazenador de energia cinética - SAEC: estratégia de controle e simulações (RIBEIRO, 2008).
- 2009 - Sistema armazenador de energia cinética – SAEC: implementação experimental (El-Mann 2009).

O *status* da pesquisa sobre *flywheels* inclui também o desenvolvimento de um protótipo que é mostrado na Figura 1.1.

A proposta da linha de pesquisa, que se deseja consolidar, é desenvolver um *flywheel* para operação em alta velocidade. Pretende-se utilizar uma máquina de relutância chaveada como conversor bidirecional de energia. Além disso, avalia-se sua construção com rotor externo, visando o aumento do momento de inércia, a fim de dispensar massas adicionais na formação do volante de inércia. O acionamento se dará através de um conversor eletrônico. A este conjunto serão também agregados elementos sensores e uma adequada lógica de controle. O fluxo de potência deverá transitar bidirecionalmente no sistema permitindo sua conexão à rede elétrica através de um conversor do tipo *back-to-back*.

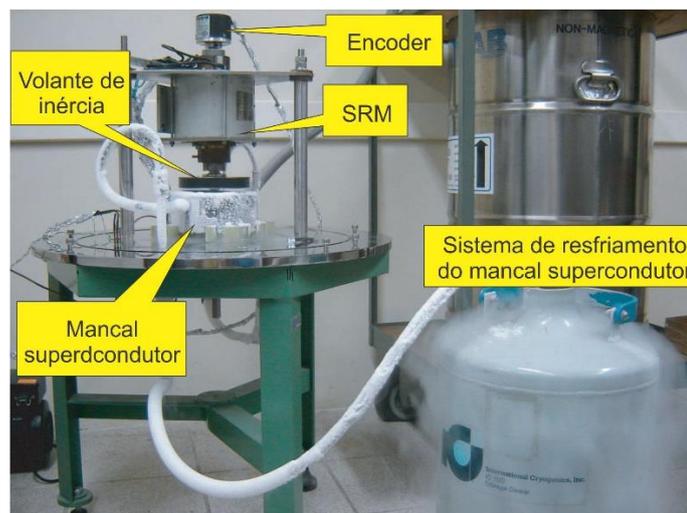


Figura 1.1: Foto do SAEC retirada de (EL-MANN, 2009).

O desenvolvimento deste dispositivo defronta com obstáculos e restrições que precisam ser vencidos, dentre os quais, este trabalho apresenta contribuições na:

- Modelagem das características elétricas do dispositivo<sup>5</sup> para operação em alta<sup>6</sup> velocidade.
- Medição da posição rotórica com operação em velocidades elevadas.
- Limitação da frequência de chaveamento com a operação em pulso único.
- Baixo rendimento associado a perdas por atrito nos mancais.
- Operação da SRM como motor e gerador em alta velocidade.

Outros obstáculos, que não foram objetos de contribuição neste texto, estão relacionados à:

- Minimização das vibrações.
- As perdas de origem magnética.
- Projeto da SRM para operação em alta velocidade.
- Aspectos de segurança.

Os objetivos deste trabalho estão relacionados com a proposição de contribuições para soluções de alguns desses problemas como apresentado na próxima seção.

## 1.2 Objetivos

Em decorrência do problema exposto na Seção 1.1, este estudo propõe atender ao objetivo geral a seguir cujo detalhamento é feito através de objetivos específicos.

As justificativas para a escolha das partes e etapas que compõem a proposta são mostradas na Seção 1.3.

---

<sup>5</sup> O significado de dispositivo, nesse caso, resume-se à SRM tendo em vista que a proposta de construção com rotor externo já integra o volante de inércia na própria máquina e as questões de sustentação e minimização de atrito estão fora do escopo desta proposta.

<sup>6</sup> A expressão “alta velocidade” pode ser adotada para velocidades que superem 3600 rpm que corresponde a uma máquina de indução de dois polos operando em 60 Hz. Neste trabalho a máxima velocidade de operação da máquina de relutância será de 15000 rpm.

## Objetivo geral

Investigar e analisar o comportamento de máquinas SRM operando em altas velocidades, buscando determinar suas limitações operativas e estabelecer requisitos para aperfeiçoamento de seu projeto mecânico e magnético, bem como de seu sistema de acionamento. Pretende-se alcançar este objetivo através das seguintes etapas:

- a. Modelagem das características elétricas da SRM disponível e validação do modelo.
- b. Obtenção da posição rotórica com operação em velocidades elevadas.
- c. Análise da operação da SRM como motor e gerador em alta velocidade.
- d. Construção de um *hardware* formado por um conversor eletrônico de potência, uma fonte para formar o barramento CC, uma interface para conectar o *encoder*<sup>7</sup> paralelo ao microcontrolador via *Serial Peripheral Interface* (SPI) e sistema de controle baseado em um microcontrolador.
- e. Aplicação do armazenador para correção de afundamentos de tensão produzidos por variação de carga sobre o barramento CC.

## Objetivos específicos

Para que a proposta de trabalho tenha seus objetivos alcançados, são delimitadas algumas contribuições que se deseja com esta pesquisa, a saber:

- a. A modelagem, validação e simulação da SRM disponível se dará nas seguintes etapas:

---

<sup>7</sup> *Encoder* é um dispositivo que permite a medição de deslocamentos lineares ou rotacionais. Sua operação é baseada na geração de pulsos elétricos que ocorrem na presença de deslocamento. Podem ser incrementais, quando a posição atual é baseada na posição anterior e absolutos quando a posição atual é baseada em uma posição de referência. Os *encoders* podem apresentar diversos tipos de sinais de saída, sendo as mais comuns: (i) saída paralela, que é definida por certo número de bits que definem a resolução da medição, (ii) saída serial que é semelhante ao princípio das saídas paralelas porém os bits são transferidos sequencialmente e saída em quadratura em sinais senoidais e cossenoidais são produzidos para posterior decodificação do deslocamento.

- a-1. Ensaio da máquina para levantamento da curva de fluxo enlaçado e obtenção analítica das curvas de torque e curva da corrente em função da posição angular e do fluxo enlaçado.
- a-2. Ensaio para levantamento das perdas no cobre, mecânicas e demais perdas da SRM.
- a-3. Desenvolvimento de um modelo funcional no Simulink<sup>TM</sup>.
- a-4. Validação do modelo para velocidade de 15000 *rpm*.
- b. A análise do problema da obtenção da posição rotórica com operação em velocidades elevadas está dividida nas fases:
  - b-1. Desenvolvimento de um estimador linear que permita obter posições do rotor entre as amostragens de leitura da posição angular e que forneça também a velocidade angular.
  - b-2. Validar as leituras da posição do rotor descartando leituras classificadas como incorretas mantendo a máquina operando com base nas amostras anteriores.
  - b-3. Combinar o estimador com o modelo proposto no item a.
- c. A investigação da operação da SRM como motor e gerador em alta velocidade terá como etapas:
  - c-1. Projeto e ajuste dos controladores de velocidade e corrente, baseado em técnicas utilizadas para os motores de corrente contínua.
  - c-2. Proposta de um sistema controle da potência gerada<sup>8</sup> a partir de valores ótimos dos ângulos de comutação para operação como velocidade variável.
- d. O desenvolvimento do hardware pode ser detalhado nas etapas abaixo:
  - d-1. Construção de um conversor eletrônico<sup>9</sup> para o acionamento da SRM contendo sensores de efeito hall isolados para a medição das correntes

---

<sup>8</sup> Este tópico reúne a maior parte das contribuições originais desta tese.

<sup>9</sup> Este objetivo já foi alcançado com a construção do conversor.

nos enrolamentos e da tensão no barramento CC, frequência de chaveamento de 10 kHz e compatibilidade com o DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28335 da placa “eZdsp™ F28335” fornecida pela *Spectrum Digital*.

- d-2. Construção de uma bancada para ensaios de variação de carga sobre o elo CC, formada por uma fonte CC, retificador, banco de capacitores e relés para chaveamento de diferentes cargas. A conexão de cargas ao barramento CC é feita para que sejam produzidos afundamentos de tensão no elo CC de forma que se possa avaliar a operação de restauração de afundamentos de tensão.
- d-3. Desenvolvimento de um sistema de interface para o *encoder* paralelo utilizado de forma a compatibilizá-lo com o *encoder* magnético que possui conexão SPI.
- d-4. Avaliar a detecção da posição angular da SRM com o uso de um *encoder* magnético que não possui atrito.
- e. A aplicação do protótipo para correção de afundamentos intencionais sobre o barramento CC se dará por:
  - e-1. Projeto de um controlador de tensão para correção de afundamentos de tensão.
  - e-2. Desenvolvimento de um sistema de teste de restauração de afundamentos de tensão para falhas de curta duração.

Para melhor delimitação das contribuições deste trabalho são elencadas algumas questões que não são objetivos deste trabalho:

- Projetar uma SRM cujos parâmetros estejam otimizados para operação em alta velocidade ou mesmo para aplicação em *flywheel*.
- Unificar os demais estudos e construir efetivamente o protótipo do armazenador cinético que é o estudo da linha de pesquisa.

### 1.3 Justificativa

Esta seção trata especificamente das razões que levaram à escolha da tecnologia de armazenamento cinético de energia, a opção pela máquina de relutância chaveada e a operação em alta velocidade.

#### **Armazenamento cinético de energia: *flywheels***

Os *flywheels* tem se mostrado promissores armazenadores de energia (BOLUND et al., 2007; STEPHAN et al., 2008) ganhando destaque especial em aplicações que dependam de pulsos de energia (DARRELMANN, 1999; TALEBI et al., 2009; TOLIYAT et al., 2005). Como exemplo de aplicação, tem-se a Beacon Power que é uma empresa especializada na construção de armazenadores de energia para melhoria da regulação de frequência, e que tem mantido um serviço de regulação de rede em Stephentown, NY, desde 2011, com uma planta contendo 200 (duzentos) *flywheels*, baseados em máquina de ímãs permanentes em totalizando a capacidade de 20 MW. Outra planta, com mesma capacidade, está sendo construída na Pensilvânia (WESOFF, 2013).

Outra empresa que apresenta soluções comerciais utilizando *flywheels* é a Toshiba com o produto ROTES, consistindo de uma máquina que opera com velocidade variável e também é aplicado para minimização de flutuações de frequência. A primeira unidade foi instalada na ilha de Okinawa, no Japão em 1996 (TOSHIBA, 2014).

Cabe explicar que nesse tipo de aplicação é desejado que a energia armazenada cineticamente no *flywheel*, possa ser devolvida ao sistema elétrico durante curtos intervalos de tempo. Ainda que a descarga aconteça rapidamente, seu carregamento pode ocorrer lentamente ficando praticamente imperceptível ao sistema através de uma absorção suave de potência (SOTELO et al., 2002).

Em decorrência dos avanços tecnológicos, este dispositivo tem despertado interesse na comunidade mundial (OLIVEIRA et al., 2011; SOTELO et al., 2002). Esse interesse pode ser justificado, por exemplo, pelas razões que seguem enumeradas (CONNOLLY, 2010):

- a. Possui longa vida útil e baixo índice de manutenção.

- b. Apresenta resposta dinâmica rápida.
- c. Possui alta compatibilidade com o meio ambiente.
- d. É um dispositivo que tem acompanhado as inovações tecnológicas. Além disso, as bases que justificam sua aplicação são bem conhecidas (STEPHAN et al., 2008).

Notavelmente os ciclos de carga e descarga praticamente não afetam sua vida útil (a). Além disso, a construção sobre mancais magnéticos e no vácuo eleva a durabilidade das partes.

Seus tempos de carga e descarga (b) podem ser mais curtos que os das baterias. Sua dinâmica está mais fortemente ligada ao elemento conversor eletromecânico e ao conversor eletrônico, do que à natureza mecânica que rege seu princípio de funcionamento. Isto reforça que tais características estão em sintonia com as inovações destas áreas.

Sua compatibilidade com o meio ambiente (c) agrega uma característica muito importante no tempo atual, em que muito se fala sobre sustentabilidade.

Sua consolidação ao longo das últimas décadas (d) revela um dispositivo confiável técnica e economicamente. Pesquisas mostram que suas relações de energia e potência com volumes e massas chegam a superar a de outros dispositivos como apresentado em (STEPHAN et al., 2008).

### **Operação em alta velocidade**

A possibilidade de operação em alta velocidade tem contribuído para obtenção de dispositivos menores, aumentando significativamente a quantidade de energia armazenada por unidades de volume e massa. O princípio que motiva a operação em altas velocidades angulares ( $\omega$ ) se baseia no fato da energia armazenada no volante de inércia ser diretamente proporcional ao quadrado de  $\omega$ , conforme

$$E_c = \frac{1}{2}J\omega^2, \quad (1.1)$$

onde  $J$  é o momento de inércia do volante.

A análise da operação em alta velocidade mostra muitas vantagens, porém associadas a obstáculos e restrições que devem ser observados:

A limitação da medição de velocidades elevadas pode ser resolvida com substituição do *encoder* mecânico por um *encoder* magnético, com a inserção de estimadores de posição ou ainda com o uso de técnicas *sensorless*.

- Um projeto mecânico mais exigente para minimização das vibrações, perdas por atrito e também dos aspectos de segurança.
- As perdas de origem magnética podem exigir a escolha de materiais magnéticos com laços de histerese mais estreitos (SOTELO et al., 2002).
- Do ponto de vista do rendimento, é aconselhável a utilização de mancais magnéticos e vácuo para minimização do atrito.

Os benefícios da operação dos *flywheels* em alta velocidade tem sido objeto de investigação por várias instituições de pesquisa nacionais e internacionais (OKOU et al., 2009; OLIVEIRA et al., 2011; SOTELO et al., 2002).

### **Conversor bidirecional: Máquina de relutância chaveada**

Nesta proposta o elemento responsável pela conversão bidirecional de energia na operação do *flywheel* é a máquina de relutância variável. Essa máquina elétrica (ainda que existam registros antigos de sua utilização) tornou-se viável a partir de 1970 e quando combinada com os modernos conversores eletrônicos torna-se um dispositivo muito versátil e robusto. Esta combinação denomina-se máquina de relutância chaveada (do inglês, *Switched Reluctance Machine* – SRM).

A escolha de uma SRM como elemento conversor de energia é motivada por:

- É uma máquina que pode operar como motor e gerador (SILVEIRA, A. W. F. et al., 2010; SILVEIRA et al., 2009) apenas modificando a estratégia de alimentação dos enrolamentos.
- Tem sido utilizada em aplicações com velocidades: baixa, média, alta e muito alta.
- Já é utilizada em aplicações comerciais e pesquisas apontam para constantes aperfeiçoamentos de seu funcionamento (KRISHNAN, 2001).

- Ausência de enrolamentos ou ímãs no rotor favorece a operação em alta rotação (KIYOTA et al., 2014; TORREY, 2002).
- Não necessita terras raras (CHIBA et al., 2011; KIYOTA et al., 2014).
- Não apresenta perdas magnéticas na ausência de correntes nos enrolamentos (TORREY, 2002).
- Construção simplificada.

Para aperfeiçoar a proposta já é cogitada a utilização de uma SRM com rotor externo (FUJISHIRO et al., 2006; HENNEN; DE DONCKER, 2007) em protótipos futuros. Isso implica diretamente na capacidade de armazenamento do *flywheel*, já que aumenta o valor do momento de inércia podendo dispensar o uso de massas adicionais na constituição do volante de inércia.

#### **1.4 Estrutura do texto**

Este texto está organizado conforme os seguintes capítulos:

- **CAPÍTULO 2: CONCEITOS GERAIS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA**  
 Neste capítulo serão revistos os conceitos fundamentais que compõem a proposta, bem como são analisadas algumas publicações relevantes que nortearam o trabalho. Além disso, alguns aspectos da proposta são detalhados e comparados com outras soluções e técnicas já propostas.
- **CAPÍTULO 3: SISTEMA DE CONTROLE, ESTIMADOR DE POSIÇÃO E ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO**  
 Apresenta-se neste capítulo a concepção do projeto e suas partes. A implementação do estimador linear é discutida e seguida pela análise da estratégia de chaveamento dos enrolamentos. O modelo em diagrama de blocos é utilizado para sintonizar os controladores de corrente e também é feito o projeto do controlador de velocidade. A operação em pulso único é analisada e são mapeados os ajustes dos ângulos de comutação nos modos motor e gerador. A análise da capacidade de geração e de sua ampliação também são discutidas.
- **CAPÍTULO 4: MODELAGEM COMPUTACIONAL, VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E APLICAÇÃO COMO RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO**

O modelo completo do sistema contendo todos os blocos funcionais e etapa de potência para realização dos ensaios de restauração de afundamentos de tensão é então utilizado para geração de resultados. É feita também a validação do modelo de simulação através de ensaios experimentais. São apresentados resultados do sistema para diferentes capacidades de potência. Rendimentos e perdas são analisados em relação à capacidade de potência gerada e também pela tensão de operação do barramento.

- **CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS**

Neste capítulo são apresentadas as conclusões obtidas nos estudos desenvolvidos e sugestões de estudos e trabalhos que podem decorrer desta proposta.

## **1.5 Publicações**

Decorrentes deste trabalho foram realizadas as seguintes publicações:

LANES, M. M.; ROLIM, L. G. B. Armazenador Cinético de Energia (*Flywheel*) Baseado em máquina de Relutância Chaveada Operando em alta Velocidade: Fundamentos, Controle E Aplicações. XIX\_Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2012. Anais... . Campina Grande, PB, 2012.

LANES, M. M.; ROLIM, L. G. B. "Evaluation of Switched Reluctance Drive System for High Speed Flywheel Energy Storage", IEEE Transactions on Energy Conversion (ISSN: 0885-8969), IEEE Power & Energy Society. (**Submetido**)

## 2 CONCEITOS GERAIS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados os fundamentos que servem de base para a proposta deste trabalho. Inicialmente serão revistos os princípios da mecânica que regem o comportamento do volante de inércia. Esses princípios revelam que a operação com alta velocidade angular aumenta a densidade da energia armazenada ao mesmo tempo que requer formas adequadas de sustentação da parte girante.

Discute-se diferentes tecnologias de mancais para alta velocidades, desde as limitações dos rolamentos esféricos até as possibilidades de uso de mancais eletromagnéticos.

Em seguida será explanado sobre o funcionamento da máquina de relutância variável (VRM, do inglês, *Variable Reluctance Machine*) que constitui parte fundamental desta pesquisa. Dessa explanação ficará evidente a necessidade da associação da VRM com outros dispositivos, em especial, um conversor eletrônico<sup>10</sup> para o acionamento dos enrolamentos e um sistema de sensoriamento para obtenção de leituras da posição do rotor e da velocidade angular do eixo. Tais dispositivos são também apresentados nesse texto. Faz-se análises das perdas da SRM, que são obtidas por ensaios e, posteriormente, estas perdas contribuem no modelo da máquina.

Serão discutidos alguns problemas associados à obtenção da posição rotórica em altas velocidades com apresentação de soluções que requerem adequada resolução do *encoder* e também compromisso com o esforço computacional da unidade de controle (JIN-WOO AHN et al., 2006; LEE et al., 2003; PARK et al., 2001).

Será feita uma revisão de bibliografias relevantes quanto a problemas modernos que prejudicam a qualidade da energia fornecida. Em especial são observadas questões

---

<sup>10</sup> A associação da VRM com o conversor eletrônico de potência é denominada máquina de relutância chaveada.

acerca de carga sensíveis aos afundamentos de tensão. São discutidos alguns dispositivos que implementam soluções de condicionamento de potência para minimização dos efeitos em cargas sensíveis.

Embora a restauração do afundamento de tensão ocorra no barramento CC, algumas técnicas de detecção de afundamento são revisadas, sendo utilizada a técnica de histerese para detecção da falha no elo CC.

## 2.1 Armazenador cinético

O princípio mecânico do *flywheel* é baseado no volante de inércia, conforme Figura 2.1.

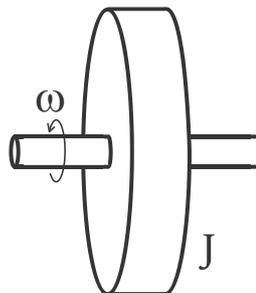


Figura 2.1: Volante de inércia elementar.

Nesta figura um disco com momento de inércia  $J$ , gira em torno de um eixo desenvolvendo uma velocidade angular  $\omega$ . De (1.1), que é repetida aqui, tem-se que a energia cinética armazenada é dada por

$$E_c = \frac{1}{2}J\omega^2.$$

Vale destacar que para uma dada variação da velocidade angular ocorrerá uma variação quadrática na energia armazenada. Esse fato motiva a operação em alta velocidade.

Se a velocidade do volante é modificada de um valor inicial  $\omega_i$  para uma velocidade  $\omega_f$ , então a variação de energia cinética do sistema é dada por

$$\Delta E_c = \frac{1}{2}J(\omega_f^2 - \omega_i^2). \quad (2.1)$$

Por outro lado, a operação em alta velocidade cria muitos obstáculos para o desenvolvimento do dispositivo conforme apresentado na Seção 1.3. Esses aspectos complicadores serão discutidos nas próximas seções.

## 2.2 Mancais para altas velocidades

Uma massa girando em alta velocidade irá requerer, do ponto de vista prático, que sua sustentação apresente atritos minimizados tendo em vista que as perdas por atrito são proporcionais à velocidade. As subseções a seguir analisam algumas soluções para este problema.

### Rolamentos esféricos metálicos

Nos rolamentos de esfera as perdas podem ser calculadas (SKF GROUP, 2012)<sup>11</sup> por

$$P_A = 1,05 \cdot 10^{-4} M_f \cdot \omega_{rpm}, \quad (2.2)$$

onde  $P_A$  são as perdas por atrito em W,  $M_f$  é o momento de fricção em Nmm<sup>7</sup> e  $\omega_{rpm}$  é a velocidade angular em rpm.

Uma forma aproximada<sup>12</sup> para se determinar o momento de fricção é

---

<sup>11</sup> As unidades utilizadas estão conforme fabricante do rolamento apresentando diferenças em relação ao Sistema Internacional (SI).

<sup>12</sup> Sob determinadas condições: (i) carga equivalente do rolamento  $P \approx 0,1 C$ , onde C é a capacidade nominal de carga, (ii) boa lubrificação e (iii) condições de funcionamento normais.

$$M_f = 0,5 \cdot B_A \cdot P \cdot d_i, \quad (2.3)$$

onde  $B_A$  é o valor do coeficiente de fricção para o rolamento conforme Tabela 2.1,  $P$  é a carga dinâmica equivalente do rolamento em N e  $d_i$  é o diâmetro interno do rolamento em mm. A Tabela 2.1 apresenta os coeficientes de fricção típicos para alguns modelos de rolamentos.

Tabela 2.1: Coeficiente constante de fricção  $\mu$  para rolamentos não vedados

Tipo de rolamento	Coeficiente de fricção ( $B_A$ )
Rolamentos rígidos de esferas	0,0015
Rolamentos de esferas de contato angular	
- uma carreira	0,0020
- duas carreiras	0,0024
- rolamentos de esferas de quatro pontos de contato	0,0024
Rolamentos autocompensadores de esferas	0,0010
Rolamentos de rolos cilíndricos	
- com gaiola	0,0011
- sem gaiola	0,0020
Rolamentos de agulhas	0,0025
Rolamentos de rolos cônicos	0,0018

Informações resumidas de tabelas de especificações retiradas do sítio da [www.skf.com](http://www.skf.com).

Dentre os diversos tipos de rolamentos metálicos existentes somente os rolamentos dos tipos (i) rígidos de esferas e os (ii) compensadores de esferas conseguem atingir velocidades mais significativas (SKF GROUP, 2012). Existem algumas dificuldades em se estabelecer limites exatos para esses dispositivos tendo em vista que tais valores estão muito ligados às forças atuantes no conjunto, o sistema de lubrificação e, em especial, os diâmetros dos eixos. A dimensão dos eixos está muito relacionada com as forças presentes no sistema e com a segurança. Portanto, são desejáveis eixos com maiores diâmetros, o que aumenta a velocidade periférica e conduz a projeto de dispositivos com menores velocidades de rotação. Consequentemente os dispositivos comerciais baseados nessa tecnologia não alcançarão sequer a velocidade de 30.000 rpm para projetos com eixos de maiores dimensões.

## Rolamentos esféricos cerâmicos

Existe a opção dos rolamentos cerâmicos que são dispositivos com tecnologia mais recente. Consultando um fabricante desses dispositivos verificou-se a disponibilidade de rolamentos com as características resumidas pela Tabela 2.2 (NSK, 2011).

Tabela 2.2: Resumo da série 79 de rolamentos cerâmicos do fabricante NKS.

Identificador (Série)	Diâmetro interno ( $d$ ) mm	Velocidades máximas, rpm	
		Graxa	Óleo
7900C	10	71.900	109.400
7904C	20	40.400	61.500
7909C	45	20.400	31.000
7911C	55	14.900	22.300

Estes dados despertam interesse por essa tecnologia, pois vêm ao encontro de problemas que se verificam no desenvolvimento do *flywheel* de alta velocidade. Mas existem ainda questões como a lubrificação, limpeza de resíduo de óleo e graxa, vida útil e periodicidade de manutenção que precisam ser devidamente avaliados.

## Mancais a ar

Os mancais a ar pertencem à categoria de mancais lubrificados através de filme de fluidos e são classificados, em relação ao contato com o fluido, como: (i) mancais fluidodinâmicos e (ii) mancais fluidostáticos.

Os mancais fluidodinâmicos são aqueles que a separação entre as partes fixa e girante é feita sobre a película lubrificante. Nos mancais fluidostáticos o fluido é pressionado externamente sobre estes elementos por uma bomba ou compressor. As combinações destas tecnologias também são opções adotadas em algumas aplicações (STOETERAU, 2004).

Os fluidos lubrificantes são em geral líquidos ou gases. Esta primeira categoria apresenta desvantagens relacionadas aos limites de velocidade em virtude do calor gerado sobre o líquido lubrificante. Isto acaba por requerer sistemas adicionais de resfriamento. Além disso, o efeito corrosivo constitui outro obstáculo para o uso

industrial. O óleo ainda é considerado um dos lubrificantes mais adequados, mas com a utilização de estruturas cerâmicas para formação de mancais, esta tecnologia está sendo reavaliada. Na categoria dos gases, o ar é o lubrificante mais utilizado em virtude de sua viscosidade ser consideravelmente inferior à dos líquidos, o que tem dado destaque em algumas aplicações como nos HDs (*hard-discs*) utilizados em computadores (KHONSARI; BOOSER, 2008). O uso de ar tem sido uma opção interessante, pois dispensa sistemas de coleta e resfriamento (STOETERAU, 2004).

Os mancais de ar são classificados em (PRECISION, 2003):

- a. Mancais aerodinâmicos: são aqueles em que a camada de ar é formada pelo próprio movimento da parte girante em virtude de seu aspecto construtivo. Normalmente esses mancais apresentam problemas com baixa velocidade devido à baixa viscosidade do ar.
- b. Mancais aerostáticos: a camada lubrificante é formada pela pressurização externa. É o mancal que tem se destacado em várias aplicações, sendo suas principais características: (i) atrito de partida desprezível e atrito viscoso muito pequeno, (ii) geração de calor quase nula (em quaisquer velocidades), (iii) ausência de desgastes das partes e (iv) vibrações mínimas.

Ainda que as perdas relativas aos mancais possam ser desprezadas, a necessidade da presença de algum tipo de gás compromete projetos, do ponto de vista da vedação, em que outras partes girantes devam operar no vácuo.

### **Mancais eletromagnéticos**

Uma alternativa que se mostra muito adequada para operações em alta velocidade é o uso de mancais eletromagnéticos. Estes dispositivos são classificados em:

- a. Mancais magnéticos ativos: a posição do rotor é ajustada através de bobinas que controlam as forças que atuam sobre ele. São utilizados sensores para informar a posição do rotor ao sistema de controle. Rolamentos auxiliares são utilizados por questões de segurança. Como vantagem registra-se que esta é uma tecnologia já bem difundida e permite operações em velocidades elevadas. A precisão

requerida pelo sistema de controle e os custos envolvidos são desvantagens observadas.

- b. Mancais de ímãs permanentes: se baseiam nas forças de atração e repulsão existentes nos ímãs permanentes. Em razão da ausência de elementos atuadores, o sistema opera em modo passivo podendo ser levado a condições de instabilidade. Requerem um ponto de apoio para assegurar a posição de operação. A associação deste com outros tipos de mancais tem sido utilizada em algumas aplicações.
- c. Mancais eletrodinâmicos (LOPES, 2014): o princípio destes mancais é baseado na produção de correntes de Foucault originadas do movimento do rotor em relação ao referencial fixo do mancal. Os campos magnéticos necessários para a operação têm origem através da alimentação das bobinas, tipicamente em corrente alternada, ou por ímãs permanentes. Neste último caso deve-se considerar o limite de velocidade mínima (valor crítico) do rotor para que as forças de sustentação permitam que o sistema opere adequadamente. Algumas vantagens que se observam neste tipo de mancal são os custos reduzidos e a simplicidade construtiva, porém a existência de uma velocidade mínima e menor capacidade de sustentação de carga são desvantagens agregadas a esta tecnologia.
- d. Mancais magnéticos supercondutores (SOTELO, 2007): os mancais supercondutores normalmente combinam ímãs permanentes e outras partes, em forma de blocos, com as propriedades supercondutoras. A interação destes elementos produz forças de repulsão e ainda forças de atração associadas à operação dos supercondutores. Desde o desenvolvimento dos supercondutores de alta temperatura crítica ( $\approx 90 K$ ), várias aplicações têm decorrido, aproveitando suas propriedades, em especial, envolvendo levitação magnética. O resfriamento pode ser feito por nitrogênio líquido. A estabilidade passiva se destaca entre as vantagens desta tecnologia enquanto que o custo dos blocos supercondutores ainda é uma desvantagem.

Os dispositivos baseados nestas tecnologias abrem novas possibilidades para diversos tipos de aplicações, tendo em vista que o único atrito existente é com o ar, situação essa que pode ser solucionada com a operação no vácuo.

Visando aprimorar a construção do armazenador cinético de energia, algumas propostas de estruturas vêm sendo discutidas a fim de se obter um protótipo que agregue: (i) a operação em alta velocidade, (ii) o aumento da energia armazenada por unidade de volume utilizando a SRM com rotor externo e (iii) sensor de posição integrado. Uma das estruturas estudadas é ilustrada pela Figura 2.2.

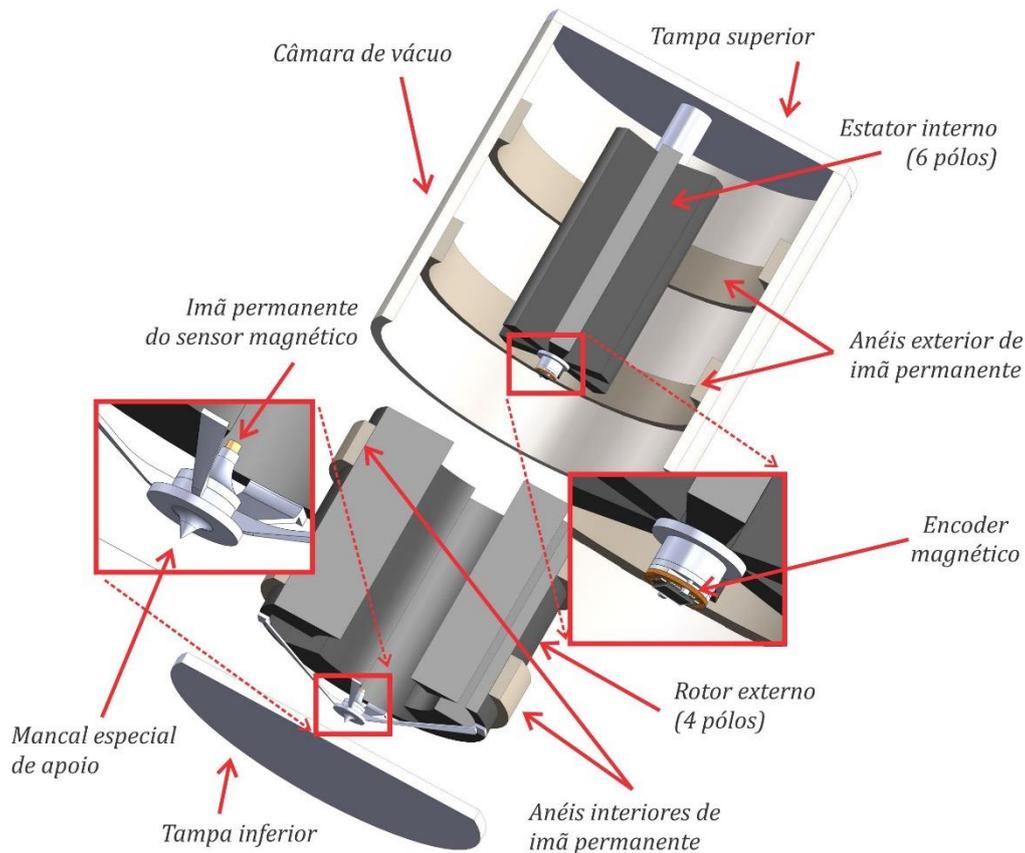


Figura 2.2: Estrutura de uma proposta para o *flywheel* de rotor externo.

Nesta figura é apresentada uma possibilidade construtiva para o *flywheel* estudado. O rotor externo é posicionado radialmente pelos anéis de ímãs permanentes internos e externos por repulsão, um mancal de apoio realiza a sustentação axial inferior (ampliação do detalhamento próximo à tampa inferior). No APÊNDICE D é apresentado um esboço de rotor externo com respectivas dimensões para que se possa observar a considerável redução de dimensões da máquina com a utilização deste tipo de estrutura.

A placa do sensor magnético está fixada na extremidade inferior do rotor que também é ampliada para maior clareza de detalhes. O ímã permanente do sensor que está preso no rotor e gira, sem contato mecânico, sobre o circuito integrado<sup>13</sup> da placa do sensor é mostrado juntamente com o detalhamento do mancal especial inferior. A Seção 2.4 irá apresentar o tema sensoriamento analisando opções para obtenção da posição angular em velocidades altas, tipicamente entre 10.000 rpm e 100.000 rpm. Os enrolamentos da SRM foram omitidos nesta figura, porém são alocados sobre os polos do estator.

### **2.3 Máquina de relutância variável**

A SRM é um invento moderno que foi proposto para acionamentos de velocidade variável (NASAR, 1969), porém existem registros de aplicação do princípio de funcionamento baseado em relutância variável de 1838 (MILLER, 1993). Desde os anos 70 vários trabalhos (CARDENAS et al., 2006; FRENCH, 1984; HOFMANN et al., 2011; KRISHNAN, 2001; LIPTAK et al., 2008; MILLER, 1993; M.R. HARRIS et al., 1981; RAY; DAVIS, 1979; SILVEIRA, A. W. F. V. et al., 2010) têm sido publicados visando o aperfeiçoamento tanto do projeto quanto do controle das máquinas de relutância variável, resultando em um maior domínio de suas características e permitindo utilizá-la em diversas aplicações.

Atualmente os SRM são utilizados em aplicações diversas que requerem desde a condição de velocidade variável em sistemas rotacionais, estendendo também aos deslocamentos baseados em motores lineares (DOMINGOS et al., 2003; KRISHNAN, 2001). Em ambos os casos o conhecimento da posição da parte móvel é intrínseco ao seu funcionamento.

---

<sup>13</sup> Existe uma distância entre o ímã permanente do sensor ao circuito integrado que deve ser respeitada. Esta distância pode ser obtida através da folha de dados do dispositivo e varia entre os modelos disponíveis, porém, seu valor típico é da ordem de dois milímetros (2 mm).

## Princípio de funcionamento

Uma forma bastante difundida para descrever o princípio da operação da SRM é através do funcionamento de um solenoide (MARQUES, 2002) como apresentado na Figura 2.3.

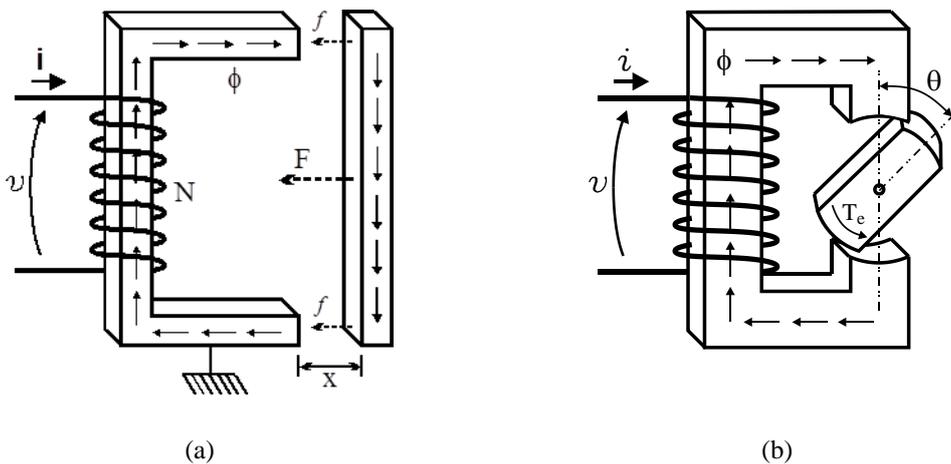


Figura 2.3: Solenoide com núcleo ferromagnético: (a) movimento linear e (b) movimento rotacional.

O sistema representado pela Figura 2.3-(a) é composto mecanicamente por um enrolamento constituído de N espiras e por dois núcleos ferromagnéticos U e I, em que o primeiro é fixado ao plano do sistema estudado tornando-se imóvel e o outro pode ser movido com a ação da força  $\vec{F}$ . Pelo enrolamento circula uma corrente elétrica de intensidade  $i$  permitindo expressar a energia elétrica que entra no sistema como  $W_e = \int v i dt$ , onde  $v$  é a força eletromotriz (f.e.m.) induzida nos terminais do enrolamento. Como a f.e.m. corresponde à variação do fluxo no tempo intensificada pelo número de espiras, chega-se que a energia elétrica pode ser descrita em termos da força magnetomotriz como

$$W_e = \int F dx = W_f + W_m + W_p. \quad (2.4)$$

Esta energia corresponde à soma da energia armazenada no enrolamento em forma de campo magnético ( $W_f$ ), a energia mecânica ( $W_m$ ) associada ao movimento do núcleo I em um deslocamento  $x$  e com a energia que é convertida em formas indesejáveis no processo sendo consideradas como perdas na conversão ( $W_p$ ), as quais

serão desconsideradas nessa análise. A forma diferencial de (2.4) permite expressar as energias elétrica e magnética em função do fluxo enlaçado e da corrente (STEPHAN, 2009), resultando na dependência das mesmas variáveis para o termo da diferencial mecânica. A modificação das relações entre fluxo enlaçado e corrente para indutância (MILLER, 2001; STEPHAN, 2009) e aplicando a diferencial da posição resulta que

$$\frac{dW_m}{dx} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx}, \quad (2.5)$$

onde  $L$  é a indutância associada ao enrolamento e  $dW_m/dx$  é a força mecânica associada ao movimento do núcleo I.

Este resultado é útil para o equacionamento do motor de relutância variável com movimento linear cuja operação elementar é mostrada na Figura 2.3-(a).

A Figura 2.3-(b) é o resultado da substituição do núcleo I da Figura 2.3-(a) por um rotor e da modificação do núcleo U formando o estator. Neste caso a força mecânica corresponde ao torque eletromagnético enquanto que o deslocamento linear  $x$  é substituído pelo movimento angular associado a  $\theta$ , fornecendo

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta}, \quad (2.6)$$

onde  $L = f(\theta, i)$  é a indutância de fase que é função da corrente e da posição angular.

A forma mais genérica de (2.6), agora expressa para um movimento circular, é

$$T_e(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta}, \quad (2.7)$$

onde  $W'(\theta, i) = \int_0^i \Psi(\theta, i) di$  é a co-energia e  $\Psi(\theta, i)$  é o fluxo enlaçado.

A Equação (2.6) revela que a produção de torque é dependente da corrente e da indutância de fase associada ao enrolamento. Para uma situação em que a corrente seja mantida constante, em condições de não saturação magnética, a variação da indutância<sup>14</sup> com a posição angular é mostrada pela Figura 2.4.

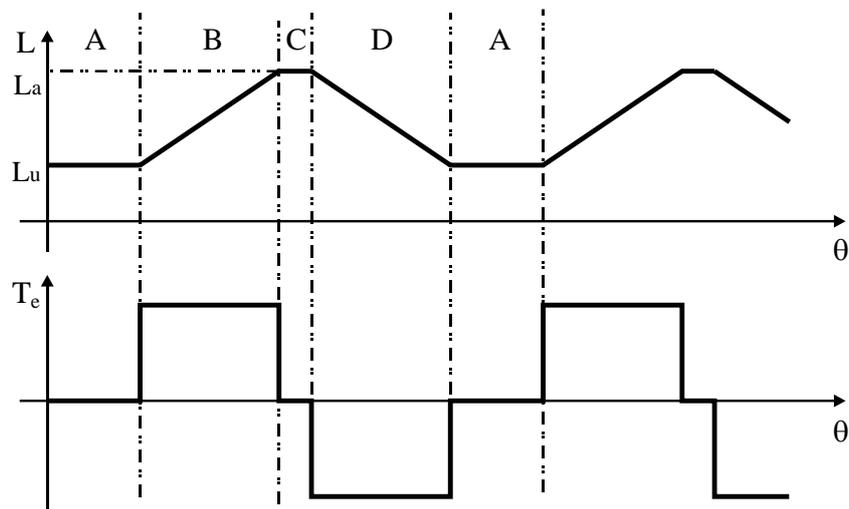


Figura 2.4: Indutância do enrolamento e torque eletromagnético em relação à posição angular.

Nesta figura as regiões “A” e “C” são caracterizadas por possuírem indutâncias constantes. Na região “A” o valor da indutância de fase é mínimo ( $L_u$ ), pois corresponde à condição de máximo desalinhamento do rotor, o qual ocorre para o ângulo elétrico  $\theta = \pm 90^\circ$  conforme Figura 2.3-(b). O valor máximo da indutância ( $L_a$ ) ocorre quando os polos do rotor estão alinhados com os polos do estator ( $\theta = 0^\circ$  e  $\theta = 180^\circ$ ) correspondendo à região “C”. Os polos do estator cobrem completamente os polos do rotor e caso esses polos possuam dimensões idênticas essa região é reduzida a somente um ponto. A região “B” representa o intervalo de alinhamento em que o rotor se desloca em direção ao estator apresentando, portanto, valores crescentes de

<sup>14</sup> O perfil da indutância da Figura 2.4 consiste de uma simplificação. A característica da função  $L(\theta, i)$  é muito importante na análise da SRM (ANDRADE; KRISHNAN, 2001; OLIVEIRA et al., 2003).

indutância. Por fim a região “D” registra a fuga do polo do rotor da cobertura pelo polo estator levando a um decaimento do valor da indutância.

As regiões “B” e “D” apresentam valores de indutâncias que variam linearmente com a posição. Essa característica construtiva é interessante, pois permite que o termo derivativo de (2.6) seja reduzido a uma constante. Conseqüentemente o controle do torque pode ser feito através do controle da corrente em situações de não saturação magnética.

Para que o rotor possa girar continuamente é necessário que o torque seja mantido sempre num mesmo sentido sem valores nulos. Para isso as regiões “A” e “C” se tornam inadequadas para a permanência do rotor já que não apresentam torque. Por outro lado, as regiões “B” e “D” garantem o movimento do rotor ( $T_e \neq 0$ ) nas operações como motor e gerador, respectivamente. Já que é necessário que um dado par de polos transite por todas essas regiões, torna-se conveniente o acréscimo de outros polos a fim de permitir que seja desenvolvido torque nos intervalos em que esse se torna nulo ou com direção oposta. A Figura 2.5 ilustra esta construção.

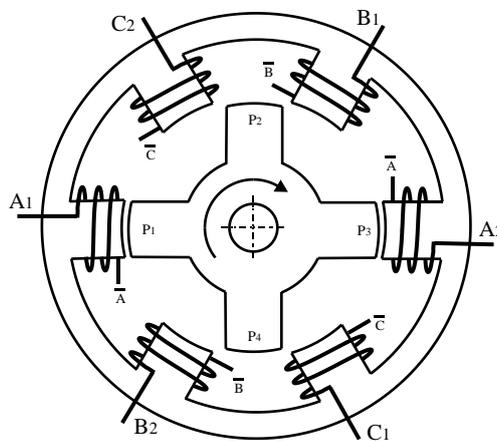


Figura 2.5: Construção elementar de um motor de relutância variável 6/4.

Este diagrama representa um motor de relutância variável rotacional com 6 polos no estator e 4 polos no rotor. Nesta figura o par ímpar de polos rotóricos ( $P_1; P_3$ ) está alinhado com o par de polos ( $A_1; A_2$ ), o que representa a ausência de torque associado à fase A. Para girar o rotor no sentido horário<sup>15</sup> deve-se excitar o enrolamento B e reduzir a corrente no enrolamento A até zero, fazendo com que o par de polos ( $P_2; P_4$ ) se desloque até que fique alinhado com o par de polos ( $B_1; B_2$ ). Quando isso ocorrer os polos ( $P_1; P_2$ ) ficam desalinhados com quaisquer pares de polos do estator. A continuidade do movimento requer que esses polos desalinhados sejam movidos em direção a um novo alinhamento, dessa vez os polos ( $C_1; C_2$ ) devem ser escolhidos para manter o sentido da rotação. Essa etapa estará completa quando o alinhamento for total, o que fará com que os polos pares do rotor estejam desalinhados com os polos do estator. Por fim o enrolamento A deverá ser alimentado para completar a volta do rotor.

Neste processo vale ressaltar que quando um enrolamento é energizado, ao mesmo tempo em que os respectivos polos do estator estão desalinhados com os polos rotóricos, sobre o rotor é desenvolvido torque confirmando seu deslocamento. Entretanto haverá um enrolamento associado aos polos alinhados com o rotor que deverá ser desenergizado.

Os resultados dessa construção sobre as indutâncias de fase e sobre o torque são apresentados na Figura 2.6.

Nesta figura é possível observar que para qualquer variação da posição angular  $\theta$  é possível encontrar um par de polos rotóricos alinhando com polos do estator, ou seja, essa é a condição em que a indutância de fase cresce e a máquina opera como motor. O mesmo acontece com as regiões de indutâncias decrescentes em que a máquina opera como gerador. Como resultado o torque eletromagnético foi mantido constante em uma análise idealizada.

---

<sup>15</sup> A Figura 2.8 contribui na descrição do movimento do rotor da SRM.

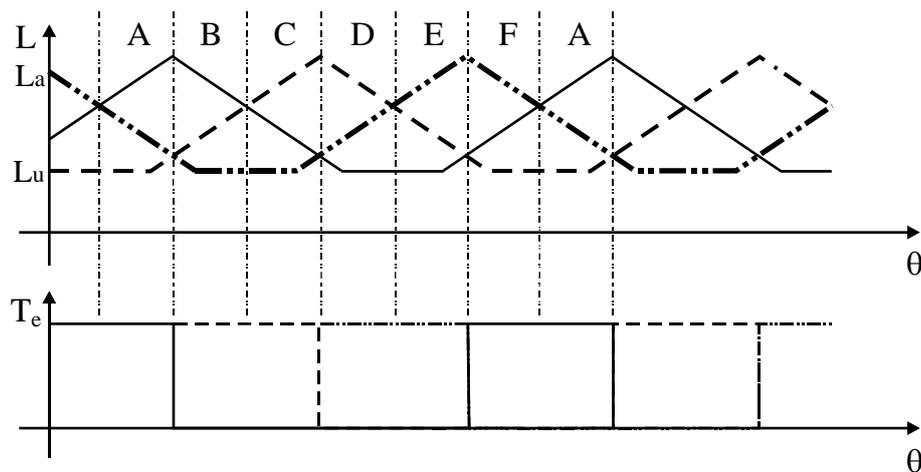


Figura 2.6: Indutâncias dos enrolamentos de fase e torque eletromagnético em relação à posição angular para uma representação idealizada de uma SRM 6/4.

### Considerações sobre a geometria da máquina e a escolha da SRM 6/4

Na Figura 2.5 foi apresentada uma topologia construtiva típica de alguns motores de relutância variável. Entretanto esse esquema constitui apenas um exemplo restrito do que se conhece atualmente sobre as topologias desse tipo de máquina (DESAI et al., 2010; JINUPUN; CHI-KWONG LUK, 1998; KRISHNAN, 2001; LI et al., 1996; LI; TANG, 1997; POWELL et al., 2003). Não é objetivo deste texto apresentar técnicas e análises acerca do projeto dos SRM nem mesmo discutir a relação das características de uma máquina em relação a suas aplicações. Contudo, cabe registrar que as características construtivas das máquinas de relutância determinam e influenciam fortemente os sistemas a ela conectados. A título de exemplo o motor apresentado possui três fases totalizando seis polos estatóricos e quatro polos rotóricos enquanto que muitas outras combinações são possíveis variando o número de fases e o número de polos do rotor, entre outros aspectos construtivos (KRISHNAN, 2001; MILLER, 2001).

Em (KRISHNAN, 2001; MILLER, 1993) são apresentadas várias informações acerca do projeto de máquinas de relutância variável. Mais recentemente (DESAI et al., 2010) apresentam uma proposta de construção geométrica do SRM em que o número de polos do rotor é sempre maior que o número de polos do estator tendo obtido resultados interessantes na minimização das oscilações de torques. Uma proposta de uma máquina

com topologia baseada em duplo estator foi proposta por (ABBASIAN et al., 2010) apontando melhor desempenho no processo de conversão de energia. Não tão recente assim (MAO; TSAI, 2005) propõe uma modificação no formato do estator denominada “C-Core” visando melhorar o desempenho da máquina em especial nas condições de núcleo saturado e (BHIWAPURKAR et al., 2005) apresenta modificações na geometria do estator obtendo resultados quanto à minimização das oscilações de torque.

Comparando as topologias regulares de SRM verifica-se que a classificação em relação do número de fase e polos é um direcionador importante para o tipo de aplicação. (SOTELO et al., 2002) discute estruturas de SRM visando a aplicação como *flywheel*.

As máquinas monofásicas são interessantes do ponto de vista do chaveamento, pois requerem menor número de chaves, o que reduz os custos de fabricação, e também simplificam o controle. Como desvantagem estas máquinas apresentam torque mais oscilante, que contribui para surgimento de vibrações, e maior região de torque nulo, o qual dificulta a partida da máquina em certas posições rotóricas. Modificações para superar estas desvantagens são propostas porém sempre agregadas a modificações da geometria e acréscimos de componentes que acabam por comprometer a (i) “simplicidade construtiva” com a adição de ímãs para forçarem que o rotor sempre pare em posições estratégicas, com enrolamentos adicionais ou geometria não regulares e (ii) aumentando a complexidade do controle, distanciando das formas regulares clássicas.

Topologias bifásicas também foram investigadas por (SOTELO et al., 2002) e verifica-se que ainda a eliminação do torque nulo de partida é um desafio. Além disso, as oscilações de torque são muito representativas. Este tipo de topologia não deve ser desconsiderado para aplicações em *flywheels*, necessitando estudos mais apurados para isto, tendo em vista as modificações propostas na literatura.

As topologias trifásicas apresentam menores regiões de torque nulo além de menores oscilações de torque. Uma possibilidade para maximizar estas duas características seria o aumento do número de fases. Porém as topologias com maior número de fases vão recair nas limitações em se aumentar a frequência de chaveamento. Outra possibilidade seria o aumento do número de polos por fase mas que também

requer aumento de chaveamento e, por outro lado, reduz o espaço disponível para os enrolamentos.

Em decorrência disto foi escolhida uma SRM 6/4 para estudo das contribuições deste trabalho (Figura 2.7).

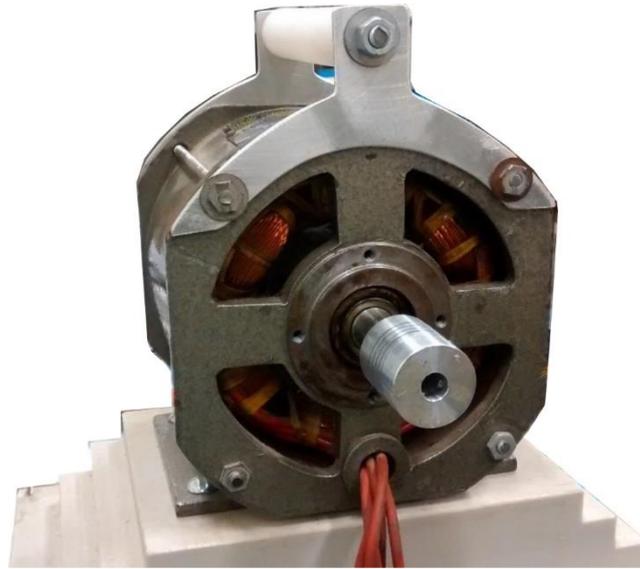


Figura 2.7: Foto da SRM 6/4 utilizada no protótipo.

Outras ilustrações do protótipo serão apresentadas no Capítulo 4 além das curvas da máquina e de sua modelagem que estão no APÊNDICE C.

### **Considerações sobre a operação da SRM**

A operação da SRM, tanto como motor quanto gerador (FLEURY et al., 2007), depende de uma correta estratégia de alimentação dos enrolamentos. Para que os enrolamentos sejam adequadamente alimentados é necessário o conhecimento da

posição do rotor<sup>16</sup>. Dependendo da aplicação, algumas grandezas devem ser monitoradas ou controladas durante o funcionamento da SRM, das quais se destacam:

- a. Corrente nos enrolamentos.
- b. Ângulos de comutação das correntes nos enrolamentos.
- c. Torques instantâneo e médio.
- d. Velocidade angular.

Uma consequência comum da comutação de corrente entre os enrolamentos é a produção de torque oscilante, o que pode contribuir para o aumento de vibrações. Para minimizar as oscilações de torque, via estratégia de controle, atua-se normalmente na referência da corrente e com antecipações na alimentação e desligamento dos enrolamentos.

A SRM apresenta comportamento fortemente não linear em virtude dos efeitos da saturação magnética do núcleo, o que motiva estudos para melhoramento do controle e operação, como proposto por (HENRIQUES et al., 2000) em que é avaliado um o uso de um controlador *neuro-fuzzy* para minimizar as oscilações de torque com atuação nos ângulos de comutação.

A antecipação na alimentação objetiva que já exista a corrente desejada quando a máquina estiver na região de operação escolhida para produzir torque num determinado sentido. De forma similar, a antecipação do desligamento é feita ainda na região escolhida para assegurar que não existam correntes significativas quando o rotor entrar na região oposta.

Durante a comutação do acionamento dos enrolamentos é usual que dois deles estejam energizados simultaneamente. Mesmo durante esta condição, estudos mostram que os efeitos de indutâncias mútuas podem ser desprezados em razão da geometria da

---

<sup>16</sup> A Seção 2.4 irá tratar especificamente desse assunto.

máquina (KRISHNAN, 2001, sec. 5.4.5; MILLER, 2001, p. 38). Por consequência, a tensão em um enrolamento pode ser descrita por

$$V_d = r_f \cdot i + \frac{d\Psi(\theta, i)}{dt}, \quad (2.8)$$

onde  $V_d$  é a tensão do barramento,  $r_f$  é a resistência genérica dos enrolamentos ( $r_{fa}, r_{fb}, r_{fc}$ ) e  $\Psi$  é o fluxo enlaçado.

A Equação (2.8) aparece na literatura de forma linearizada como

$$V_d = r_f \cdot i + L \frac{di}{dt} + \omega i \frac{dL}{d\theta}. \quad (2.9)$$

Se os polos convergem para o alinhamento, a indutância cresce e sua derivada parcial é positiva resultando em torque positivo. Quando os polos estão se afastando, a derivada parcial de  $L(\theta, i)$  é negativa e o torque produzido também é negativo. Pode-se notar que tanto a indutância de fase quanto sua derivada em relação a  $\theta$  contribuem na determinação do torque (2.6) e na equação da máquina (2.9). Em função disto muitas pesquisas buscam conhecer a característica da indutância tanto em função da corrente quanto em função da posição do rotor (BAMBA et al., 2007; OLIVEIRA et al., 2001; TREEK et al., 2009; ZHANG et al., 2006). A Figura 2.8 mostra a variação de  $L(\theta, i)$  com  $\theta$ , na faixa possível de variação de um polo e com a corrente  $i$ , para diferentes valores de correntes de testes.

A indutância diminui com o aumento da corrente devido à saturação no núcleo magnético e seu valor cresce quando o polo está mais próximo de  $0^\circ$  (alinhamento máximo).

A forma escolhida para simulação da SRM é baseada no uso de dados tabelados contendo as principais curvas da máquina. Os valores intermediários são obtidos por funções de aproximação linear por partes (PWL, do inglês, *piece-wise linear*) (CHUA; DENG, 1988). A forma canônica apresenta como vantagem que o mapeamento das curvas ou superfícies é feito diretamente por uma função que já implementa a

interpolação e extrapolação. A extrapolação é feita a partir do coeficiente angular do segmento da reta definida pelo último conjunto de dados.

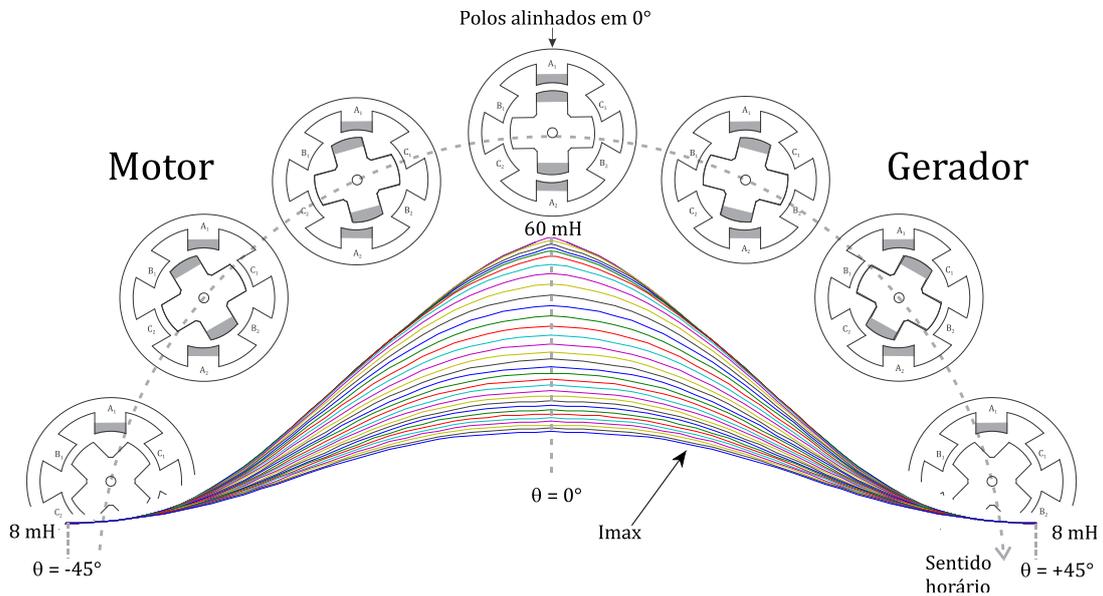


Figura 2.8: Curvas de  $L(\theta, i)$  com  $\theta$  variando de  $-45^\circ$  a  $+45^\circ$  e  $i$  de 0 a 12 A em passos de 0,34 A.

Uma alternativa para a estimação do fluxo enlaçado é o cálculo de

$$\Psi = \int (V_d - r_f \cdot i) dt. \quad (2.10)$$

O maior interesse prático desta equação é na sua forma discretizada.

### Modelagem da SRM

O modelo de simulação adotado para a SRM é mostrado na Figura 2.9.

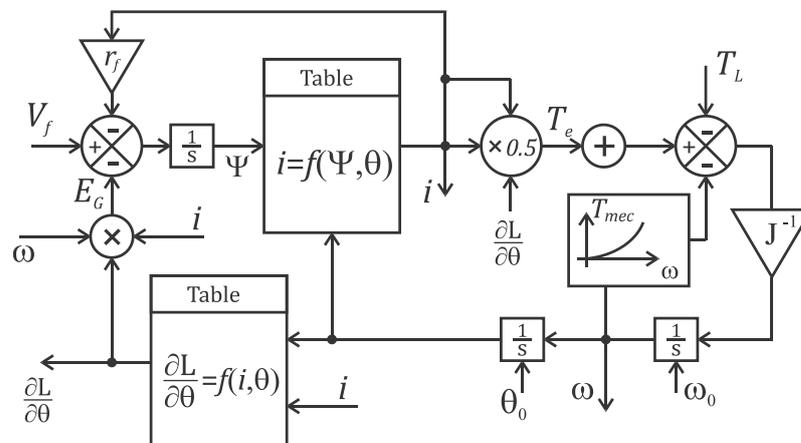


Figura 2.9: Modelagem do conjunto SRM e volante de inércia.

A tensão do barramento CC ( $V_f$ ) alimenta os enrolamentos. O fluxo enlaçado  $\Psi$  é determinado integrando a diferença da tensão de entrada com a queda resistiva nos condutores ( $r_f i$ ). A posição inicial  $\theta_0$  e a velocidade de partida ( $\omega_0$ ) são arbitradas. Através de  $\theta$  e  $\Psi$  obtém-se a corrente pela tabela  $i = f(\Psi, \theta)$ . O torque eletromagnético é obtido por (2.6). O torque total é a soma dos torques de cada enrolamento. A diferença do torque eletromagnético total com o torque mecânico  $T_{mec}$  (adotando  $T_L = 0$ ), dividida pelo momento de inércia  $J$ , desenvolverá no rotor uma aceleração angular  $\alpha$  até que a velocidade  $\omega$  se estabilize. A tabela  $\frac{\partial L}{\partial \theta} = f(\theta, i)$  contribui no cálculo da f.c.e.m. e sua curva é apresentada na Figura C.20.

### Perdas na SRM

As perdas da SRM podem ser divididas em três partes principais:

- a. Perdas no cobre.
- b. Perdas mecânicas.
- c. Perdas magnéticas.

As perdas por efeito joule nos enrolamentos são dadas por

$$P_r = r_f \cdot i^2, \quad (2.11)$$

onde  $r_f$  é a resistência do enrolamento e  $i$  a corrente. A determinação do valor de  $r_f$  é descrita no APÊNDICE C.

Utilizou-se um modelo composto por atrito seco, que ocorre no contato de superfícies não lubrificadas, e atrito viscoso, que é o atrito com o meio. Desta forma, as perdas mecânicas podem ser determinadas por

$$P_{mec} = A\omega_r + B\omega_r^2, \quad (2.12)$$

onde  $A$  é o torque do atrito seco, que é constante, e  $B\omega_r$  é o torque do atrito viscoso.

Desta relação pode-se obter o torque mecânico associado às perdas de natureza mecânica como

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_r}, \quad (2.13)$$

Os coeficientes dos atritos seco e viscoso, A e B, respectivamente, foram determinados, juntamente com o momento de inércia, através de ensaios conforme descrito no APÊNDICE C (Seção C.2). O ensaio realizado foi de desaceleração do rotor, a vazio e sem corrente nos enrolamentos, como apresentado em (ILINA, 2011).

As perdas de origem magnética ( $P_{mag}$ ) aumentam em altas velocidades, podendo ser decompostas em (i) perdas por histerese, (ii) perdas por correntes parasitas e (iii) perdas excedentes. Estas perdas podem ser determinadas fazendo

$$P_{mag} = P_{in} - P_r - P_{mec} - P_{out}, \quad (2.14)$$

onde  $P_{in}$  corresponde à potência elétrica fornecida à SRM pelo barramento CC e  $P_{out}$  é a potência de saída.

Devido à dificuldade em estabelecer uma relação precisa das perdas magnéticas em função da corrente e da velocidade do rotor, estas perdas serão suprimidas do modelo computacional. Mas para se verificar a ordem de grandezas destas perdas, seus valores foram obtidos em alguns ensaios cujos resultados são apresentados no APÊNDICE C (Seção C.4).

## 2.4 Obtenção da posição rotórica em altas velocidades

Nas subseções seguintes são analisadas algumas técnicas para obtenção da posição angular para uso com o *flywheel* de alta velocidade.

### ***Encoder com eixo sustentado por contato mecânico***

Pelas mesmas razões observadas quanto à sustentação do *flywheel* em velocidades elevadas, se dá o problema da medição da posição angular através de *encoder* com contatos mecânicos. Os esforços sobre o *encoder* e a dimensão de seu eixo atenuam o problema do uso de rolamentos em sua construção. Mas dependendo da

velocidade desejada o uso dessa tecnologia se torna desvantajosa em virtude dos custos, manutenção e por se tornar também uma fonte adicional de perdas.

### ***Encoder magnético***

Essa tecnologia baseia-se na presença de um circuito integrado que opera como um sensor de posição angular como ilustrado pela Figura 2.10.

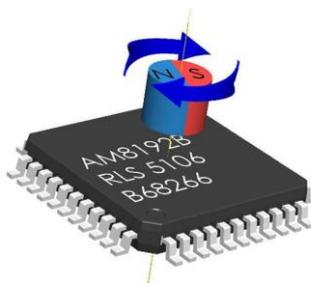


Figura 2.10: Princípio de funcionamento do *encoder* magnético<sup>17</sup>.

Como pode ser notado pela figura, o próprio circuito integrado constitui um sensor que detecta o giro do ímã permanente sobre si. Tanto o posicionamento do circuito integrado em relação ao ímã quanto às características magnéticas deste, devem estar de acordo com as exigências prescritas na folha de dados do fabricante. Esta tecnologia oferece dispositivos com resolução de 13 bits (contagem binária) por volta e velocidades até 60.000 rpm além de saídas analógicas e digitais.

Existem dispositivos que são fornecidos já com o circuito integrado fixado em placas com furos que permitem sua fixação precisa (Figura 2.11).

---

<sup>17</sup> Figura retirada do sítio do fabricante <http://www.rls.si>, o qual forneceu uma amostra do módulo como cortesia.

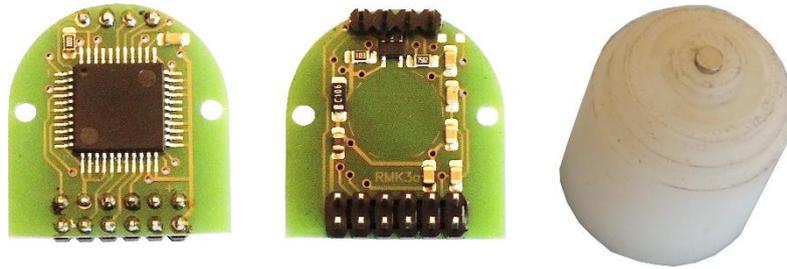


Figura 2.11: Placa comercial contendo o sensor que opera como *encoder* magnético (à esquerda e centro) e o ímã que é fornecido pelo fabricante fixado em um suporte fabricado para ele (à direita).

### Operação sem sensores rotacionais (*sensorless*)

A literatura apresenta várias técnicas para obtenção da posição do rotor e da velocidade através da medição da corrente e da estimação do fluxo enlaçado, ou seja, sem a medição de grandezas mecânicas (BATEMAN et al., 2010; BENTINHO, 2007; BORGES et al., 1998). As técnicas de obtenção da posição rotórica, sem uso de sensores, podem ser classificadas como:

- a) Técnicas baseadas em hardware.
- b) Técnicas baseadas em armazenamento de tabela.
- c) Técnicas baseadas em aproximadores.

Independente da técnica empregada, o conhecimento de certas grandezas é indispensável para obtenção da posição angular e velocidade, dentre elas:

- a) **Corrente nos enrolamentos:** a leitura das correntes não constitui um acréscimo gerado pela técnica de *sensorless* tendo em vista que tal grandeza já é requerida normalmente pelos controladores. Uma solução utilizada frequentemente é a inserção de sensores de efeito hall em série com os enrolamentos das fases.
- b) **Fluxo enlaçado:** o fluxo é obtido por técnicas de estimação (GALLEGOS-LOPEZ et al., 1999; LYONS et al., 1991; ZENG et al., 2009), podendo requerer o valor da tensão sobre os enrolamentos para posterior integração (2.10). O uso de sensores de fluxo também é sugerido na literatura (PRESCOTT; EL-KHARASHI, 1959).
- c) **Indutância:** o conhecimento do valor da indutância de fase é empregado em variadas técnicas. Para isto é necessário o conhecimento do perfil da indutância

(OLIVEIRA et al., 2003; ZHANG et al., 2006) por dados tabelados ou por aproximadores (BAMBA et al., 2007; KOMATSUZAKI et al., 2007). As indutâncias podem ser obtidas de  $L = f(\Psi, i)$  ou avaliando os tempos de crescimento e decaimento da corrente a partir da solução de (2.8).

Além dos mecanismos e das variáveis a serem estimadas e medidas, é necessário determinar sobre quais fases serão realizadas as leituras. De acordo com o estado da fase desejada, a técnica pode ser classificada como:

- a) **Método direto:** as leituras das correntes são feitas sobre as fases “não geradoras de torque”, ou seja, aquelas que, de outra forma, não deveriam estar sendo alimentadas pelo barramento CC. Porém, elas são alimentadas com correntes bem inferiores aos valores nominais de forma que o torque produzido não afete de forma significativa a operação da máquina. Uma desvantagem desta técnica é que as correntes baixas estão associadas a regiões de menor sensibilidade para determinação da posição rotórica.
- b) **Método indireto:** neste caso as grandezas são medidas sobre as fases geradoras de torque.

A estimação do fluxo enlaçado pode ser feita através de (2.8) e juntamente com a medição da corrente pode-se obter o valor da posição angular relativa a um polo consultando a tabela  $\theta_f = f(i, \Psi)$ .

Em (HENRIQUES et al., 2011) é apresentada uma proposta de eliminação do sensor de posição por um sistema *neuro-fuzzy* que tem como entradas a tensão da fase e corrente. O sistema já adaptado para a máquina, fornece então a velocidade que ao ser integrada gera a posição angular.

### **Estimador linear da posição do rotor**

Neste trabalho a posição angular será obtida através das leituras de um *encoder* porém subordinadas a um estimador linear que permitirá obter a posição rotórica aproximada entre amostras do *encoder*. O estimador visa reduzir a taxa de amostragem que o DSP realiza sobre o *encoder* liberando o processamento para outras tarefas. O uso

do estimador não se restringe apenas ao *encoder* podendo ser aplicado também para operações com técnicas *sensorless*.

A confiança da resposta do estimador linear é baseada em leituras anteriores e isto servirá para duas finalidades básicas:

- a. Obter posições angulares entre amostras.
- b. Validar a próxima leitura do *encoder* através do valor esperado do estimador.

A operação do estimador linear implementado será descrita detalhadamente na Seção 3.2.

## 2.5 Conversor eletrônico

O conversor eletrônico adotado (Figura 2.12) é uma topologia clássica e bem difundida no acionamento de SRM.

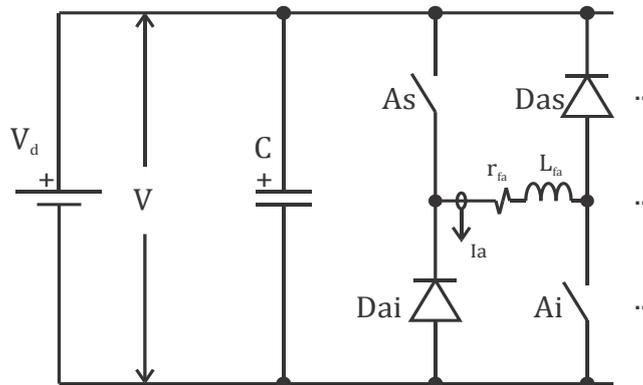


Figura 2.12: Conversor eletrônico para acionamento da SRM.

Esta figura trata de um conversor trifásico, porém somente a fase “a” está representada. Foram adicionados sensores de efeito *hall* para leitura das correntes em cada enrolamento e também um sensor isolado para medição da tensão no barramento CC.

Em relação à estratégia de chaveamento, o conversor pode operar nos modos:

- a) **Unipolar:** os enrolamentos são alimentados fechando-se simultaneamente as chaves superior e inferior a ele associadas. A desenergização dos enrolamentos é

feita abrindo apenas uma das chaves mantendo a outra fechada. Dessa forma, o circuito do enrolamento é fechado sobre si e a descarga ocorre mais lentamente o que produz menores oscilações na corrente e conseqüentemente no torque.

- b) **Bipolar:** a alimentação dos enrolamentos ocorre da mesma forma que no modo unipolar, porém, durante a desenergização, as duas chaves são abertas de forma que a tensão do barramento é colocada em paralelo com o enrolamento através de diodos, ficando então com polaridade invertida e definindo assim a diferença de potencial em seus terminais. Nesta condição a descarga é acelerada o que conseqüentemente aumenta o *ripple* de corrente e as oscilações no torque.

A SRM deve ser acionada através de uma combinação unipolar/bipolar de forma que durante o intervalo de tempo que um dado enrolamento deva ser alimentado, uma das chaves deverá ficar sempre fechada (unipolar) e a outra chave operará em modo PWM com a finalidade de fazer o controle da corrente. Com isso o decaimento da corrente será mais suave quando comparado com uma condição em que ambas as chaves estivessem abertas. Este decaimento suave é importante pois menores oscilações da corrente também irão produzir menores oscilações de torque. O ciclo de operação descrito irá se concretizar quando o enrolamento precisar ser efetivamente desenergizado e então as duas chaves devem ser necessariamente abertas e a desenergização ocorrerá obrigatoriamente no modo bipolar, o qual força um decaimento mais rápido da corrente. Este rápido desligamento do enrolamento se faz necessário para que não seja produzido torque negativo considerável.

Esta operação em modo PWM ocorre nas situações em que a velocidade do rotor é baixa (inferior à velocidade base<sup>18</sup> (TORREY, 2002)), ocorrendo regulação corrente. Quando a velocidade aumenta, a força contraeletromotriz (f.c.e.m.) também aumenta

---

<sup>18</sup> A velocidade base é aquela em que a f.c.e.m. se equilibra com a tensão da fonte e queda na resistência do enrolamento. A velocidade base é ligeiramente diferente nos modos motor e gerador.

dificultando o crescimento da corrente no enrolamento. Nestas condições o controlador acaba por produzir saída máxima (máximo ciclo de trabalho) de forma que a chave PWM fica seguidamente fechada durante todo intervalo angular de alimentação do enrolamento. A literatura denomina esta condição como operação em pulso único. Esta situação torna o controle ineficaz e incapaz de elevar o valor da corrente. A solução para que seja possível o controle da máquina, nesta condição, é atuar sobre os ângulos de antecipação de disparo ( $\alpha$ ) e bloqueio ( $\beta$ ).

Antecipando o valor do ângulo de disparo é possível fazer com que a corrente adquira valores maiores durante a região desejada o que irá aumentar efetivamente o valor absoluto do torque produzido. De forma similar, deve-se desligar o enrolamento para que a corrente se anule preferencialmente antes de que o sinal de  $\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}$  seja invertido, evitando a produção de torque contrário.

Uma adequada topologia de conversor é necessária para que estas estratégias de chaveamentos sejam implementadas. A Figura 2.13 ilustra uma topologia de conversor que é capaz de executar os chaveamentos desejados além de poder ser acoplada em um esquema *back-to-back*.

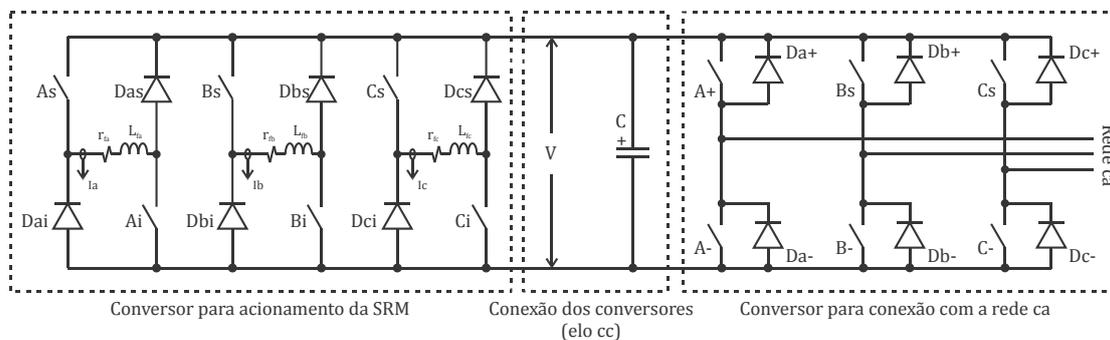


Figura 2.13: Esquema dos dois conversores eletrônicos na configuração *back-to-back*.

Neste esquema pode-se observar a conexão entre os conversores da SRM e da rede através do elo CC. Esta topologia permite que o fluxo de potência transite bidirecionalmente entre a máquina e rede.

No protótipo implementado foi mantida a topologia do conversor que aciona a SRM porém o elo CC foi modificado conforme Figura 2.14.

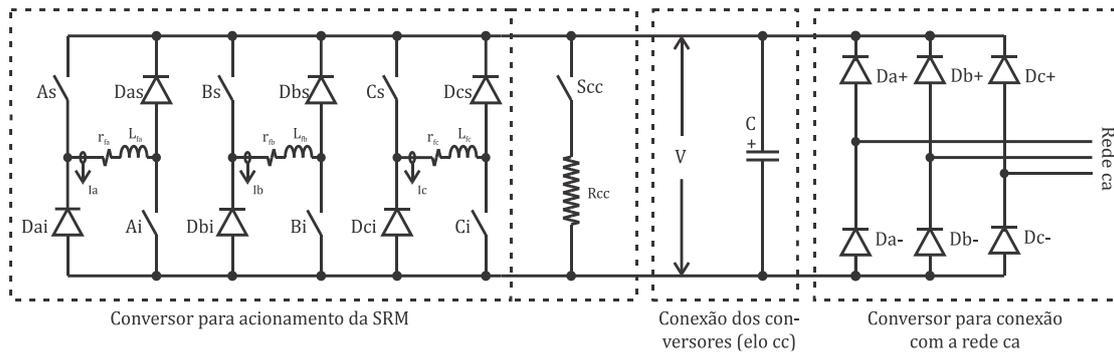


Figura 2.14: Circuito conversor implementado.

A modificação da fonte que alimenta o barramento CC impede a operação como inversor não devolvendo a energia do *flywheel* para a rede elétrica. A resistência  $R_{CC}$  foi inserida para controlar o nível da tensão do barramento CC quando o *flywheel* operar como gerador. A chave  $S_{CC}$  foi implementada com um IGBT (*Insulated-gate bipolar transistor*).

Esta estrutura (com destaque para o conversor que aciona a SRM) é apresentada no APÊNDICE B.

## 2.6 Aplicação do armazenador na restauração de afundamentos de tensão no barramento CC

As modernas linhas de produção têm requerido cada vez mais o uso de equipamentos elétricos que comumente requerem fluxos de potência elevados em curtos intervalos de tempo (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2011). Estas cargas produzem afundamentos de tensão no barramento em que estão conectadas, podendo afetar sua própria operação como também a de outras cargas. Este tipo de operação caracteriza oscilações no fluxo de potência, afundamentos e elevações nas tensões do barramento.

Algumas aplicações/dispositivos são utilizadas para minimização destes efeitos, como é o caso dos: (i) “*Power Smoothings*” (CARDENAS et al., 2006) que suavizam o fluxo de potência, (ii) restauradores dinâmicos de tensão que corrigem os afundamentos de tensão e (iii) fontes de alimentação ininterruptas que mantêm o suprimento de energia na ausência da fonte principal. Os três tipos mencionados requerem a agregação de um elemento armazenador de energia ao sistema.

## **Afundamentos e variações de tensões**

Há grande número de registros de indústrias cujas linhas de produção, na ocasião de uma falta, passavam a requerer reinicialização individual das unidades produtivas, reduzindo drasticamente a produtividade (SILVA, 2003).

Um afundamento de tensão de 30 % pode levar controladores programáveis e sistemas de controles de velocidade a operarem inadequadamente. Em (DOUGLAS, 1994) há também o relato de uma fábrica de vidros que chegou a registrar prejuízos de U\$200.000,00 por um afundamento de tensão com duração de cinco ciclos da rede elétrica e ainda de um grande centro de informática que registrou perdas de U\$600.000,00 em uma interrupção de dois segundos.

As Variações de Tensão de Curta Duração (VTCD) podem representar afundamentos ou elevações de tensão que podem durar de meio ciclo da rede até minutos. As classificações são diferentes para o tipo de norma adotada, e por outro lado, as falhas menores que meio ciclo são de difícil detecção e identificação. Estas falhas são ainda classificadas conforme (IEEE STD 1159, 2009) como “elevação” (1,1 a 1,8 pu), “afundamento” (0,1 a 0,9 pu) ou “interrupção” (menor que 0,1 pu), pela duração e também pela variação do valor da tensão em relação ao valor de referência.

A mesma norma ainda classifica os eventos como “instantâneos” quando duram de meio ciclo até trinta ciclos, como “momentâneos” quando duram de trinta ciclos a três segundos e “temporários” de três segundos a um minuto. Combinando estas classificações surgem ainda as definições:

- a. Elevação Instantânea de Tensão (EIT),
- b. Afundamento Instantâneo de Tensão (AIT),
- c. Interrupção Instantânea de Tensão (IIT),
- d. Elevação Momentânea de Tensão (EMT),
- e. Afundamento Momentâneo de Tensão (AMT),
- f. Interrupção Momentânea de Tensão (IMT),
- g. Elevação Temporária de Tensão (ETT),
- h. Afundamento Temporária de Tensão (ATT),
- i. Interrupção Temporária de Tensão (ITT),

Os afundamentos de tensão podem ser originados por desconexões temporárias da rede, por acionamento de grandes cargas que acabam gerando efeitos similares aos de uma falha ou ainda por faltas efetivamente (CHANG; CHEN, 2010).

### Restaurador dinâmico de tensão (DVR)

Além das variações de tensão, outras falhas surgem e que prejudicam a qualidade de energia elétrica, como questões relativas às variações de frequência, fase e a presença de componentes harmônicas que levam a uma discussão mais profunda e por buscas de soluções para os problemas que afetam a qualidade da energia. Para cada classe de problemas são propostas variadas técnicas como soluções. Para os problemas associados as variações de tensões têm-se investigado o dispositivo denominado restaurador dinâmico de tensão (DVR).

O restaurador dinâmico de tensão visa corrigir, essencialmente, afundamentos, elevações e ainda interrupções de tensão. Este dispositivo é normalmente conectado próximo às cargas sensíveis para que faça o monitoramento e mitigação das falhas para manter a tensão do barramento dentro dos padrões esperados para a carga. Um esquema típico de restaurador de tensão é apresentado no diagrama unifilar da Figura 2.15.

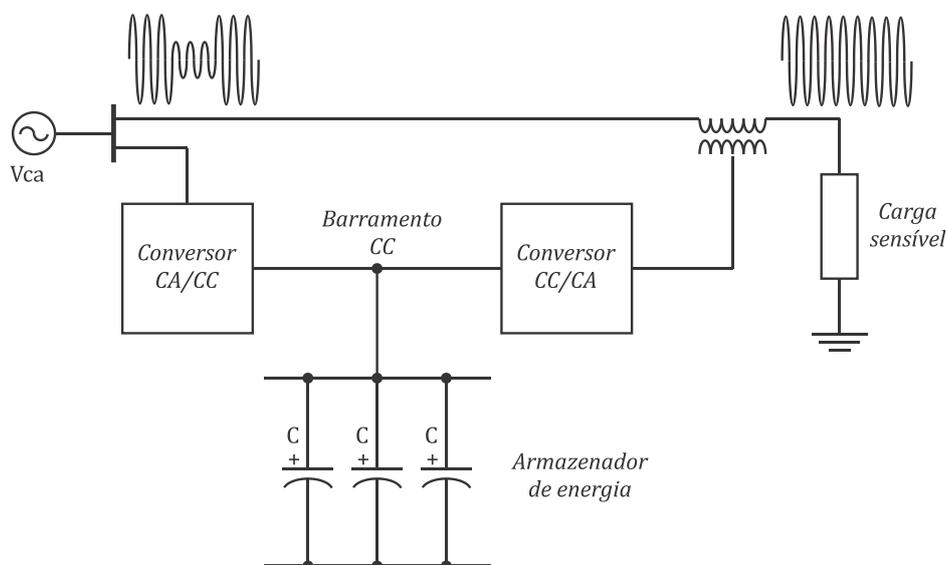


Figura 2.15: Esquema típico de um restaurador de tensão.

Neste esquema uma carga sensível é alimentada por um barramento. O conversor CA/CC mantém alimentado o barramento CC que fornece a tensão para o conversor CC/CA que faz a injeção de potência no transformador visando manter constante a tensão CA na carga.

Vale destacar que nessa topologia, o restaurador opera com dois conversores unidos por um barramento CC.

O uso de barramento CC tem se tornado muito comum em diversas aplicações pois, em especial, nas gerações alternativas e também em muitos tipos de armazenadores de energia, esta é a forma mais comum de tensão, como é o caso, das usinas fotovoltaicas, baterias etc.

Caso ocorra, por exemplo, um afundamento de tensão, será do barramento CC que fluirá a energia a ser empregada no processo de restauração e sustentação da carga. Considerando que tenha ocorrido um afundamento profundo na fonte  $v_{ca}$ , então o elemento armazenador de energia é que deverá prover a energia durante a restauração. Isto evidencia a necessidade de armazenadores adicionais e não somente um banco de capacitores. Tal estrutura é ilustrada na Figura 2.16.

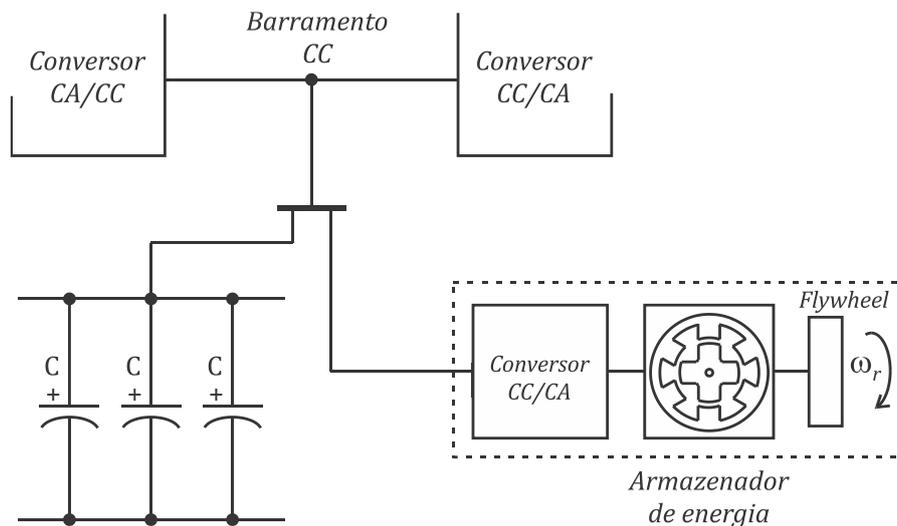


Figura 2.16: Armazenador adicional ao barramento CC.

A estabilidade do barramento CC contribui para a operação da restauração do barramento CA (SANNINO et al., 2000) no que tange ao projeto do sistema de controle do conversor CC/CA.

### **Controle da tensão no barramento CC**

As linhas de produção modernas e os problemas de qualidade de energia estão fortemente interligados e verifica-se a crescente agregação de dispositivos que operam com barramentos CC como elo entre a fonte CA e a carga ou ainda como substituição da primeira.

Como consequência, ao longo dos anos, vários trabalhos têm sido apresentados contendo propostas e soluções para o adequado controle da tensão no barramento CC. Nesta seção será realizada uma revisão bibliográfica com o objetivo de avaliar a aplicabilidade do armazenador desenvolvido para essa finalidade.

Ao barramento CC é comumente incorporado um banco de capacitores eletrolíticos que contribuem em sua estabilidade, pois são capazes de fornecer consideráveis taxas de energia em curtos intervalos de tempo e com baixo custo.

Uma desvantagem dos capacitores eletrolíticos é a vida útil reduzida (WANG; BLAABJERG, 2014) e que são ainda prejudicadas sobre certas condições de operação (ARAUJO et al., 1995; LEE et al., 2008; PU et al., 2013). Existem ainda trabalhos que propõem a redução da quantidade de capacitores eletrolíticos no elo CC (LI et al., 2012; WANG et al., 2012) agregando outros dispositivos, ao tempo que outras soluções operam com a completa remoção deste elemento, como, por exemplo, um UPS contendo filtro ativo e *flywheel* em (ANDO et al., 2007).

Em (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2011) é apresentada a proposta de um sistema de compensação de afundamentos de tensão que possui um *flywheel* como elemento armazenador de energia como mostra a Figura 2.17.

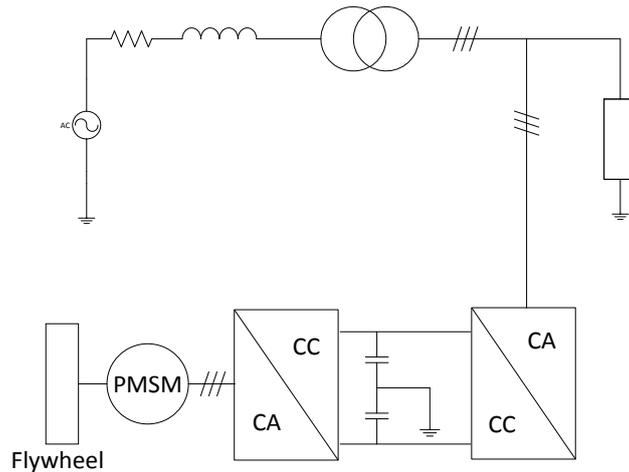


Figura 2.17: Sistema de compensação de afundamentos de tensão utilizando *flywheel* proposto por (AL-DIAB; SOURKOUNIS, 2011).

Neste trabalho o *flywheel* utiliza uma máquina síncrona de ímãs permanentes (PMSM, do inglês, *Permanent Magnets Synchronous Machine*) como conversor bidirecional de energia. O erro de tensão no barramento CC é utilizado para como parte do controle no processo de restauração do afundamento de tensão.

Os autores de outro trabalho (CARDENAS et al., 2005) utilizam também um armazenador cinético de energia, baseado na máquina de relutância chaveada, para compensar variações no fluxo de potência em um sistema de geração eólica (Figura 2.18).

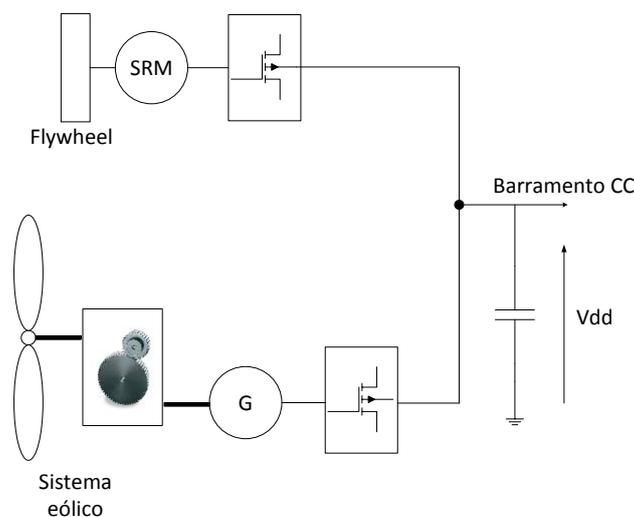


Figura 2.18: Sistema de *power smoothing* proposto por (CARDENAS et al., 2005).

Neste caso mais explicitamente, o processo de compensação atua diretamente sobre o barramento CC. Sempre que as variações de vento fizerem com que a geração de energia da turbina eólica seja reduzida, então a energia armazenada no *flywheel* é utilizada para compensar o decaimento da geração. Por outro lado, quando a geração é suficiente, o armazenador passa também a utilizar da geração, de modo a restaurar sua carga (energia descarregada em atuações anteriores).

A Figura 2.19 mostra o esquema proposto por (CASADEI et al., 2005) para um sistema de condicionamento de potência composto por múltiplos armazenadores de energia.

O esquema proposto neste trabalho prevê que múltiplas operações possam ser desenvolvidas no sentido de melhorar a qualidade da energia elétrica fornecida. Dentre estas operações destaca-se a compensação de energia reativa, a redução de harmônicas de corrente e o amortecimento de potência de cargas pulsantes.

Além disso, o sistema pode operar também como UPS por pequenos intervalos de tempo. Novamente a operação do sistema requer observância da tensão no barramento CC e, no caso de um afundamento, torna-se necessária a injeção de potência para mitigação da falha.

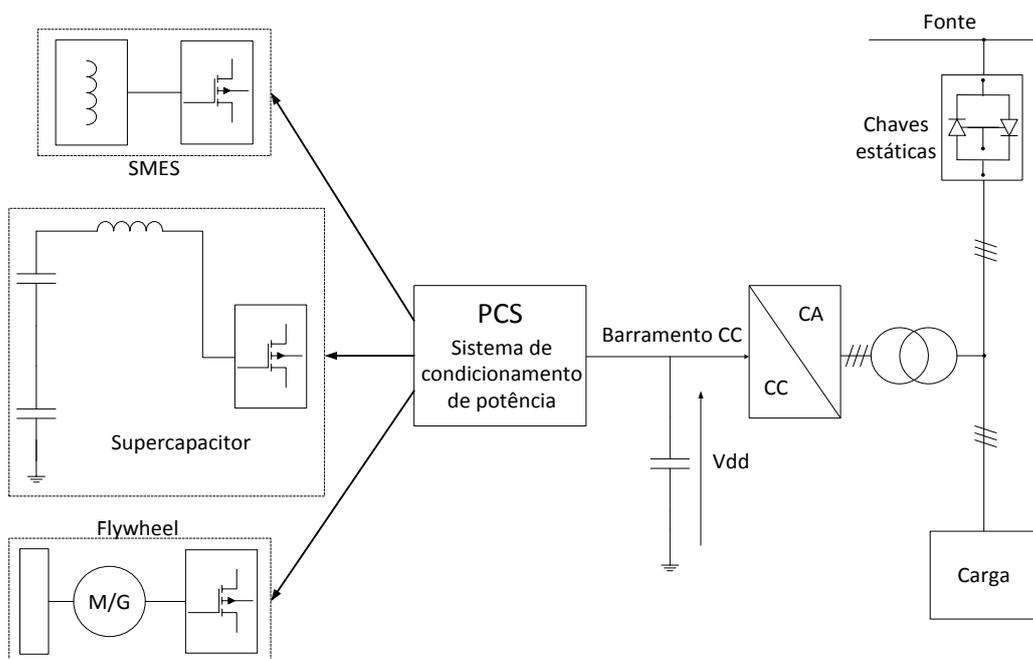


Figura 2.19: Sistema de condicionamento de potência proposto por (CASADEI et al., 2005).

Em uma proposta diferente das anteriores, o trabalho (OCONNELL; KIRAWANICH, 2005) analisa os efeitos de um afundamento de tensão no elo CC sobre um sistema de acionamento com velocidade variável como mostrado na Figura 2.20.

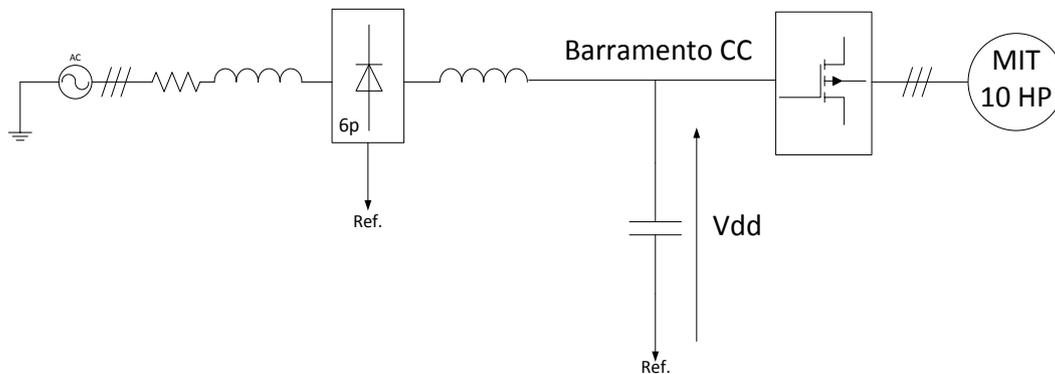


Figura 2.20: Representação simplificada do sistema de acionamento com velocidade variável proposto por (OCONNELL; KIRAWANICH, 2005).

Neste trabalho um retificador não controlado é utilizado para prover a alimentação do elo CC, que por sua vez, sustenta a operação do inversor que está ligado a uma máquina de indução trifásica (MIT) de 10 HP. Os resultados mostram que a operação da máquina é sensivelmente modificada quando um afundamento de tensão é detectado no elo CC. Muitas são as causas que podem produzir afundamentos na tensão CC, como, por exemplo, afundamentos do lado CA, variação de frequência nas fases e desequilíbrios no sistema trifásico. Por esta razão, um sistema como o proposto pode ser beneficiado com a adição de um armazenador de energia conectado ao elo CC visando atenuar afundamentos de tensão.

Uma proposta apresentada por (HASEGAWA et al., 2009) utiliza um armazenador de energia cinética e um banco de capacitores, agregados a respectivos conversores de potência, para realizar o amortecimento do fluxo de potência gerado por um conjunto de painéis fotovoltaicos. Ambos armazenadores agregados atuam no barramento CC.

A máquina de relutância chaveada foi novamente empregada como conversor bidirecional de energia em um armazenador cinético (EL MOKADEM et al., 2006) para restaurar a tensão de um barramento CC contra afundamentos de curta duração. Neste

trabalho o *flywheel* foi conectado a um sistema híbrido de geração formado por geradores diesel e por turbina eólicas. Neste trabalho a carga é conectada diretamente ao barramento CC.

Já outra proposta (HAIYANG; SHANDE, 2011) apresenta uma microrede com diversas interconexões de carga, geradores e armazenadores que se mostra capaz de operar, por certo tempo, sem o auxílio da rede externa. Como resultado é mostrado a restauração do barramento CC com a operação de um DVR.

## **2.7 Considerações parciais**

Neste capítulo foi apresentado o princípio do armazenamento cinético de energia e também os benefícios e dificuldades associadas à operação em alta velocidade. Foi feita uma revisão bibliográfica dos tipos de mancais e selecionados os tipos promissores para aplicação com o dispositivo proposto.

A operação da máquina de relutância foi também apresentada, estendendo para aspectos de seleção de topologias adequadas para serem utilizadas em armazenadores de energia. A modelagem e parâmetros essenciais da máquina foram também apresentados, incluindo modelo de perdas por atrito.

As dificuldades de obtenção da posição rotórica em velocidades elevadas foi analisada e apresentadas possibilidades de soluções encontradas na literatura. A seleção da técnica utilizada foi justificada e ainda avaliada a possibilidade de utilização de sensores magnéticos de posição por não possuírem contato mecânico entre as partes.

Foi apresentada a topologia do conversor que aciona a SRM tendo sido agregada a uma estrutura *back-to-back*. As perdas da SRM foram analisadas e modeladas as perdas mecânicas e no cobre para contribuição no modelo do armazenador proposto.

Por fim, discute-se sobre a importância do barramento CC e os efeitos de afundamentos de tensão nesse estágio. Vários trabalhos foram analisados em que se destacou o uso e a importância da estabilidade do elo CC. No Capítulo 4 será apresentada a estrutura desenvolvida para se avaliar o desempenho do armazenador desenvolvido na restauração e fortalecimento do barramento CC.

### **3 SISTEMA DE CONTROLE, ESTIMADOR DE POSIÇÃO E ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO**

Neste capítulo é inicialmente apresentada a concepção do projeto do armazenador cinético de energia e são descritas suas partes principais. As questões relativas à medição da posição rotórica e problemas associados a atrasos e resolução são também discutidos. É feita a proposta de um estimador linear de posição, que contribui na possibilidade de redução da taxa de amostragem do *encoder*, implicando também na redução de interrupções para a unidade de controle.

A estratégia de chaveamento é apresentada e as condições que definem os intervalos de chaveamento são tratadas tanto para a operação motora quanto geradora.

Segue também a modelagem da máquina de relutância em conjunto com a planta de controle que é utilizada para o projeto do controlador de corrente em modo PWM. A operação motora em pulso único também é apresentada com as devidas contribuições dos ângulos de comutação  $\alpha_M$  e  $\beta_M$ . É obtida a curva de reação do sistema durante a carga para orientação do projeto do controlador de velocidade. É mostrada a necessidade (e como é feita) da produção de torque negativo para regulação da velocidade de carga máxima do armazenador.

A geração em pulso único com velocidade variável é também estudada e são obtidos os ângulos de comutação em função da velocidade e potência gerada. Uma estratégia de controle da potência gerada é formulada para adequação do armazenador como parte integrante de dispositivos como, por exemplo, restaurador dinâmico de tensão.

São analisadas as variações dos valores ótimos dos ângulos de comutação, tanto em operação motora quanto geradora, em função de diferentes tensões de alimentação da SRM.

#### **3.1 Concepção do projeto**

O armazenador proposto foi concebido pela combinação de diversas partes conforme ilustrado pela Figura 3.1.

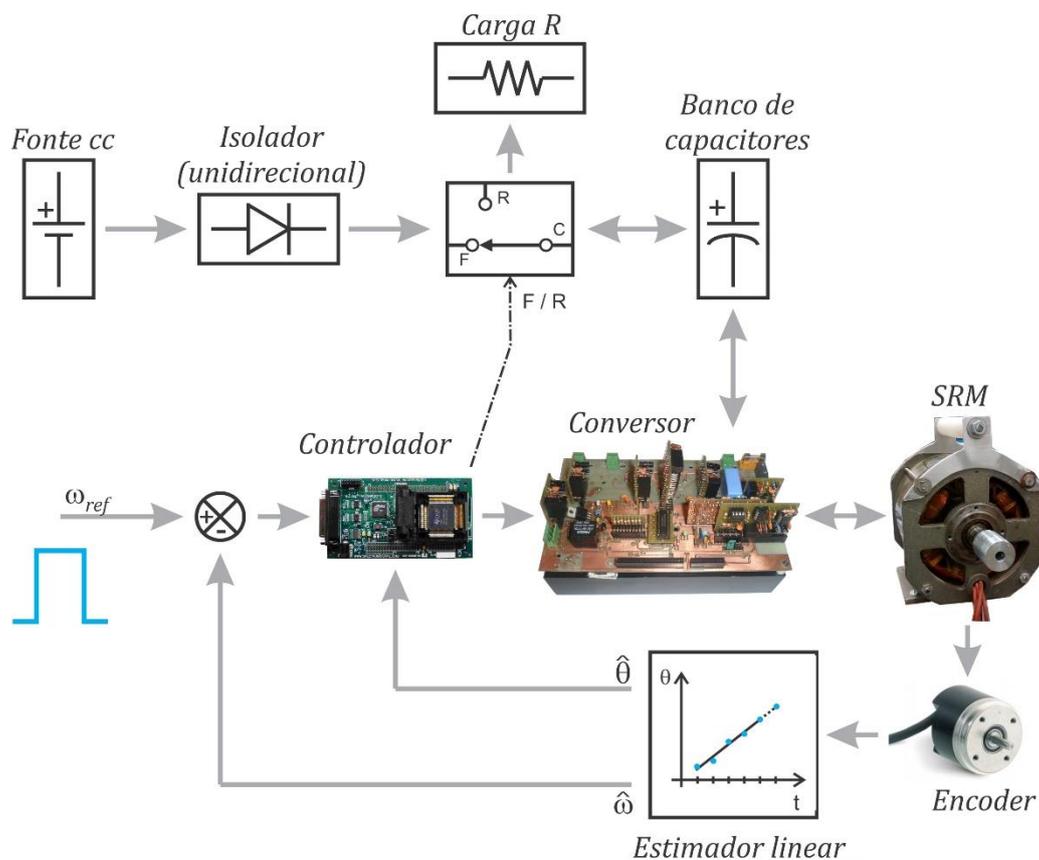


Figura 3.1: Concepção do protótipo do *flywheel*.

O armazenador representado nesta figura é formado pelas seguintes partes:

- i. **Fonte CC:** esta fonte é o componente que fornece a energia elétrica que será convertida em energia cinética na SRM. Nesta composição a fonte adotada operará com fluxo unidirecional de potência. Alternativamente a fonte CC foi substituída por um variador de tensão alternada associado a um retificador em ponte. Este retificador assegura que não haja fluxo reverso de potência para dentro da fonte CC e é formado por uma ponte de diodos.
- ii. **Chave F/R:** permite alternar a conexão do banco de capacitores entre a Fonte CC e a Carga R. Este esquema é utilizado para (i) controlar o nível da tensão do barramento CC (proteção) e (ii) simular falhas, do tipo “afundamento de tensão”, no barramento para se avaliar o desempenho do *flywheel* em restaurar o nível de tensão a partir da energia cinética armazenada. A posição de operação da chave é determinada pelo bloco controlador.

- iii. **Carga R:** é utilizada para receber energia do barramento CC em situações de proteção e simulação de falhas.
- iv. **Banco de capacitores:** este elemento atua como filtro auxiliar para a Fonte CC melhorando a estabilidade do barramento CC. Porém sua principal função é absorver a energia devolvida pela SRM quando estiver operando como gerador. É possível estimar o valor da energia retirada da SRM em função da variação da velocidade angular do rotor enquanto que a quantidade de energia convertida em forma elétrica pode ser aproximada pela variação da tensão sobre o banco de capacitores.
- v. **SRM:** é a máquina de relutância variável.
- vi. **Conversor:** é o conversor eletrônico de potência que atende aos comandos de chaveamento enviados pelo controlador e também realiza as medições de corrente nos enrolamentos e tensão no barramento, disponibilizando estas informações ao controlador<sup>19</sup>.
- vii. **Encoder:** é um dispositivo que está acoplado ao eixo e disponibiliza leituras da posição angular.
- viii. **Estimador linear:** consiste de um *software* que está embutido dentro da unidade de controle. Este elemento basicamente recebe informações discretas da posição angular e permite estimar a posição do rotor em qualquer instante corrigindo também os efeitos do atraso da comunicação do *encoder* com a unidade de controle.
- ix. **Controlador:** é o elemento que realiza o processamento dos dados do armazenador. Sua posição na figura sugere um elemento apenas regulador de velocidade porém está intrinsicamente embutido na unidade de controle. A unidade de controle é o elemento responsável por realizar todo processamento do sistema. Os itens viii e x estão também inseridos no controlador.

---

<sup>19</sup> As conexões dos medidores com o controlador foram omitidas por simplificação.

- x.  $\omega_{ref}$ : é uma unidade que produz a referência de velocidade do sistema. As variações de velocidades irão determinar qual a operação predominante na SRM (motora, geradora ou armazenadora).

Para que a concepção apresentada na Figura 3.1 possa ser convertida em um projeto real (modelo de simulação e protótipo físico) suas partes precisam ser modeladas permitindo a aplicação de técnicas adequadas para o projeto e suas apropriadas conexões como será descrito neste capítulo. Além disso, deve-se utilizar uma correta estratégia de chaveamento que permita operar a máquina em velocidades elevadas. A análise do chaveamento da SRM é apresentada nas seções 3.2 a 3.6.

### 3.2 Medição e estimação da posição do rotor

A operação da SRM é extremamente dependente da posição rotórica. Esta posição pode ser obtida com precisão através de *encoders* ópticos em operações de baixas e médias velocidades. Quando se deseja obter a posição do rotor em velocidades elevadas, deve-se considerar o uso de técnicas *sensorless* ou ainda avaliar a aplicação de *encoder* magnético. Quanto a este último, não basta apenas que ele seja capaz de operar em velocidades elevadas, deve-se verificar também:

- a) O tempo de comunicação entre o *encoder* e o núcleo de processamento do controle: neste caso, conhecendo-se a velocidade do rotor e sua posição, no instante da solicitação, torna-se possível aplicar um corretor a fim de minimizar o erro gerado pelo atraso da comunicação<sup>20</sup>.
- b) O tempo de disponibilidade de nova leitura: o *encoder* magnético investigado possui um intervalo entre o fornecimento de duas leituras consecutivas. Esta característica inviabiliza o conhecimento da posição do rotor em certos intervalos.

---

<sup>20</sup> O atraso na comunicação será maior em interfaces seriais.

A obtenção da posição rotórica com taxa de amostragem elevada não está apenas associada às características e limitações do *encoder*. Tal operação requer que o núcleo de processamento do controle seja frequentemente desviado de suas tarefas para atender aos pedidos de interrupções, podendo ocorrer no início e término de cada leitura. Estes desvios reduzem o tempo disponível para o processamento do controle, em especial, se após cada amostra da posição angular a quantidade de cálculos for elevada, podendo não terem sido concluídas antes da próxima amostragem.

Este problema também é relatado por (JIN-WOO AHN et al., 2006) em que os autores propõem um “novo *encoder*” que consiste da alocação estratégica de sensores para detecção das condições de alinhamento dos polos permitindo melhor determinação da posição angular, tendo em vista que, entre duas amostras da posição angular o rotor pode ter sofrido grande deslocamento considerando operações de alta velocidade. Fixado o número de sensores, o erro da posição do rotor fica dependente de sua velocidade e da taxa de amostragem da posição.

O acionamento dos enrolamentos em instantes incorretos pode fazer com que a máquina não opere adequadamente. A resolução da amostragem da posição angular pode ser determinante para a operação da máquina. Esta discussão se faz necessária pela natureza da técnica digital de controle empregada neste trabalho, que se baseia em um sistema discreto, com uso de um microcontrolador com intervalo de amostragem fixo. Além da resolução da amostragem da posição, deve-se assegurar o sincronismo do acionamento PWM com a energização dos enrolamentos. Estas questões serão apresentadas neste capítulo.

Para minimizar o problema da operação em altas velocidades foi então adotada uma estratégia híbrida para obtenção da posição do rotor. Esta estratégia é dita híbrida, pois consiste no uso de um estimador linear que será atualizado a cada nova leitura de  $\theta_r$ . Com isso, a posição do rotor pode ser estimada em qualquer instante e sem gerar sobrecarga para o processador.

### **Estimador linear da posição rotórica**

A Figura 3.2 ilustra o processo de obtenção e estimação da posição rotórica.

Nesta figura a curva da posição angular inicia em  $\theta_r = 0^\circ$  e com velocidade angular  $\omega_r = \omega_{r0}$ . As amostras de  $\theta_r$  são obtidas de leituras solicitadas ao *encoder* com um intervalo fixo  $\Delta t$  e são representadas pelos marcadores circulares escuros. A diferença angular entre duas amostras consecutivas,  $\Delta\theta_n$ , cresce à medida que a velocidade angular aumenta, ou seja,  $\Delta\theta_4 > \Delta\theta_3 > \Delta\theta_2 > \Delta\theta_1$  visto que  $\omega_{r6} > \omega_{r5} > \dots > \omega_{r0}$ .

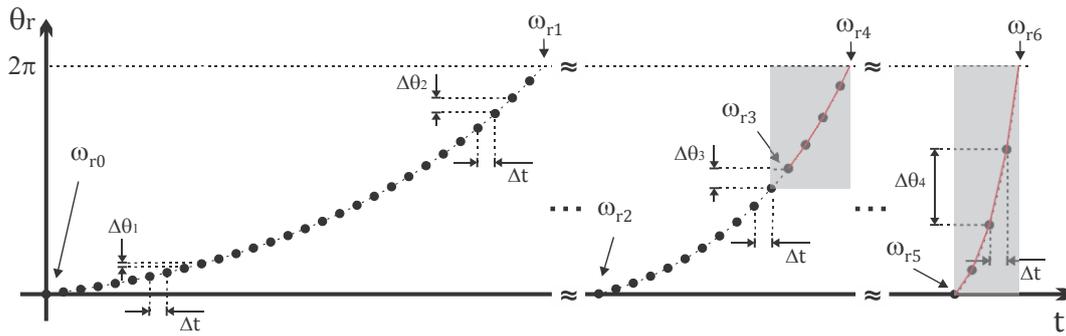


Figura 3.2: Obtenção e estimação da posição angular.

O chaveamento adequado da SRM depende da resolução aceitável da posição do rotor,  $\Delta\theta_{Ar}$ , que deve estar associada ao intervalo de amostragem<sup>21</sup>,  $T_{A\theta}$ . Desta forma a operação com obtenção de  $\theta_r$ , exclusivamente do *encoder*, é válida enquanto

$$\Delta\theta_n \leq \Delta\theta_{Ar}, \quad (3.1)$$

onde o intervalo de amostragem  $\Delta t$  deve respeitar o critério

$$T_{Amín} \leq \Delta t \leq T_{A\theta}, \quad (3.2)$$

<sup>21</sup> O valor de  $T_{A\theta}$  pode ser obtido a partir da frequência geradora do PWM caso as amostras de  $\theta_r$  estejam sincronizadas com esta função.

onde  $T_{Amín}$  é o limite inferior<sup>22</sup> para o intervalo de amostragem da posição angular. A maximização do intervalo de amostragem, ou seja, fazer  $\Delta t = T_{A\theta}$ , é uma otimização do sistema, pois reduz os desvios de processamento para leituras de  $\theta_r$ .

A Equação (3.1) estabelece um critério que pode ser usado como limitante para a aplicação do estimador de posição. Além deste limitante, pode-se utilizar outro baseado na velocidade angular e definido como

$$\omega_r \geq \omega_{Ar}, \quad (3.3)$$

onde  $\omega_{Ar}$  é a velocidade angular<sup>23</sup> a partir da qual  $\Delta\theta_n \geq \Delta\theta_{Ar}$ .

Na figura, a partir destes limitantes<sup>24</sup>, surgem retas entre os marcadores circulares escuros, indicando a possibilidade de se obter uma posição angular aproximada em qualquer instante. Estas retas definem exatamente o estimador linear proposto como

$$\theta_{Er} = \theta_{Mn} + \omega_{E(n-1)}t, \quad (3.4)$$

onde  $\theta_{Er}$  é a posição angular obtida através do estimador,  $\theta_{Mn}$  é a última amostra lida do *encoder* e  $\omega_{E(n-1)}$  é a velocidade angular calculada a partir de duas amostras consecutivas<sup>25</sup> de  $\theta_r$ , não necessariamente as últimas.

---

<sup>22</sup>  $T_{Amín}$  é o limite “mínimo” do intervalo de tempo entre amostras consecutivas, lidas do *encoder*, de forma que a diferença de seus valores assegure precisão das leituras em relação à resolução do *encoder*. Além disso, este tempo deve garantir que a frequência das interrupções que solicitam as leituras do *encoder* não sobrecarregue o controlador.

<sup>23</sup> A título de exemplo, considere que o *encoder* é lido uma vez por ciclo PWM de 10 kHz. Isto implica que  $\Delta\theta = 5,7^\circ$  quando  $\omega_r = 1000 \text{ rad/s}$  e  $\Delta\theta = 34,4^\circ$  quando  $\omega_r = 6000 \text{ rad/s}$ .

<sup>24</sup> Na Figura 3.2 os dois limitantes são  $\Delta\theta_{Ar} = \Delta\theta_3$  e  $\omega_{Ar} = \omega_{r3}$ .

<sup>25</sup> Deve-se assegurar que a obtenção de  $\omega_{E(n-1)}$  através de duas amostras consecutivas não produza erros elevados no valor da velocidade angular.

## Atualização do estimador baseada em intervalo angular versus atualização baseada em intervalo temporal

Abordar a atualização do estimador de posição com base em um intervalo angular é coerente com a natureza do *encoder*, pois, desta forma, pode-se projetar a atualização baseada em frações de uma volta e até mesmo após várias voltas. Porém as atualizações com base em intervalos de tempo parecem mais promissoras quanto à implementação tendo em vista que os controladores comerciais já possuem módulos de temporização disponíveis em sua arquitetura.

Como  $\Delta\theta_\omega$  é o intervalo angular fixo de atualização do parâmetro  $\omega_{E(n-1)}$  do estimador, então o intervalo de tempo  $\Delta t_E$  será variável no intervalo  $\omega_{Ar} \leq \omega_r \leq \omega_M$ . Quanto menor  $\Delta t_E$  menor será o erro de estimação, porém mais esforço computacional será requerido da unidade de controle. Adotando-se, por simplificação da implementação, uma estratégia com  $\Delta t_E$  fixo por faixa, o maior valor de  $\Delta t_E$  que permite atender toda a faixa de operação do estimador é

$$\Delta t_{Ef} = \frac{\Delta\theta_\omega}{\omega_{max}}, \quad (3.5)$$

onde  $\omega_{max}$  é o máximo valor de  $\omega_r$  para a faixa em que  $\Delta t_{Ef}$  permanecerá fixo.

Se a atualização baseada no intervalo de tempo  $\Delta t_{Ef}$  estiver discretizada com a frequência do PWM, então ela deverá acontecer a cada  $M_\omega \in \mathbb{N}$  ciclos do PWM, que é o inteiro mais próximo de  $\Delta t_{Ef}/T_{PWM}$ , onde  $T_{PWM}$  é o período de chaveamento PWM. Adotando-se esta base discreta o valor do intervalo temporal de atualização pode ser ajustado para

$$\Delta t_{Ef} = M_\omega T_{PWM}, \quad (3.6)$$

e o intervalo angular de atualização por

$$\Delta\theta_\omega = \omega_M \Delta t_{Ef}. \quad (3.7)$$

## Corretor para minimizar os efeitos do atraso na leitura da posição angular

Ocorrida uma solicitação de leitura da posição angular ao *encoder*, nota-se a existência de um tempo que é medido a partir desta solicitação até que seja retornada a posição pelo sistema de medição da posição do rotor, a saber,  $T_{Enc}$ . Este é o mesmo tempo que limita a taxa de amostragem sucessiva. Em baixas velocidades este atraso não produz efeitos relevantes no sistema, porém, em velocidades elevadas o sistema pode ser levado a operar de forma indesejável. Originalmente seu efeito é o de criar um

defasamento entre a posição real do rotor e aquela conhecida pelo sistema de controle. Este defasamento pode ser obtido por

$$\Delta\theta_{Enc} = T_{Enc}\omega_r = |\theta_{r(atual)} - \theta_{r(medido)}|. \quad (3.8)$$

onde  $\theta_{r(atual)}$  é a posição do rotor<sup>26</sup> no instante em que o sistema de controle recebe a leitura da posição angular (com atraso), ou seja,  $\theta_{r(medido)}$ .

A Tabela 3.1 ilustra variações de  $\Delta\theta_{Enc}$  com certas condições de  $T_{Enc}$  e de  $\omega_r$ .

Tabela 3.1: Defasagem  $\Delta\theta_{Enc}$  devido ao atraso  $T_{Enc}$  para diferentes velocidades angulares.

Velocidade angular	Defasagem $\Delta\theta_{Enc}$ devido ao atraso $T_{Enc}$			
	$T_{Enc} = 1 \mu s$	$T_{Enc} = 10 \mu s$	$T_{Enc} = 30 \mu s$	$T_{Enc} = 50 \mu s$
100 rad/s	0,006°	0,057°	0,172°	0,287°
1000 rad/s	0,057°	0,573°	1,72°	2,86°
3000 rad/s	0,172°	1,72°	5,16°	8,59°
6000 rad/s	0,344°	3,44°	10,3°	17,2°

Com o aumento tanto de  $T_{Enc}$  quanto de  $\omega_r$ , a posição atual do rotor apresenta diferenças significativas com a leitura recebida pelo sistema de controle. Portanto, torna-se necessária a inserção de um corretor definido por

$$\theta_{rc} = \theta_{re} + T_{Enc}\omega_r, \quad (3.9)$$

onde  $\theta_{rc}$  é o valor da posição angular corrigida e  $\theta_{re}$  é o valor da posição angular retornada pelo *encoder*.

Sempre que o valor da defasagem  $\Delta\theta_{Enc}$  comprometer a resolução desejada  $\Delta\theta_{Ar}$  deve ser utilizado o corretor.

---

<sup>26</sup> Nesta análise considera-se que as demais fontes de erros não apresentam contribuições significativas e que o corretor proposto visa apenas minimizar os efeitos do atraso do *encoder*.

### Influência da resolução do *encoder* sobre a taxa de amostragem $T_{Amin}$

Um *encoder* absoluto de  $N$  bits divide uma volta completa em  $2^N$  divisões, cada divisão corresponderá a

$$1 Div_{enc} = \frac{360^\circ}{2^N bits}. \quad (3.10)$$

Portanto, em um *encoder* com menor resolução a leitura de diferenças angulares deve, preferencialmente, ser tomada em intervalos maiores de forma que a variação de uma posição na leitura não insira erros elevados. A partir de diferenças angulares, calcula-se a velocidade angular, a qual irá absorver os erros das leituras das diferenças angulares associadas. Em termos práticos é interessante que a atualização do estimador ocorra com  $\Delta\theta_\omega > 60^\circ$  para um *encoder* de 10 bits, a fim que o erro de origem na resolução seja inferior a 1,17 %. O mesmo não acontece para um *encoder* de 13 bits, já que os erros originados pela resolução são menores que 1 % para  $\Delta\theta_\omega > 10^\circ$ .

Baseado nesta discussão é que se faz a consideração de que não sejam utilizados tempos de amostragem muito pequenos, pois, associados aos mesmos, estarão também intervalos angulares menores cuja leitura poderá conter erros significativos. Desta forma, deve-se considerar um valor mínimo para o tempo de amostragem da posição angular,  $T_{Amin}$ , que limite os erros nas posições angulares dos encoders.

### Uso de regressão linear para obtenção dos parâmetros do estimador linear e da velocidade angular

Neste trabalho optou-se pelo uso de regressão linear simples para obtenção dos parâmetros do estimador linear definido em (3.4). A forma geral da regressão linear é descrita por

$$y_{RegLin} = k_{lin} + k_{ang}x. \quad (3.11)$$

onde  $k_{lin}$  é o coeficiente linear,  $k_{ang}$  é o coeficiente angular e  $x$  a variável livre.

Os coeficientes da regressão podem ser obtidos através de mínimos quadrados por

$$k_{ang} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (3.12)$$

e

$$k_{lin} = \bar{y} - k_{ang}\bar{x}. \quad (3.13)$$

onde  $\bar{x}$  e  $\bar{y}$  são os valores médios dos vetores de amostras  $x$  e  $y$  necessários para determinação da regressão e  $n$  é o número de amostras.

A regressão linear será utilizada para aproximação da posição angular que será amostrada em taxa fixa. Isto permite reescrever (3.12) e (3.13) para formas otimizadas para uso com o DSP

$$k_{ang} = \omega_r = \frac{\sum_{i=1}^n (2i - n - 1)(\theta_i - \bar{\theta})}{D_{RL}}, \quad (3.14)$$

onde  $\theta_i$  são as amostras das leituras do *encoder*,  $\bar{\theta}$  é o valor médio destas amostras,  $D_{RL} = (n^3 - n)\Delta t/6$ , que é calculado apenas uma vez, e  $\Delta t$  é o tempo de amostragem do *encoder*.

O coeficiente linear pode ser determinado por

$$\theta_0 = \bar{\theta} - \omega_r \frac{n-1}{2} \Delta t. \quad (3.15)$$

A forma final do estimador linear de posição angular é

$$\theta_{RL} = \theta_0 + \omega_r t_{RL}, \quad (3.16)$$

onde  $t_{RL}$  é o tempo medido a partir da primeira amostra temporal fornecida à regressão.

O valor esperado para a próxima leitura do *encoder* é

$$\theta_{esp} = \theta_0 + \omega_r (n+1) \Delta t. \quad (3.17)$$

O valor de  $\theta_{esp}$  é utilizado para validar a leitura do *encoder*. Caso a leitura apresente desvio acima do predeterminado, o sistema irá utilizar o valor de  $\theta_{esp}$  ao invés da leitura do *encoder* que será descartada. Caso esta condição se repita consecutivamente, um *flag* é acionado e o *buffer* que armazena as leituras do *encoder* é totalmente descartado e outro conjunto de amostras é iniciado.

### 3.3 Estratégia de chaveamento

Em razão da forte dependência da operação da SRM com a posição do rotor torna-se necessário estabelecer relações que permitam identificar os intervalos angulares em que cada enrolamento deverá ser energizado a fim de que o movimento do rotor seja regular. A escolha destes intervalos angulares depende também do valor da corrente que se deseja nos enrolamentos e da velocidade do rotor. Tais escolhas permitem maximizar o torque<sup>27</sup> da máquina.

Em baixas velocidades o controle da corrente irá ocorrer através de PWM e com o aumento da velocidade o controle passará a operar em modo de pulso único. A transição irá ocorrer em função da demanda instantânea de potência, na desaceleração para entrega de energia armazenada (operação geradora) e na aceleração, para acumulação de energia (operação motora).

Neste trabalho a posição angular  $\theta_r = 0^\circ$  é definida no alinhamento de um par de polos do rotor com os polos estáticos associados ao enrolamento “A”. A Figura 3.3 ilustra a condição de alinhamento em  $\theta_r = 0^\circ$ .

---

<sup>27</sup> Vale considerar que esta maximização do torque não consiste necessariamente em uma estratégia de minimização de suas oscilações.

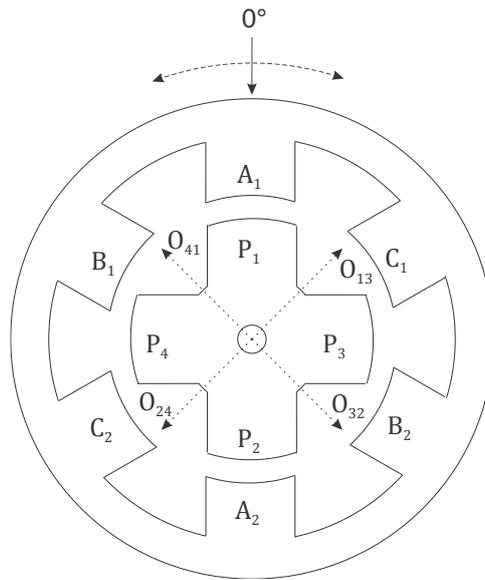


Figura 3.3: Construção elementar de um motor de relutância variável 6/4 ACB – rotor interno.

Nesta figura os enrolamentos sobre os polos do estator foram omitidos para simplificação do esquema e o enrolamento “C” está à direita do enrolamento “A”. Foram adicionadas setas de referências fixadas no rotor entre dois polos adjacentes, ou seja,  $O_{13}$  entre os polos  $P_1$  e  $P_3$ ,  $O_{32}$  entre os polos  $P_3$  e  $P_2$ ,  $O_{24}$  entre os polos  $P_2$  e  $P_4$  e  $O_{41}$  entre os polos  $P_4$  e  $P_1$ , tendo-se adotado o sentido horário para giro do rotor.

A partir destas definições, tomando o sentido horário, algumas posições angulares podem ser destacadas considerando-se as condições de alinhamento dos polos, como descrito na Figura 3.4.

Nesta sequência, a posição angular sofre deslocamento de  $15^\circ$  entre duas figuras consecutivas tendo em vista que a máquina é uma SRM 6/4. O deslocamento máximo representado neste esquema é de  $90^\circ$  e os polos  $A_1$  e  $A_2$  saíram da condição de máximo alinhamento e retornaram a esta posição completando o ciclo na transição da figura (f) para a figura (a).

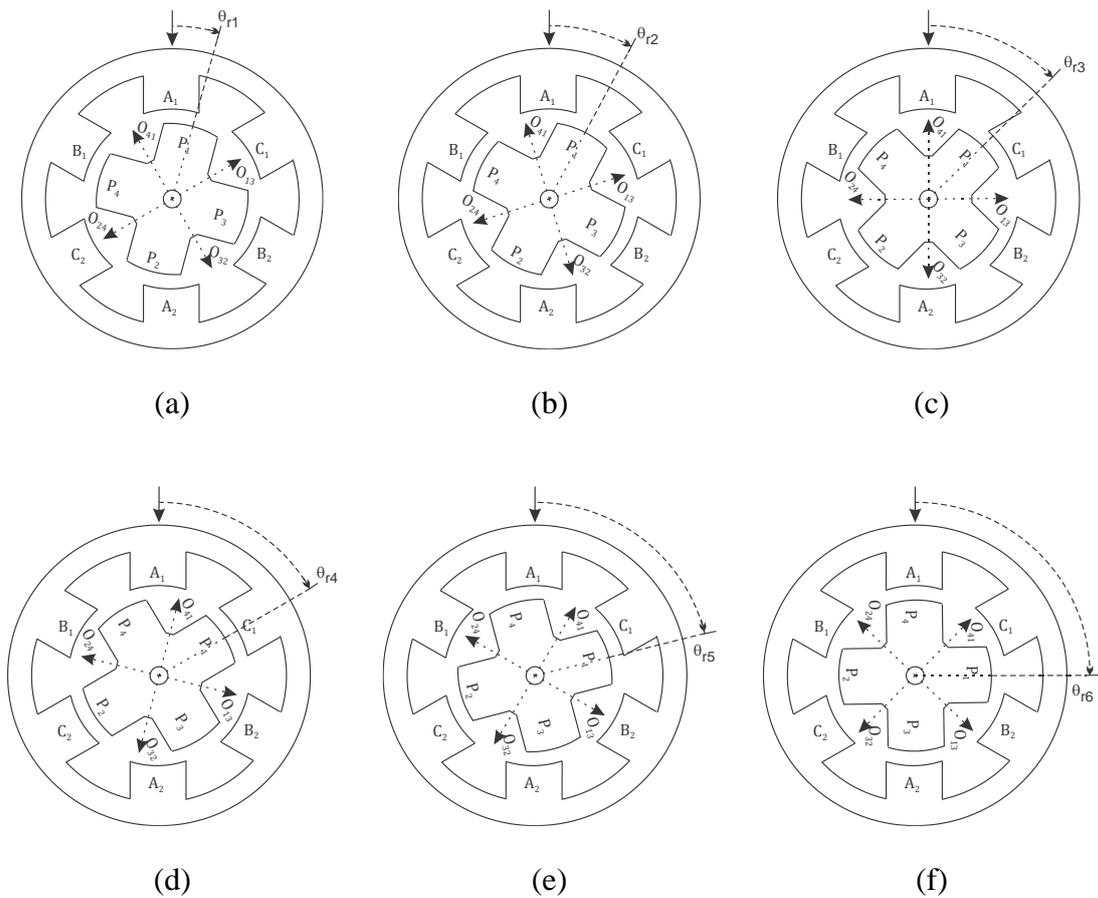


Figura 3.4: Exemplos de posições do rotor: (a) polos  $C_1$  e  $C_2$  em máximo desalinhamento, (b) polos  $B_1$  e  $B_2$  em alinhamento máximo, (c) polos  $A_1$  e  $A_2$  em desalinhamento máximo, (d) polos  $C_1$  e  $C_2$  em alinhamento máximo, (e) polos  $B_1$  e  $B_2$  em desalinhamento máximo e (f) polos  $A_1$  e  $A_2$  em alinhamento máximo.

Na figura (c) a indutância do enrolamento “A” é mínima, pois corresponde ao máximo desalinhamento dos polos  $A_1$  e  $A_2$ . Na figura (d) o valor da indutância cresce devido aos polos  $P_3$  e  $P_4$  terem se aproximado de  $A_1$  e  $A_2$ . Esta região de crescimento da indutância com a posição angular produz torque motor na SRM. Quando estes polos se

alinharem, figura (f), então o torque será nulo e a indutância máxima<sup>28</sup>. Quando estes polos começarem a se desalinhar, figuras (a) e (b), a indutância sofrerá redução com o aumento da posição angular, consistindo na região de operação geradora. Desta forma, definida a operação desejada, motora ou geradora, deve-se então alimentar os enrolamentos nos intervalos adequados para que o torque desenvolvido pela máquina produza a ação esperada.

As indutâncias dos enrolamentos fazem com que as transições entre dois valores distintos de corrente não sejam instantâneas, necessitando que sejam transcorridos tempos<sup>29</sup> entre estas duas condições. Quando a transição é de zero até o valor da corrente de referência ( $i_{ref}$ ), o tempo necessário é denominado tempo de crescimento ( $t_R$ ) e na transição oposta tem-se o tempo de decaimento ( $t_F$ ) das correntes nas fases. Em virtude da diferença no comportamento do sistema nos modos motor e gerador, foram acrescentados os índices "M" e "G", respectivamente, na designação destes tempos, a saber:  $t_{RM}$ ,  $t_{FM}$ ,  $t_{RG}$  e  $t_{FG}$ . Estão associados a estes tempos os intervalos angulares  $\theta_{RM}$ ,  $\theta_{FM}$ ,  $\theta_{RG}$  e  $\theta_{FG}$  (ver Figura 3.5 e Figura 3.6). É importante destacar que:

- a) Os tempos  $t_{RM}$ ,  $t_{FM}$ ,  $t_{RG}$  e  $t_{FG}$  variam com as indutâncias dos enrolamentos (que dependem da posição angular), com a velocidade angular que modifica a força contra-eletromotriz ( $E_g$ ) e com a corrente que se deseja nos enrolamentos.
- b) Os intervalos angulares  $\theta_{RM}$ ,  $\theta_{FM}$ ,  $\theta_{RG}$  e  $\theta_{FG}$  variam com a velocidade angular e com os tempos  $t_{RM}$ ,  $t_{FM}$ ,  $t_{RG}$  e  $t_{FG}$ .

---

<sup>28</sup> Os conceitos de indutâncias mínimas e máximas associadas à posição angular devem também considerar as correntes nos enrolamentos em virtude dos efeitos de saturação magnética no núcleo.

<sup>29</sup> Foi utilizado o plural "tempos" para evidenciar que o tempo necessário para a transição do menor para o maior valor não é, necessariamente, igual ao tempo requerido para a transição inversa.

Em razão destes tempos torna-se necessário ajustar as posições angulares que governam<sup>30</sup> o fechamento ( $\theta_{Xf}$ ) e a abertura ( $\theta_{Xa}$ ) das chaves dos braços do conversor de potência que aciona a SRM. A Figura 3.5 ilustra estes ajustes de  $\theta_{Af}$  e  $\theta_{Aa}$  em relação ao enrolamento “A” com operação motora.

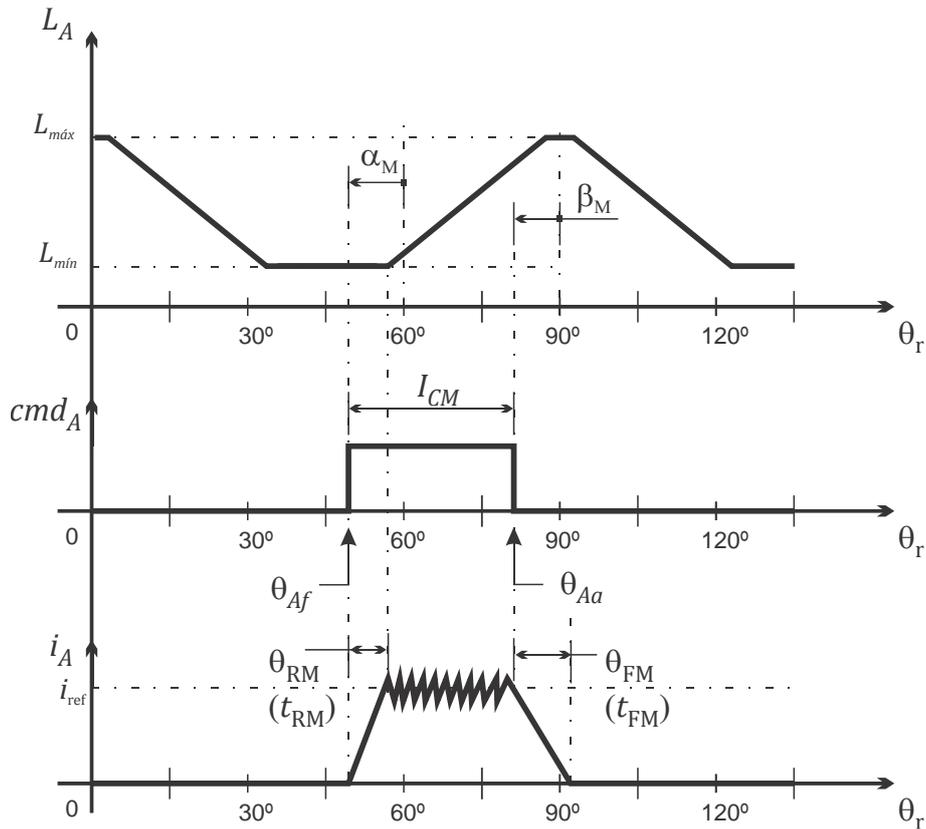


Figura 3.5: Comando das chaves com antecipações de fechamento e abertura das chaves com operação motora.

O torque eletromagnético em (2.6) informa que para operação motora (torque positivo) a corrente deve percorrer o enrolamento na região de crescimento da

<sup>30</sup> O índice “X” utilizado em  $\theta_{Xf}$  e  $\theta_{Xa}$  torna a designação genérica enquanto que sua substituição por “A”, “B” ou “C” representa especificamente os tempos de fechamento e abertura das chaves associadas a uma dada fase.

indutância. Nas demais regiões o torque será nulo ou negativo. Para aumentar o torque motor a corrente deve adquirir seu valor desejado  $i_{ref}$  assim que a região de indutância crescente for alcançada, por isso, as chaves associadas devem ser fechadas antecipadamente. De forma similar, a abertura das chaves deve ser antecipada para que correntes elevadas não atinjam a região de torque negativo. Na curva da corrente  $i_A$  as oscilações de natureza triangular em torno do valor  $i_{ref}$  são resultados dos chaveamentos PWM sobre a indutância do enrolamento “A”. A análise da operação em pulso único será realizada ainda neste capítulo.

Nesta figura o ângulo de desalinhamento máximo ocorre em  $45^\circ$ , porém arbitrou-se que a referência para contagem de  $\alpha_M$  será tomada a partir de  $60^\circ$ . Mesmo que este valor não corresponda exatamente ao ponto inicial de crescimento da indutância da SRM em estudo, seu efeito é corrigido através do ângulo de antecipação do fechamento  $\alpha_M$ . O ângulo de antecipação da abertura  $\beta_M$  foi tomado a partir da posição de alinhamento máximo. Tanto  $\alpha_M$  quanto  $\beta_M$  crescem com a velocidade angular do rotor. Na figura o intervalo  $I_{CM}$  corresponde ao período de condução em operação motora.

Como o período angular para o enrolamento “A” compreende o intervalo  $I_{fA} = [0^\circ; 90^\circ]$ , pode-se escrever que

$$\theta_{fA} = \text{mod}(\theta_r, 90^\circ), \quad (3.18)$$

onde  $\theta_{fA}$  é o valor da posição angular referenciada para o enrolamento “A” e “*mod*” é uma função que retorna o resto da divisão.

De forma similar, a posição angular referenciada para o enrolamento “B” será

$$\theta_{fB} = \text{mod}(\theta_r - 30^\circ, 90^\circ), \quad (3.19)$$

e para o enrolamento “C” tem-se

$$\theta_{fC} = \text{mod}(\theta_r + 30^\circ, 90^\circ). \quad (3.20)$$

Os sinais que geram o intervalo de condução,  $I_{CM}$ , associados ao enrolamento genérico “X”, com operação motora, podem ser obtidos de

$$cmd_X = \begin{cases} 1, & \text{se } (60^\circ - \alpha_M) \leq \theta_{fX} < (90^\circ - \beta_M), \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.21)$$

onde o valor “1” representa chave habilitada e o valor “0” chave desabilitada.

A Figura 3.6 ilustra estes ajustes de  $\theta_{cf}$  e  $\theta_{ca}$  em relação ao enrolamento “A” com operação geradora.

Nesta figura o ângulo de antecipação do fechamento  $\alpha_G$  foi tomado a partir da posição de máximo alinhamento e o ângulo de antecipação da abertura  $\beta_G$  a partir da posição de desalinhamento máximo. Tanto  $\alpha_G$  quanto  $\beta_G$  também crescem com a velocidade angular do rotor.

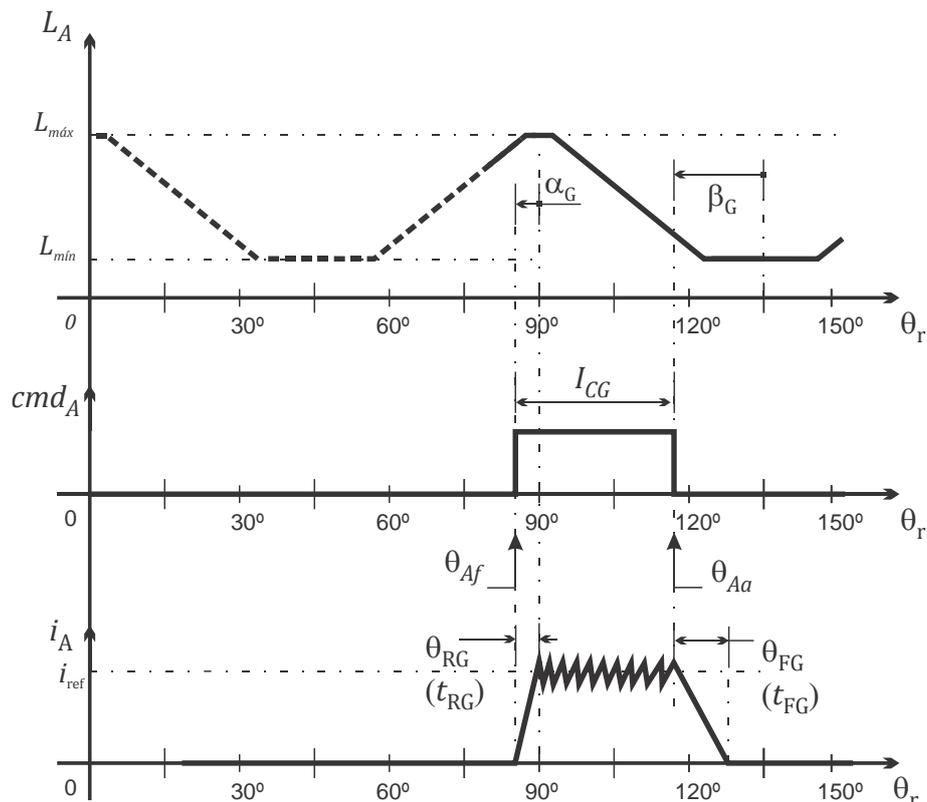


Figura 3.6: Comando das chaves com antecipações de fechamento e abertura (operação geradora).

Os sinais que definem o intervalo,  $I_{CG}$ , associados ao enrolamento genérico “X”, com operação geradora, podem ser obtidos de

$$cmd_X = \begin{cases} 1, & \text{se } \theta_{fX} \geq (90^\circ - \alpha_G), \\ 1, & \text{se } \theta_{fX} < (45^\circ - \beta_G), \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.22)$$

onde o valor “1” representa chave habilitada e o valor “0” chave desabilitada.

Os ângulos de antecipação podem ser designados genericamente por  $\alpha$  e  $\beta$  e podem ser mapeados para se obter tabelas que os representem em função da velocidade angular e da corrente para os modos de operação motora e geradora.

É importante destacar que os sinais de comando  $cmd_X$  fornecem os intervalos de produção de torque nos enrolamentos. Em relação a um enrolamento, este sinal é conectado a um dos IGBTs enquanto o outro IGBT do braço é comanda por um sinal PWM. O sinal PWM deve estar sincronizado com o sinal  $cmd_X$  de forma que o torque produzido no início do intervalo de condução seja o mesmo para todos os enrolamentos. Esta estratégia contribui no balanceamento das forças no sistema e reduz as vibrações, sendo mais relevante em operações com velocidades elevadas. Como resultado os controles PWM passam a operar de forma assíncrona entre si mas sincronizados, cada um, com seu respectivo sinal  $cmd_X$ .

### **Operação com estimador de posição $\omega_r > \omega_{Ar}$ .**

A Figura 3.7 mostra os instantes em que o processador será requerido para produzir alterações nos estados das chaves do conversor.

Tabela 3.2: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7, para operação como motor ( $\alpha_M > \beta_M$ ).

Sequência	Ângulo de transição Obs.: Obtidos de (3.18) a (3.21)	Fase	Estado após a transição <sup>31</sup>
1	$\theta_{Cf} = 30^\circ - \alpha_M$	C	1
2	$\theta_{Ba} = 30 - \beta_M$	B	0
3	$\theta_{Af} = 60^\circ - \alpha_M$	A	1
4	$\theta_{Ca} = 60^\circ - \beta_M$	C	0
5	$\theta_{Bf} = 90^\circ - \alpha_M$	B	1
6	$\theta_{Aa} = 90^\circ - \beta_M$	A	0

A partir desta figura pode-se determinar a sequência de transições das chaves a ser seguida para a operação motora como mostrado na Tabela 3.2.

---

<sup>31</sup> É recomendável que a atualização das chaves não se limite apenas à permuta do estado da chave da sequência mas também a confirmação com reaplicação dos sinais das demais chaves como medida de minimização da propagação de possíveis erros anteriores de chaveamento.

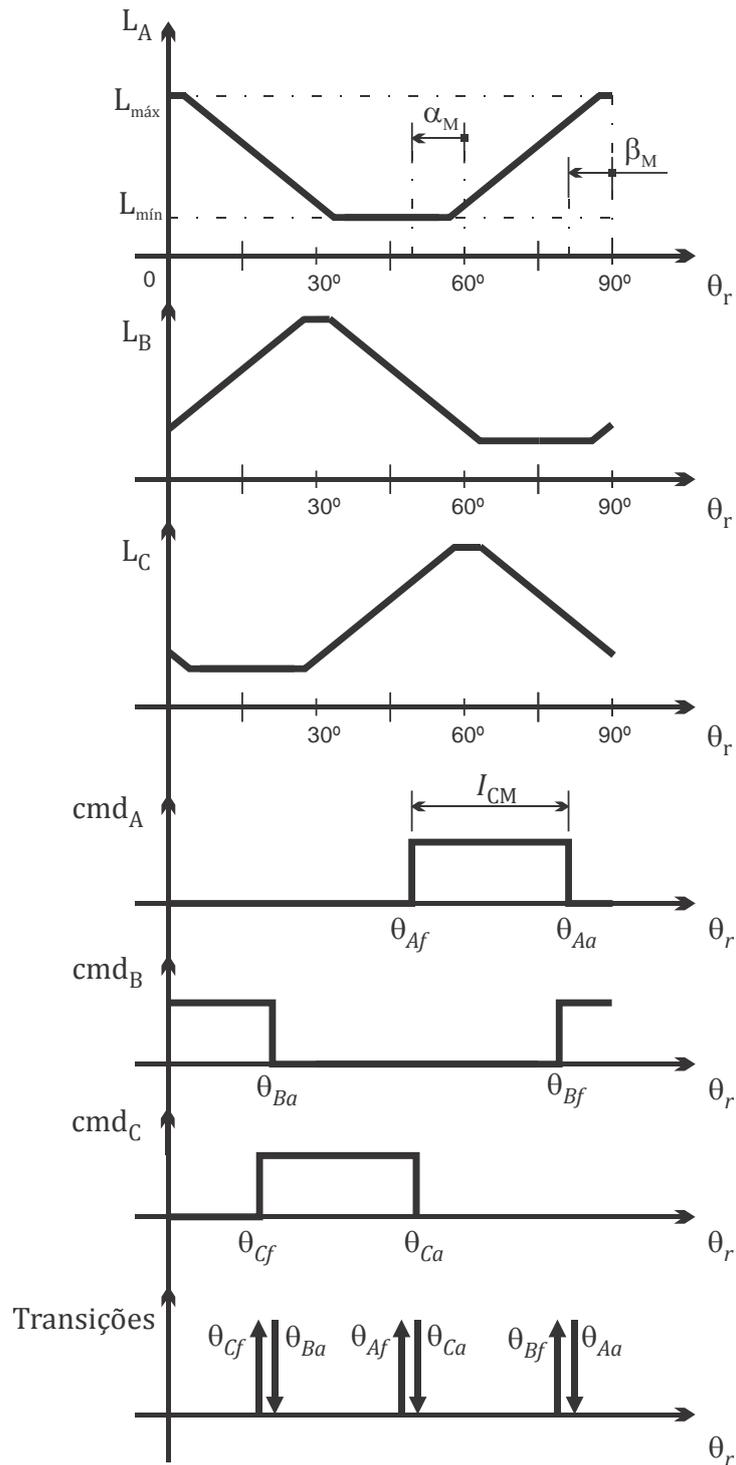


Figura 3.7: Geração dos sinais de comandos das chaves do conversor utilizando o estimador de posição.

Na Figura 3.7 as transições do par “ $\theta_{Cf}, \theta_{Ba}$ ” ocorrem com relativa proximidade (o mesmo ocorre com os pares “ $\theta_{Af}, \theta_{Ca}$ ” e “ $\theta_{Bf}, \theta_{Aa}$ ”). A questão é determinar qual

transição ocorre primeiro e, neste caso, considerando a segunda coluna desta tabela verifica-se que o valores de  $\alpha_M$  e  $\beta_M$  são decisivos para que a sequência de modificação das chaves ocorra desta forma ou com a permuta dos pares como mostrado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor com sequência oposta entre os pares da Figura 3.7 ( $\beta_M > \alpha_M$ ), para operação como motor.

Sequência	Ângulo de transição Obs.: Obtidos de (3.18) a (3.21)	Fase	Estado após a transição
1	$\theta_{Ba} = 30 - \beta_M$	B	0
2	$\theta_{Cf} = 30^\circ - \alpha_M$	C	1
3	$\theta_{Ca} = 60^\circ - \beta_M$	C	0
4	$\theta_{Af} = 60^\circ - \alpha_M$	A	1
5	$\theta_{Aa} = 90^\circ - \beta_M$	A	0
6	$\theta_{Bf} = 90^\circ - \alpha_M$	B	1

Conclui-se que se  $\alpha_M > \beta_M$  então deve-se utilizar a Tabela 3.2 e se  $\beta_M > \alpha_M$  deve-se utilizar a Tabela 3.3. Em situações em que a diferença ( $\alpha_M - \beta_M$ ) troque de sinal para diferentes combinações da velocidade angular do rotor e da corrente nos enrolamentos, então pode ser requerida a permuta entre as tabelas. Neste caso recomenda-se que as chaves sejam todas desligadas durante esta troca.

É importante destacar que na Tabela 3.2 os chaveamentos operam com sobreposição, ou seja, existem intervalos em que dois enrolamentos estarão energizados simultaneamente enquanto que na Tabela 3.3 esta condição é inexistente.

#### **Condição de repouso em carga máxima ( $\omega_r = \omega_M$ ).**

Nesta condição todos os sinais de comando das chaves devem ser desligados e a SRM estará operando sem fluxo de potência armazenando a energia recebida. Deve-se notar que a detecção desta condição deve rejeitar simples cruzamentos da curva de  $\omega_r$  pelo valor  $\omega_M$  que representa situações comuns em respostas de sistemas operando com controle em malha fechada. A solução adotada foi um controle por banda de histerese. Em virtude das perdas inerentes ao processo é esperado então que o sistema saia

automaticamente deste modo de operação quando a velocidade do rotor for reduzida e então o controle fará intervenções a fim de retornar a velocidade angular para a condição de repouso em carga máxima.

### Operação geradora (descarga) com $\omega_M/2 \leq \omega_r \leq \omega_M$ .

Esta etapa corresponde à condição de descarga do armazenador, em que o torque da SRM é negativo, sendo requerida quando:

- a) alguma carga externa requer a energia armazenada e
- b) quando o controle necessita produzir ação de controle negativa para reduzir a velocidade do sistema em situações típicas de sobrelevação da variável controlada, neste caso, a velocidade angular.

De forma equivalente à Tabela 3.2, a sequência de transição de chaves para operação geradora com sobreposição de fases é apresentada na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7 ( $\alpha_G > \beta_G + 15^\circ$ ), para operação como gerador.

Sequência	Ângulo de transição Obs.: Obtidos de (3.18) a (3.20) e (3.22)	Fase	Estado após a transição
1	$\theta_{Bf} = 30^\circ - \alpha_G$	B	1
2	$\theta_{Aa} = 45^\circ - \beta_G$	A	0
3	$\theta_{Cf} = 60^\circ - \alpha_G$	C	1
4	$\theta_{Ba} = 75^\circ - \beta_G$	B	0
5	$\theta_{Af} = 90^\circ - \alpha_G$	A	1
6	$\theta_{Ca} = 15^\circ - \beta_G$	C	0

Nesta tabela também ocorrem pares com elementos concorrentes entre si, a saber, “ $\theta_{Bf}, \theta_{Aa}$ ”, “ $\theta_{Cf}, \theta_{Ba}$ ” e “ $\theta_{Af}, \theta_{Ca}$ ”. Para a condição geradora sem sobreposição, a sequência de acionamento é mostrada na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Exemplo de atualização dos estados das chaves do conversor conforme Figura 3.7 ( $\beta_G > \alpha_G + 15^\circ$ ), para operação como gerador.

Sequência	Ângulo de transição Obs.: Obtidos de (3.18) a (3.20) e (3.22)	Fase	Estado após a transição
1	$\theta_{Aa} = 45^\circ - \beta_G$	A	0
2	$\theta_{Bf} = 30^\circ - \alpha_G$	B	1
3	$\theta_{Ba} = 75^\circ - \beta_G$	B	0
4	$\theta_{Cf} = 60^\circ - \alpha_G$	C	1
5	$\theta_{Ca} = 15^\circ - \beta_G$	C	0
6	$\theta_{Af} = 90^\circ - \alpha_G$	A	1

A operação da SRM pode ser motora ou geradora com permutações entre estas ações governadas pelo controlador. A sequência de disparo pode corresponder à Tabela 3.2 até Tabela 3.5 ou mesmo com combinações entre elas. Na troca de uma tabela para outra recomenda-se desligar os sinais das chaves e logo em seguida verificar em qual intervalo se encontra o chaveamento, ajustando os estados nas chaves correspondentes de acordo a próxima sequência da tabela escolhida.

### 3.4 Modelo do armazenador

Um modelo em diagrama de blocos (LANES; ROLIM, 2012) com as principais partes do sistema é apresentado na Figura 3.8.

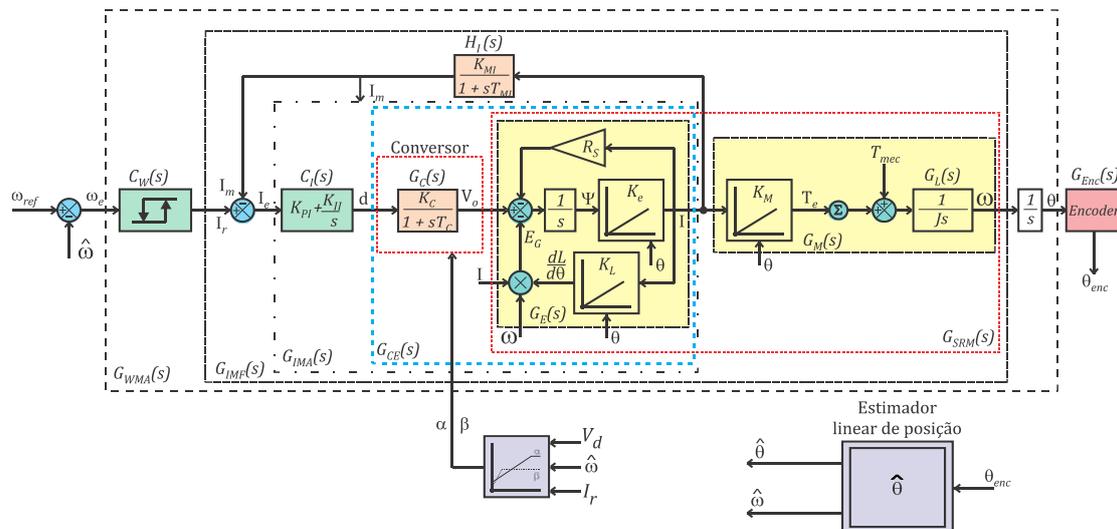


Figura 3.8: Diagrama de controle do flywheel.

O modelo da SRM é baseado no trabalho (LE-HUY; BRUNELLE, 2005) cujo modelo é adotado pelo *software* Matlab/Simulink<sup>TM</sup> (*toolbox* SimPowerSystems). A SRM é representada pelas funções de transferências  $G_E(s)$  e  $G_M(s)$  que modelam as partes elétricas e mecânicas, respectivamente, e são dadas por

$$G_e(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{K_E}{R_S K_E + s} = \frac{\frac{1}{R_S}}{1 + \frac{1}{R_S K_E} s}, \quad (3.23)$$

em que os efeitos da f.c.e.m. foram negligenciados, e

$$G_m(s) = \frac{\omega(s)}{I(s)} = \frac{K_M}{B + Js} = \frac{\frac{K_M}{B}}{1 + \frac{J}{B} s}, \quad (3.24)$$

resultando na função de transferência da SRM como

$$G_{SRM}(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = G_e(s)G_m(s). \quad (3.25)$$

$G_C(s)$  é a *ft* do conversor eletrônico,  $C_I(s)$  e  $C_W(s)$  são os controladores PI<sup>32</sup> de corrente e velocidade, nessa ordem. As funções de transferências dos medidores de corrente  $H_I(s)$  e posição angular  $G_{Enc}(s)$ <sup>33</sup> são adotadas constantes e iguais a  $K_{mi}$  e 1, respectivamente.

---

<sup>32</sup> O ganho proporcional do controlador  $C_I(s)$  é ajustado dinamicamente para compensar as variações de  $K_E$  com a posição angular.

<sup>33</sup>  $G_{Enc}(s)$  possui introduz um atraso devido à comunicação serial. Este atraso não pode ser desconsiderado em altas velocidades porém o estimador de posição tem capacidade de previsão e o atraso do *encoder* está sendo corrigido nele.

### 3.5 Projeto do controlador de corrente em modo motor com chaveamento PWM

O controlador de corrente é projetado para atuar na planta

$$G_{ce} = \frac{I(s)}{D(s)} = G_c(s)G_e(s). \quad (3.26)$$

Será utilizado um PI definido por

$$C_I(s) = \frac{D(s)}{I_e(s)} = \overbrace{K_{PI} + \frac{K_{II}}{s}}^{1^a \text{ forma}} = \frac{\overbrace{K_{II} \left(1 + \frac{K_{PI}}{K_{II}}s\right)}^{2^a \text{ forma}}}{s}, \quad (3.27)$$

para controle da corrente e seus ganhos são determinados por duas regras (Kessler 1958), que são usualmente aplicadas em sistemas compostos por dois polos reais negativos, um dominante (próximo da origem) e outro distante da origem.

- Ajustar o zero de  $C_I(s)$  de forma a cancelar o polo de  $G_e(s)$  (PALMA, 1999). No critério da amplitude ótima, esta regra consiste em fazer a constante de tempo  $T_e = \frac{1}{R_S K_E}$  do polo dominante igual à constante de tempo do zero do controlador.
- Ajustar o fator de amortecimento para o valor ótimo ( $\xi = \sqrt{2}/2$ ) pelo critério ITAE (PALMA, 1999). Este procedimento equivale ao método da amplitude ótima de (Kessler 1958), que consiste em fazer  $K_{PI} = \frac{T_e}{2K_S \tau}$ , onde  $K_S = G_{ce}(s \rightarrow \infty)$ , que é o ganho em malha aberta do sistema e  $\tau_C$  é a constante de tempo do polo do conversor.

$G_{IMA}(s)$  é

$$G_{IMA}(s) = \frac{I(s)}{I_e(s)} = C_I(s)G_{ce} = \frac{K_{II} \left(1 + \frac{K_{PI}}{K_{II}}s\right) K_C \frac{1}{R_S}}{s(1 + sT_C)\left(1 + \frac{1}{R_S K_E}s\right)}. \quad (3.28)$$

A primeira regra de projeto impõe que

$$\left(1 + \frac{K_{PI}}{K_{II}}s\right) = \left(1 + \frac{1}{R_S K_E} s\right) \rightarrow \frac{K_{PI}}{K_{II}} = \frac{1}{R_S K_E}. \quad (3.29)$$

Aplicando (3.29) em (3.28) tem-se a forma simplificada de  $G_{IMA}(s)$  dada por

$$G_{IMS}(s) = \frac{I(s)}{I_e(s)} = C_I(s)G_{ce(s)} = \frac{K_{II}K_C}{R_S(1 + sT_C)s}. \quad (3.30)$$

A  $ft$  em malha fechada com denominador na forma amortecida

$$F_{amort}(s) = \frac{K}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2}. \quad (3.31)$$

é

$$G_{IMF}(s) = \frac{I(s)}{I_r(s)} = \frac{G_{IMS}(s)}{1 + G_{IMS}(s)K_{mi}} = \frac{K_{II}K_C/R_S T_C}{s^2 + \frac{1}{T_C}s + \frac{K_{II}K_C}{R_S T_C}} \quad (3.32)$$

A segunda regra do projeto requer fazer  $\xi = \sqrt{2}/2$  que fornece

$$K_{II} = \frac{R_S}{2K_C T_C} \quad (3.33)$$

O valor de  $K_{PI}$  pode ser obtido aplicando (3.33) em (3.29), que resulta

$$K_{PI} = \frac{1}{R_S K_E} K_{II}, \quad (3.34)$$

onde que  $K_e$  é um parâmetro definido como

$$K_e = \frac{i}{\Psi} = \frac{1}{L_f}, \quad (3.35)$$

onde  $i$  é a corrente no enrolamento,  $\Psi$  é o fluxo enlaçado e  $L_f$  é a indutância de fase.

O valor do ciclo de trabalho varia de 0 a 1 e, portanto, permite definir que a tensão de saída ( $V_O$ ) do conversor irá variar de 0 a  $V_{CC}$  (tensão do barramento CC). Portanto, o valor da constante do conversor é

$$K_C = \left. \frac{V_o}{d} \right|_{V_o=V_{CC}, d=1} = V_{CC}. \quad (3.36)$$

Adotando-se a condição onde  $K_e$  é mínimo e fazendo  $T_C = 1/f_s$  ( $f_s = 10 \text{ kHz}$  é a frequência de chaveamento do conversor), para uma dada tensão do barramento CC, os valores dos ganhos do controlador de corrente se tornam constantes e iguais a

$$K_{II} = \frac{4300}{V_{CC}}, \quad (3.37)$$

e adotando  $K_e$  para o ponto de indutância máxima, tem-se

$$K_{PI} = \frac{K_{II}}{2,72}. \quad (3.38)$$

A Figura 3.9 mostra o resultado da ação do controlador de corrente operando em modo PWM.

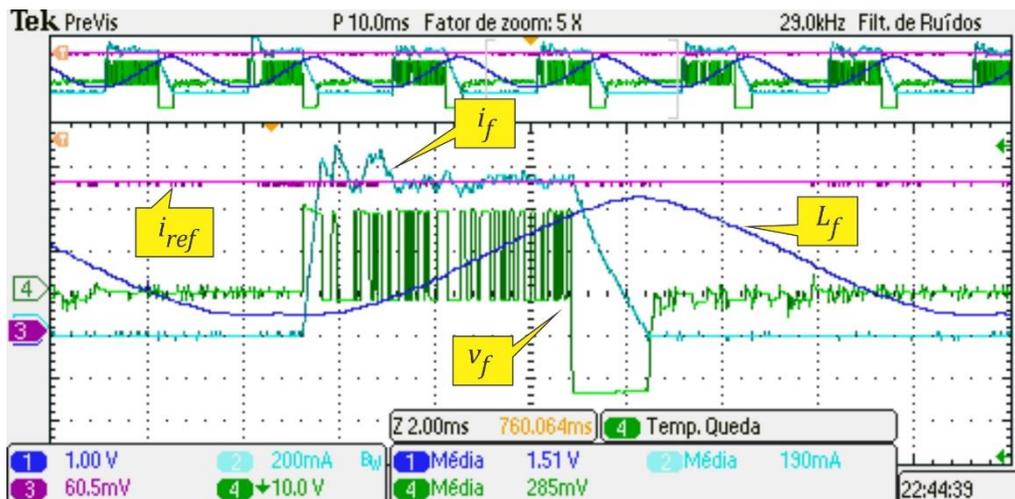


Figura 3.9: Sinal de corrente e tensão com controle PWM.

A forma de onda em cor azul claro é a corrente em uma das fases ( $i_f$ ), regulada para um patamar médio 4,5 A, cuja referência ( $i_{ref}$ ) está na cor roxa, a forma de onda

em cor verde é a tensão no enrolamento ( $v_f$ ) que foi ajustada para 110 V de amplitude e o perfil da indutância não saturada ( $L_f$ ) está em cor azul escuro. O controle da corrente ocorre em modo unipolar enquanto que o modo bipolar é utilizado ao final do intervalo de condução do enrolamento, pois é requerido que a corrente decresça rapidamente para não produzir torque contrário relevante.

### 3.6 Operação em modo de pulso único (motor)

Como discutido na Seção 2.5 a operação em modo de pulso único requer que modificações dinâmicas ocorram sobre os valores dos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ . Estas modificações são distintas para os modos motor e gerador. Um fato relevante é que estes ângulos dominam a dinâmica da máquina de relutância. Aliado a isto, outro fato é que os valores ótimos destes ângulos dependem, essencialmente, da velocidade, corrente, modo de operação e das características da própria máquina.

Vários trabalhos apresentam regras de ajustes destes ângulos visando colocar a máquina em uma adequada condição de operação. Em (NASHED, 2010) o autor apresenta uma proposta de ajuste do ângulo  $\beta$  em uma SRM usada em veículos elétricos, aproximando-o por polinômio que depende exclusivamente da velocidade do rotor para uma dada corrente.

Outra posposta é apresentada por (SHAHABI et al., 2013) em que o ângulo  $\beta$  é ajustado por uma função multiobjetiva, proposta por (KIOSKERIDIS; MADEMLIS, 2005), visando minimizar as oscilações de torque e as perdas no cobre. Relata o autor que as regiões que otimizam as oscilações de torque não são as mesmas que otimizam as perdas no cobre, o que requer uma regra de compromisso entre estes objetivos. O ajuste de  $\alpha$  é deduzido a partir de (2.9) considerando que o valor da indutância é constante e mínimo durante o tempo em que a corrente atinge o valor de referência estabelecido.

Com o objetivo de definir uma regra de modificação dos ângulos de comutação para minimizar vibrações na máquina, (BOUKHOBZA et al., 2001) avalia funções com variação senoidal e saturação do valor mínimo. Outros trabalhos (AKHTER et al., 2002; AKHTER; SHARMA, 2001) fixam o ângulo  $\beta$  e avaliam a estabilidade e

performance da máquina e do drive. Técnicas baseadas em controladores neurais e *fuzzy* também são apresentadas em outros trabalhos (BENO et al., 2007; FATEMI et al., 2009; HUH; LEE, 1995).

A determinação dos ângulos  $\alpha_M$  e  $\beta_M$ , para operação motora, foi feita a partir de (2.9) e que foi representada por blocos conforme a Figura 3.10 para permitir sua solução de forma iterativa.

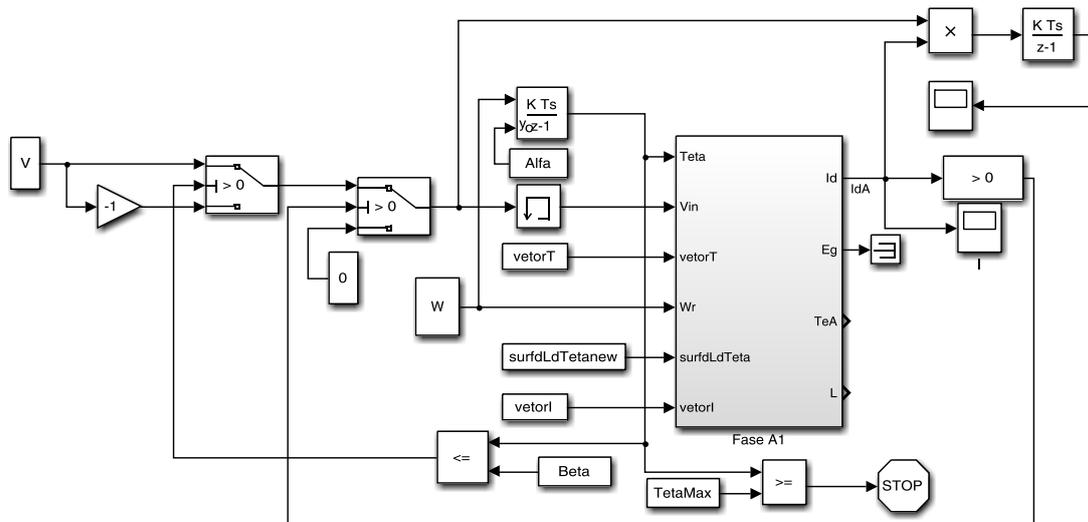


Figura 3.10: Diagrama de blocos do Simulink para determinação dos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ .

O bloco “Fase A1” é mostrado na Figura 3.11.

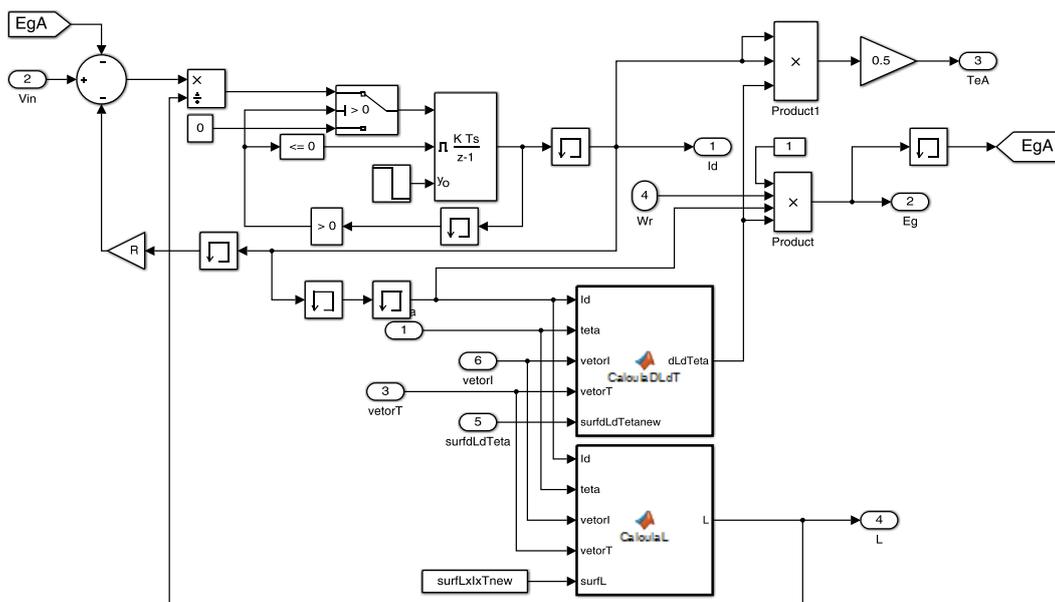


Figura 3.11: Bloco “Fase A1”.

As variáveis que configuram os blocos da figura foram ajustadas para  $V = 110\text{ V}$  (tensão que alimenta os enrolamentos quando as chaves estão fechadas), a resistência do enrolamento “R” foi ajustada conforme (C.4), tendo sido obtida por ensaio. Outras variáveis foram configuradas conforme Tabela 3.6.

Tabela 3.6: Faixa de parâmetros para investigação de curvas ótimas do ângulo  $\beta_M$ .

Parâmetro	Valor mínimo	Valor máximo	Passo incremental
$\alpha_M, (A)$	$0^\circ$	$30^\circ$	$1^\circ$
$\beta_M, (graus)$	$1^\circ$	30	$1^\circ$
$\omega, (rad/s)$	300	1500	100

O alinhamento ocorre em  $0^\circ$  e as demais variáveis definem as superfícies da indutância de fase e de sua derivada em relação à posição angular do rotor.

O algoritmo desenvolvido em script do Matlab<sup>TM</sup>, percorreu os valores de  $\alpha_M$  e  $\beta_M$ , indicados na figura por “Alfa” e “Beta”, respectivamente, para cada combinação de  $\omega$ . As respostas ótimas foram aquelas em que o torque foi máximo não deixando que a corrente ultrapassasse o valor de referência e, ainda, que seu valor fosse anulado antes do limite “TetaMax”, que foi ajustado para  $5^\circ$  após o alinhamento (não permitindo o

surgimento de torque negativo relevante). As curvas obtidas são mostradas na Figura 3.12.

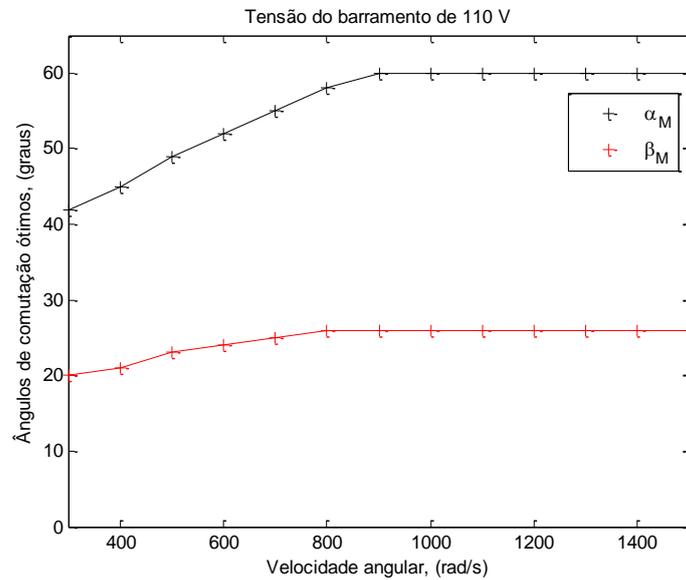


Figura 3.12: Curvas de  $\alpha_M$  e  $\beta_M$  para operação motora.

A partir dos pontos ótimos, utilizou-se de interpolação linear para obtenção dos ângulos de comutação para quaisquer velocidades na faixa avaliada. A Figura 3.13 ilustra um sinal de corrente típico e a relação com os ângulos de  $\alpha_M$  e  $\beta_M$ .

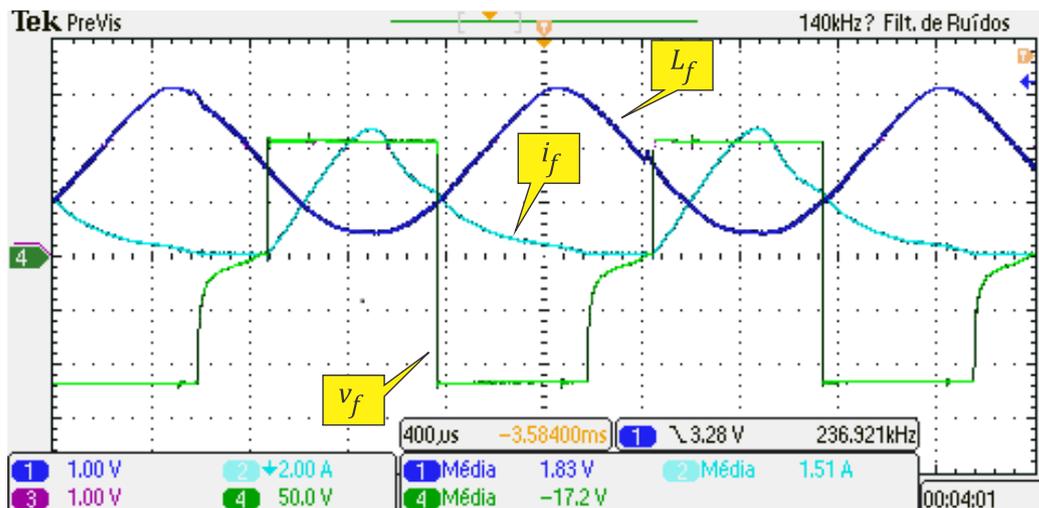


Figura 3.13: Corrente típica no enrolamento em modo de pulso único com operação motora.

A Figura 3.14 mostra as variações dos picos de corrente com a velocidade, obtidos durante o mapeamento dos ângulos.

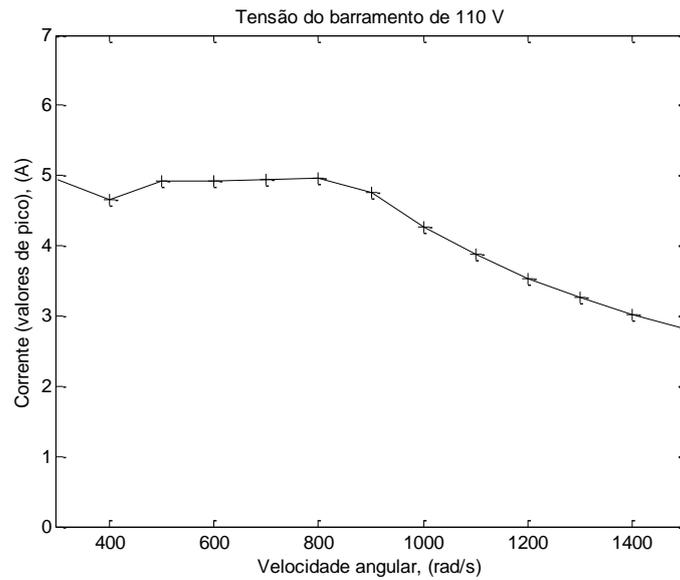


Figura 3.14: Picos de corrente em função da velocidade angular (modo motor).

A Figura 3.15 faz o detalhamento de várias grandezas relevantes durante o controle de pulso único.

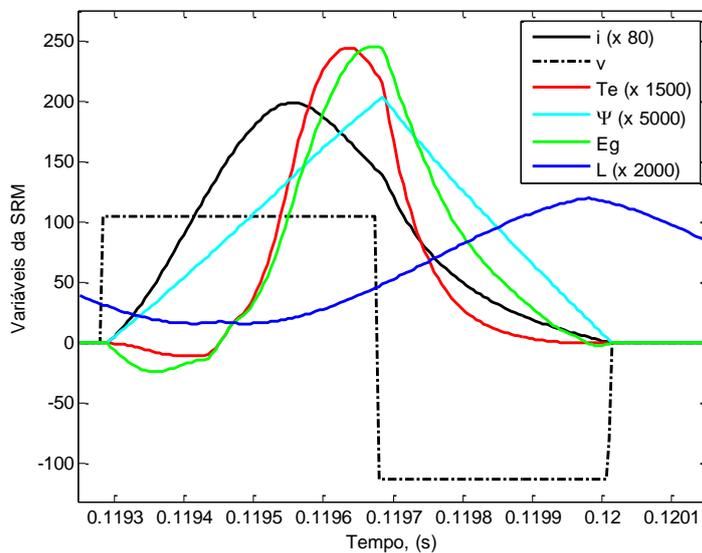


Figura 3.15: Variáveis da SRM com pulso único (modo motor) em 1500 rad/s.

A tensão no enrolamento ( $v$ ) é mostrada na linha tracejada em cor preta com escala unitária da mesma forma que a tensão ( $E_g$ ), que está em cor verde. A corrente é mostrada na cor preta e está ampliada 80 vezes, enquanto que o torque eletromagnético

(cor vermelha) foi ampliado 1500 vezes. Por fim, o perfil da indutância não saturada foi ampliada 2000 vezes na cor azul escuro e o fluxo enlaçado na cor azul claro (5000 vezes).

As curvas ótimas de  $\alpha_M$  foram também obtidas para diferentes tensões no barramento CC como mostra a Figura 3.16.

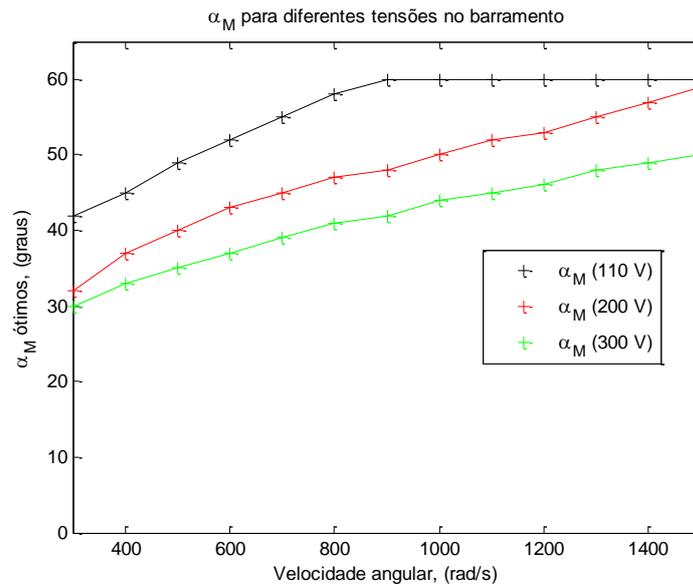


Figura 3.16: Curvas ótimas de  $\alpha_M$  para diferentes tensões do barramento CC (modo motor).

Quanto maior a tensão do barramento, menores valores de  $\alpha_M$  são requeridos tendo em vista que o crescimento da corrente ocorre mais rapidamente.

De forma similar, as curvas ótimas de  $\beta_M$ , para diferentes tensões no barramento, são mostradas na Figura 3.17.

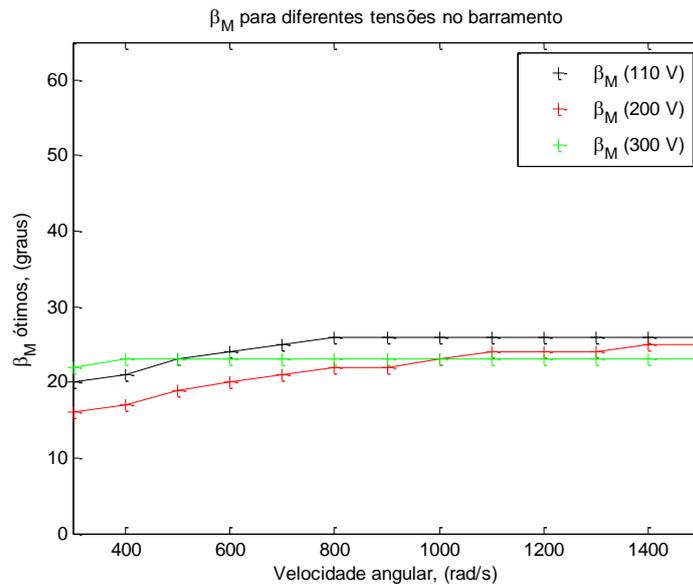


Figura 3.17: Curvas ótimas de  $\beta_M$  para diferentes tensões do barramento CC (modo motor).

### 3.7 O controlador de velocidade (motor) e produção de torque negativo para regulação da velocidade de carga máxima

O controlador de velocidade foi implementado por um bloco de histerese como mostrado na Figura 3.18.

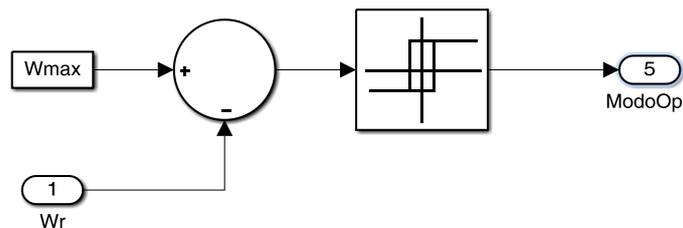


Figura 3.18: Controlador de velocidade (modo motor).

Quando o erro de velocidade for maior que o limite superior do bloco de histerese, ajustado para  $\pm 5 \text{ rad/s}$ , a saída do bloco coloca o modo de operação como motor. Caso o erro de velocidade fique menor que o limite inferior de histerese, então o comparador modifica o modo de operação para gerador. Ou seja, a referência para o controlador de corrente é sempre a mesma durante o modo de carga, o que é modificado é o modo de operação.

Durante a carga do armazenador, a SRM é acelerada para que sua velocidade possa alcançar a velocidade de carga máxima (velocidade de referência). Isto é obtido pela produção de torque eletromagnético positivo. Entretanto, quando a velocidade do rotor ultrapassa a velocidade de referência, torna-se necessário desacelerar o rotor como etapa da regulação de velocidade. Para pequenas ultrapassagens, as perdas mecânicas poderiam ser utilizadas para reduzir a velocidade, porém, em situações de sobrelevações maiores, ou ainda, com a utilização de mancais com baixas perdas, o torque de atrito torna-se ineficaz para esta aplicação.

A solução implementada neste trabalho utiliza a região onde a derivada da indutância é negativa, que associada com a correta excitação do enrolamento, produz torque negativo útil para regulação da velocidade do rotor da SRM. A Figura 3.19 mostra a curva de carga do armazenador obtida pelo modelo de simulação.

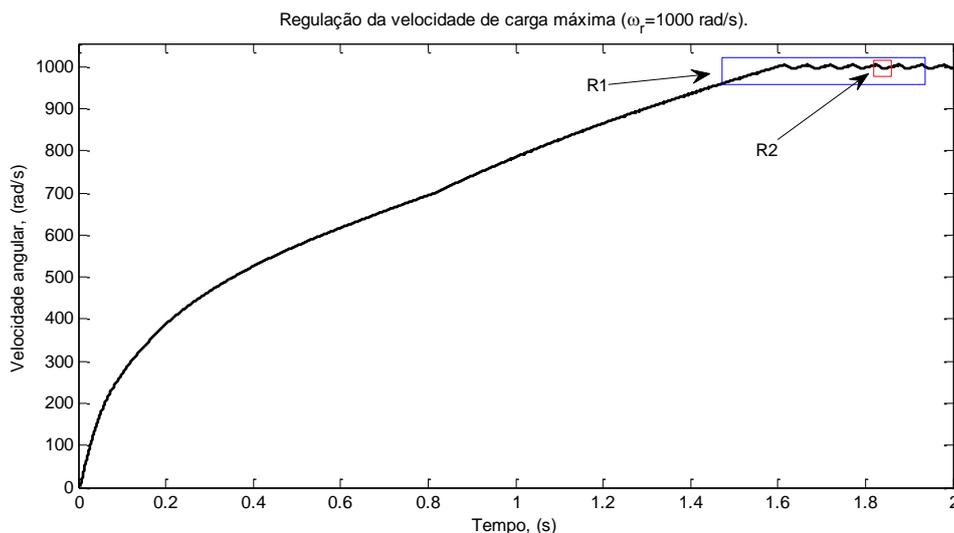


Figura 3.19: Curva de carga do armazenador com velocidade de referência igual a 1000 rad/s.

A velocidade final foi ajustada para  $1000 \text{ rad/s}$  e que a velocidade do rotor se mantém em torno deste valor. Foi utilizado um controle por banda de histerese ajustado para  $\pm 5 \text{ rad/s}$ , ou seja, quando a velocidade angular atingir  $1005 \text{ rad/s}$ , o modo de operação é modificado para produção de torque eletromagnético negativo (gerador) e, quando a velocidade atingir  $995 \text{ rad/s}$ , a operação da máquina é modificada para motora. O sinal de erro de velocidade, ao ser submetido ao bloco de histerese, produz o sinal de controle dos modos conforme Figura 3.20 que está associada à região “R1”.

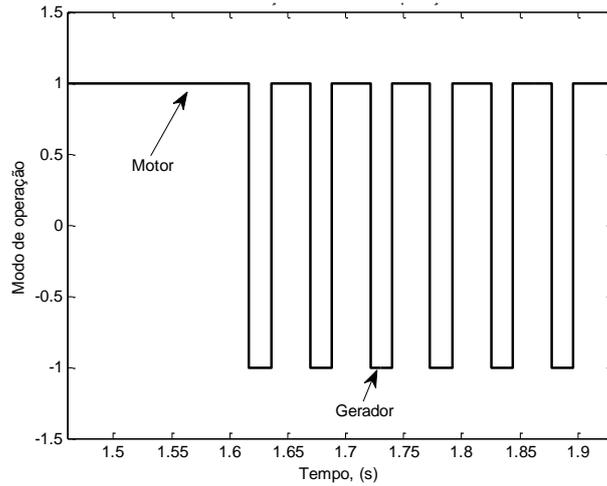


Figura 3.20: Controle do modo de operação por histerese.

As formas de ondas da Figura 3.21 (região “R2”) ilustram o chaveamento do enrolamento, torque eletromagnético produzido pelo acionamento do enrolamento e outras variáveis da máquina.

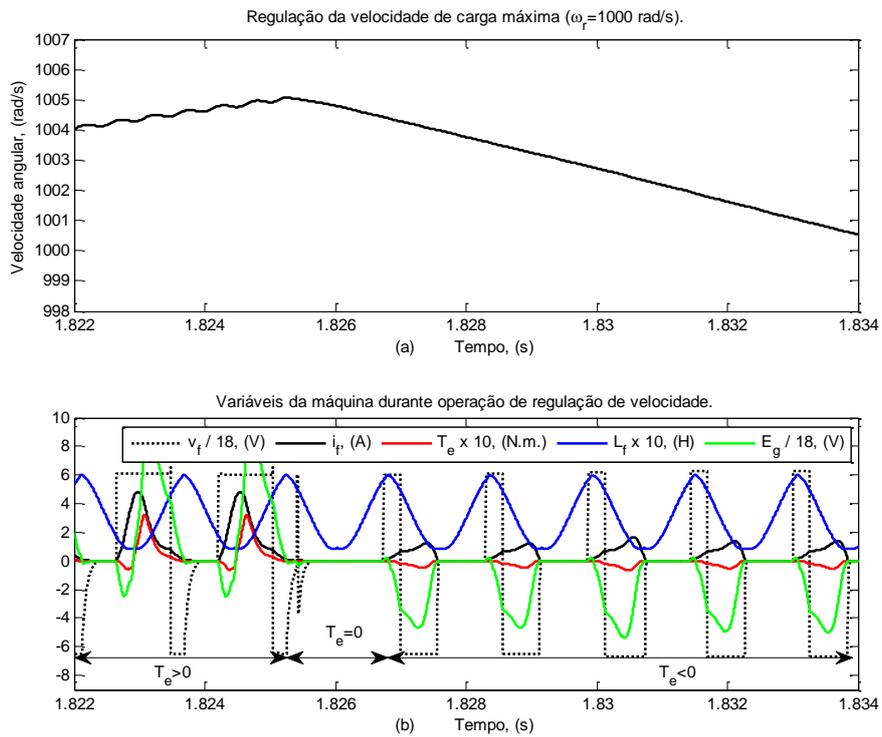


Figura 3.21: Formas de ondas com produção de torque negativo para regulação da velocidade do rotor.

A velocidade cresce durante a operação motora ( $T_e > 0$ ) e decresce durante a operação geradora ( $T_e < 0$ ), que apresenta menor valor absoluto de torque porém é

intensificada pelas perdas mecânicas. Para obtenção de torque negativo, os ângulos de comutação foram ajustados<sup>34</sup> para  $\alpha_G = 5^\circ$  e  $\beta_G = 35^\circ$ .

Deve-se observar ainda que existe uma região, que separa os modos motor e gerador, em que ( $T_e = 0$ ). Utilizou-se esta estratégia de chaveamento para se evitar o surgimento de “falhas de torque”, as quais foram observadas quando um modo de operação foi ativado, havendo ainda correntes no enrolamento, produzidas no acionamento do modo de operação oposto. Outra simulação foi realizada para ilustrar esta situação (Figura 3.22).

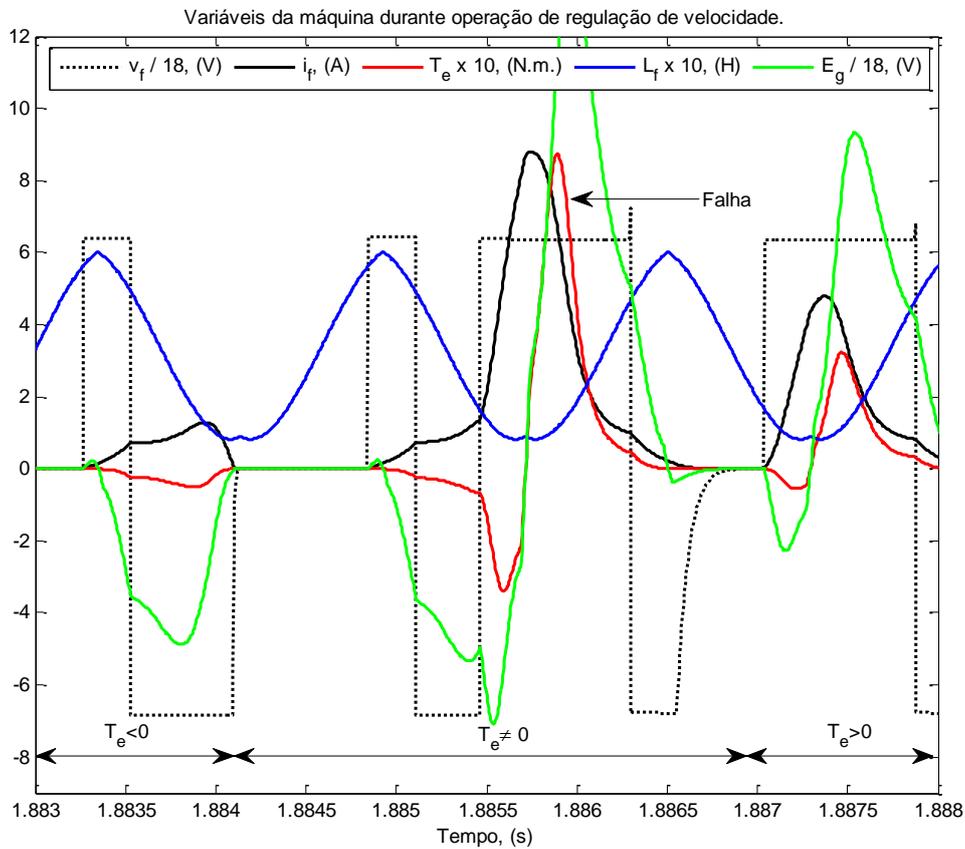


Figura 3.22: Falha durante a transição dos modos motor/gerador.

<sup>34</sup> Na região motora ( $5^\circ$  antes o alinhamento dos polos) e na região geradora ( $10^\circ$  após o mesmo evento).

Durante a transição a corrente se elevou muito, produzindo torque elevado. Esta condição pode prejudicar a operação do sistema pois os valores de falha observados estão fora dos valores controlados, podendo atingir níveis inesperados. A estratégia utilizada foi esperar que a corrente se anulasse para então ativar o modo oposto de operação. Entretanto, a anulação da corrente foi obtida de forma indireta, introduzindo um intervalo angular de  $45^\circ$  entre toda transição de modo de operação. As transições de modo de operação são recorrentes durante a regulação da velocidade.

A Figura 3.23 mostra resultados experimentais do sinal de corrente durante a regulação de velocidade.

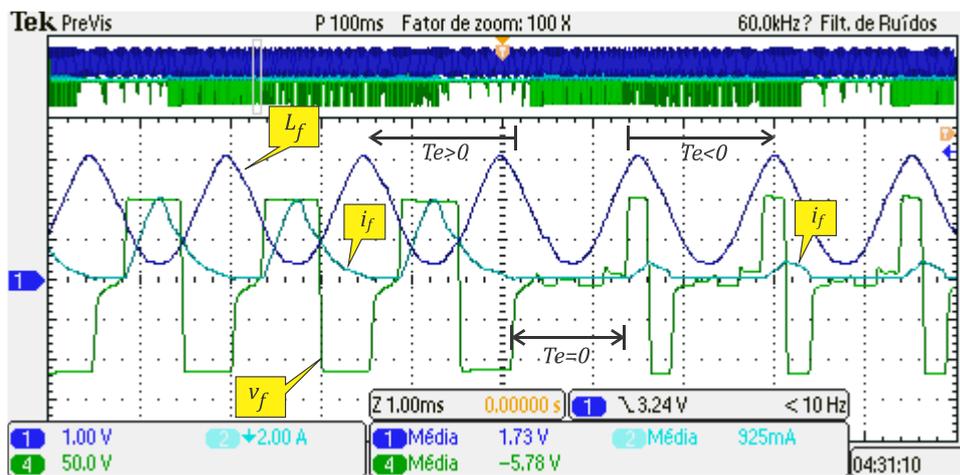


Figura 3.23: Formas de ondas com produção de torque negativo para regulação da velocidade do rotor (1000 rad/s) na mudança de gerador para motor.

### 3.8 Operação em modo de pulso único (gerador)

A operação da SRM como gerador pode ser realizada tanto em modo PWM (baixas velocidades) quanto em modo de pulso único (altas velocidades). A proposta deste trabalho é a operação em velocidades elevadas, portanto, nesta condição, o controle da máquina é feito essencialmente através de ajustes nos ângulos de comutação.

Para que os enrolamentos da SRM possam retirar energia cinética do armazenador e devolver energia elétrica ao barramento CC, é necessário que seja produzido torque eletromagnético negativo, o qual irá reduzir a velocidade do rotor. O torque negativo é obtido quando a circulação de corrente nos enrolamentos ocorre na

região em que  $\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} < 0$  (região geradora). Mesmo havendo torque negativo, para que o fluxo de potência flua do armazenador para o barramento, as chaves controladas devem estar abertas e a corrente deverá circular pelos diodos.

O procedimento para geração de energia consiste em antecipar a alimentação dos enrolamentos ainda na região motora ( $\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} > 0$ ) e desligar as chaves no início da região geradora. Além disso, é interessante que a corrente seja anulada no início da próxima região motora. A Figura 3.24 ilustra a operação da SRM como gerador.

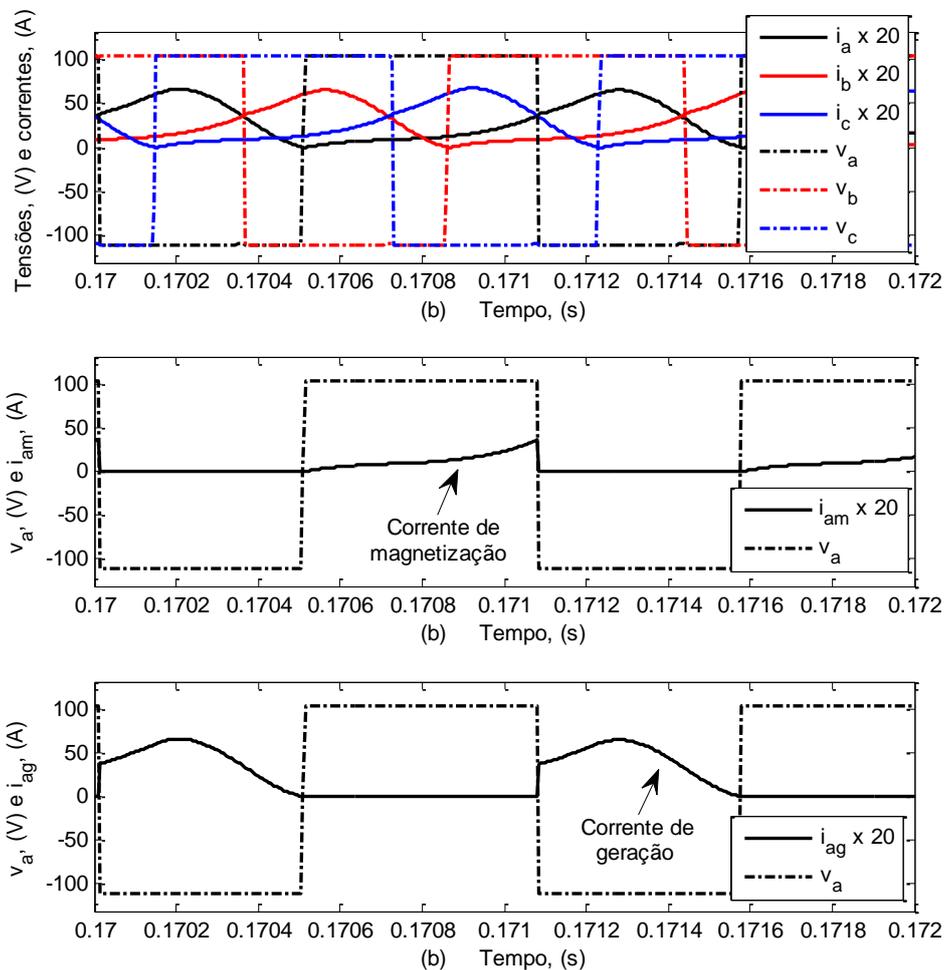


Figura 3.24: Detalhamento da operação da SRM como gerador.

Durante a operação de geração é necessário magnetizar o enrolamento para que então possa ocorrer a geração. As correntes que circulam pelos IGBTs são as que produzem a magnetização. Após isto, os IGBTs precisam ser desligados enquanto a

corrente ainda circulará pelo enrolamento através dos diodos, porém, agora a tensão possui polaridade invertida, resultando em fluxo reverso de potência. Os intervalos de magnetização e geração dependem do ajuste dos ângulos de comutação.

Um dos critérios utilizados para o ajuste dos ângulos de comutação é que a máquina de relutância opere em modo descontínuo de corrente em ambos os modos de operação, motor e gerador. Observou-se durante os testes de aumento da velocidade angular que a máquina atingiu velocidades elevadas, tipicamente de  $1500 \text{ rad/s}$ , com baixa tensão de alimentação (ordem de  $60 \text{ V}$ ). Isto foi possível quando a corrente nos enrolamentos assumia modo contínuo de operação, elevando significativamente o torque eletromagnético médio. A justificativa deste comportamento se dá pela dependência do torque com o quadrado da corrente, pois a corrente foi menor durante a região de geração (produzindo torque negativo) mas assumindo valores maiores na região motora. A contribuição do incremento da corrente em termos quadráticos produziu torque médio superior, quando comparado com o modo descontínuo em que a corrente parte de zero.

Durante a revisão bibliográfica encontrou-se um trabalho proposto por (TAKANO et al., 2010) em que uma SRM de  $50 \text{ kW}$  é utilizada em um Veículo Elétrico Híbrido, (do inglês, *Hybrid Electric Vehicle*, HEV). Neste trabalho as indutâncias dos enrolamentos foram aumentadas para obtenção de maior torque em baixa rotação. Entretanto, essa modificação reduz a produção de torque em velocidades maiores, o que foi compensado com a operação em modo contínuo de corrente. A operação da SRM como gerador em modo contínuo não foi observada no levantamento bibliográfico realizado. Observou ainda que o rendimento da SRM ficou ligeiramente inferior quando comparado com a operação em modo descontínuo, em consequência do aumento das perdas no cobre.

## Controle da potência gerada

Como apresentado por (TORREY, 2002), duas formas de controle são descritas para controle da SRM como gerador<sup>35</sup>. A primeira se baseia no uso de um controlador de velocidade para controlar a velocidade do gerador em relação à energia eólica instantânea, de forma a maximizar a eficiência na referida velocidade. A segunda consiste de um controle da potência média gerada.

O projeto do controlador para a SRG apresenta alguns complicadores como, por exemplo, (i) a dificuldade em se determinar os ganhos do controlador devido as não linearidades do comportamento dinâmico da máquina, (ii) a obtenção de uma dada potência de saída não é alcançada com um único conjunto solução dos parâmetros da máquina e (iii) em situações em que a tensão do barramento, que alimenta a máquina, esteja sujeita a elevações durante a geração, esta condição pode produzir instabilidade em virtude da dependência que a corrente do enrolamento possui com a tensão de alimentação. Durante a geração, o fluxo de potência aumenta a tensão de alimentação, o aumento da tensão eleva a corrente, que por sua vez, incrementa a potência gerada produzindo a instabilidade do sistema.

Conforme (NARLA et al., 2012) a maioria dos métodos de controle da geração de uma SRM consistem nas seguintes etapas:

- Obter resultados de simulação ou experimento a partir das combinações dos parâmetros de controle.
- Selecionar as combinações dos parâmetros de controle que atendam aos critérios desejados de desempenho. Esta seleção é feita por uma função custo ou algum procedimento capaz de avaliar o desempenho do sistema.

---

<sup>35</sup> Uma análise do controle da potência em uma SRM, operando como motor, pode ser encontrada em (TAKAHASHI et al., 1993).

- Validar o algoritmo de controle através de experimento ou simulação para validar os resultados pretendidos.

O controle da geração em alta velocidade é feito através dos ajustes dos ângulos de comutação em modo gerador. São muitas as variáveis que podem ser observadas para a seleção dos ajustes dos parâmetros da SRG, como, por exemplo:

- Valor médio da corrente contínua.
- Valor médio da corrente eficaz.
- Oscilações no torque.
- Picos de corrente.
- Rendimento.
- Perdas no cobre.
- Perdas no ferro
- Valor médio da potência gerada.

A partir de modelos da máquina, pode-se obter cada um destes parâmetros, para cada combinação dos ângulos de comutação, corrente esperada e faixa de velocidades desejadas. Dentre os resultados faz-se a seleção do conjunto solução que otimiza a operação da máquina através de funções-objetivo.

Dentre as estratégias de controle da potência gerada, descritas em (TORREY, 2002), tem-se o método em que (i) a corrente dos enrolamentos é fixada juntamente com o ângulo de comutação  $\beta_G$ , de forma que o avanço no ângulo  $\alpha_G$  produz aumento da corrente gerada e (ii) para baixas potências, fixando-se  $\alpha_G$  pode-se aumentar o rendimento controlando-se o valor médio da corrente.

Outra proposta de controle da geração é feita por (NARLA et al., 2012) em que os autores fazem o levantamento da corrente média e eficaz para as combinações dos ângulos de comutação. Tendo-se obtido inicialmente mais de uma solução com o conjunto de dados adquiridos. Fez-se a restrição para única solução buscando as combinações que apresentaram a mesma corrente média mas minimizando o valor da corrente eficaz. Esta estratégia consiste em minimizar o fator de *ripple* da corrente, definido por

$$FR_I = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_{CC}^2}}{I_{CC}}, \quad (3.39)$$

onde  $I_{CC}$  é o valor médio da corrente e  $I_{RMS}$  é o valor da corrente eficaz.

Relatam os autores que nestas condições as perdas de condução do conversor eletrônico de potência são minimizadas. Os resultados foram validados em uma SRM de 6 kW para diferentes velocidades do rotor e aplicadas na carga de baterias.

Uma proposta que busca a minimização das oscilações de tensão do barramento é proposta por (CHANG; LIAW, 2008) em que um controlador PI é utilizado para controlar o *ripple* de tensão. Estratégias de controle são também implementadas visando a elevação da eficiência da conversão de energia. As ações de controle também atuam nos ângulos de comutação e foram feitos testes com diferentes velocidades angulares e especificações de potência, com uma SRM 8/6 de 6000 rpm, 2,3 kW e 48 V.

Uma tentativa de modelar a dinâmica ótima do ângulo de comutação  $\beta_G$  é proposta por (SOZER; TORREY, 2003) em que utiliza-se uma função para aproximar este comportamento por

$$\beta_G = k_1 \omega p + k_2 \omega + k_3 p + k_4, \quad (3.40)$$

onde  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  e  $k_4$  são os coeficientes da função de aproximação de  $\beta_G$  com a velocidade angular e a potência gerada. Esta aproximação visa simplificar a superfície de  $\beta_G$  obtida experimentalmente. Entretanto, os valores de  $\alpha_G$  são gerados por otimização e modificados pelo controlador PI de potência. Foram gerados resultados com uma SRM 16/12, com 4 fases, velocidade máxima de 10000 rpm e 14,8 V de alimentação. Verificou-se ainda uma estratégia de controle da tensão do barramento com a injeção de potência, em que esta é controlada pela diferença da tensão em relação à referência desejada.

Uma forma analítica de obtenção dos ângulos ótimos de comutação é apresentada por (SUN et al., 2012) em que se definem

$$\alpha_{Gopt} = \theta_4 - \frac{\lambda_c \omega}{V_{dc}} \left(2 - \frac{\lambda_d}{\lambda_c}\right), \quad (3.41)$$

e

$$\beta_{Gopt} = \alpha_{Gopt} + \frac{\lambda_c \omega}{V_{dc}}, \quad (3.42)$$

onde  $\lambda_c$  é o valor do fluxo enlaçado em  $\beta_{Gopt}$ ,  $\lambda_d$  é o valor do fluxo no instante ( $\theta_4$ ) em que a indutância de fase atinge o valor mínimo depois da região negativa (neste caso, considera-se o perfil trapezoidal das indutâncias de fase).

Neste trabalho foi utilizada uma SRM 12/16 trifásica de 3 kW (com 180 rpm) aplicada em geração eólica. Não foram bem definidas as performances otimizadas com a forma analítica de obtenção dos ângulos de comutação. Dados de geração acima de 1200 W foram apresentados como resultados mas não foram registrados os rendimentos do sistema desenvolvido.

A estratégia de controle dos ângulos de comutação requer conhecimento da dinâmica da máquina para que seja feita sua otimização. Neste trabalho os ângulos de comutação foram mapeados através de simulação, semelhantemente ao que foi feito para o modo motor. O esquema utilizado é o mesmo do modo motor.

Os parâmetros do modelo foram combinados e variados conforme Tabela 3.7.

Tabela 3.7: Faixa de parâmetros para investigação de curvas ótimas dos ângulos de comutação  $\alpha_G$  e  $\beta_G$ .

Parâmetro	Valor mínimo	Valor máximo	Passo incremental
$\alpha_G, (rad)$	$-30^\circ$	$-1^\circ$	$1^\circ$
$\beta_G, (rad)$	5	30	$1^\circ$
$\omega, (rad/s)$	500	1500	100

Após a configuração do modelo de simulação, com cada combinação possível destes parâmetros, considerando  $V = 110 V$  e  $R_f = 0,96 \Omega$ , observou-se a forma de onda da corrente no enrolamento, exigindo-se que seu valor fosse anulado antes que a

posição angular do rotor atingisse  $\theta_{max} = 90^\circ - \alpha_G$  (janela total de  $90^\circ$ ). As combinações que não atenderam a este critério foram eliminadas. Para as combinações válidas, foram registrados os valores da corrente de pico ( $I_{max}$ ), corrente média ( $I_m$ ), corrente eficaz ( $I_{rms}$ ), torque eletromagnético médio ( $T_{em}$ ), energia elétrica durante a magnetização ( $E_{mag}$ ) do enrolamento ( $\alpha_G \leq \theta \leq \beta_G$ ), energia elétrica total ( $E_e$ ) ( $\alpha_G \leq \theta \leq 90^\circ - \alpha_G$ ), energia mecânica ( $E_{mec}$ ), e energia dissipada em  $r_f$  ( $E_r$ ).

Foi utilizada uma função objetivo para maximização da geração, porém visando equilíbrio entre corrente eficaz e energia elétrica gerada, na seleção dos pares ótimos ( $\alpha_G; \beta_G$ ) para cada valor da velocidade angular. A função objetivo é definida por

$$F = aT_{em} + b \frac{T_{em}}{I_{rms}} + c(E_e - E_{mag}), \quad (3.43)$$

onde a, b e c são os pesos da função.

Os resultados da função são mostrados na Figura 3.25.

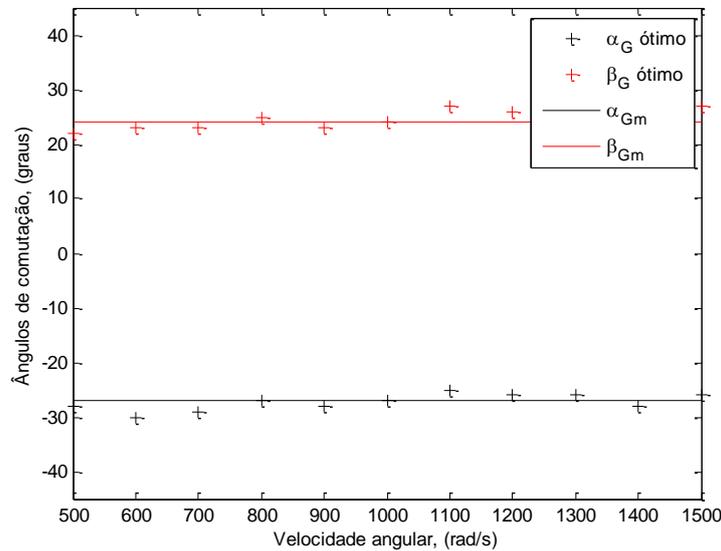


Figura 3.25: Ajuste ótimo dos ângulos de comutação.

A retas contínuas indicam a média dos valores ótimos dos ângulos de comutação que produzem geração máxima. Quando esses ângulos aproximam de zero a geração também é minimizada até a condição de geração nula. A Figura 3.26 mostra a

comparação da potência gerada considerando os valores ótimos e médios dos ângulos de comutação.

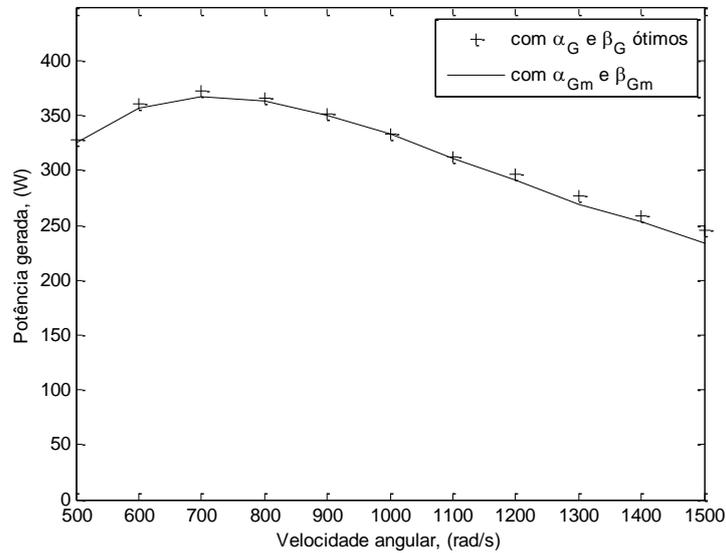


Figura 3.26: Geração com valores ótimos e médios.

O controle da geração será feito variando os ângulos de comutação para zero. Para isso, foi realizada uma transformação de variáveis de forma que os ângulos  $\alpha_G$  e  $\beta_G$  serão representados por uma única variável de controle  $\Delta_G$ , que modifica a potência gerada, conforme Figura 3.27.

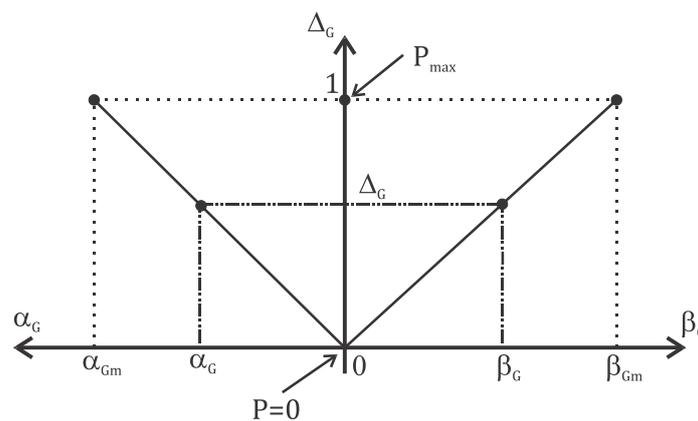


Figura 3.27: Ajuste da potência gerada através da variável que controla a geração  $\Delta_G$ .

Considerando a tensão do barramento igual a 110 V, a variável de controle da geração se relaciona com os ângulos de comutação por

$$\alpha_G = \Delta_G \alpha_{Gm}, \quad (3.44)$$

onde  $\alpha_{Gm} = -24^\circ$  é a média dos valores ótimos de  $\alpha_G$  nas frequências investigadas e

$$\beta_G = \Delta_G \beta_{Gm}, \quad (3.45)$$

onde  $\beta_{Gm} = 28^\circ$  é a média dos valores ótimos de  $\beta_G$ .

As variações da potência gerada em função dos valores de  $\Delta_G$ , para diferentes valores de frequência, são mostrados na Figura 3.28.

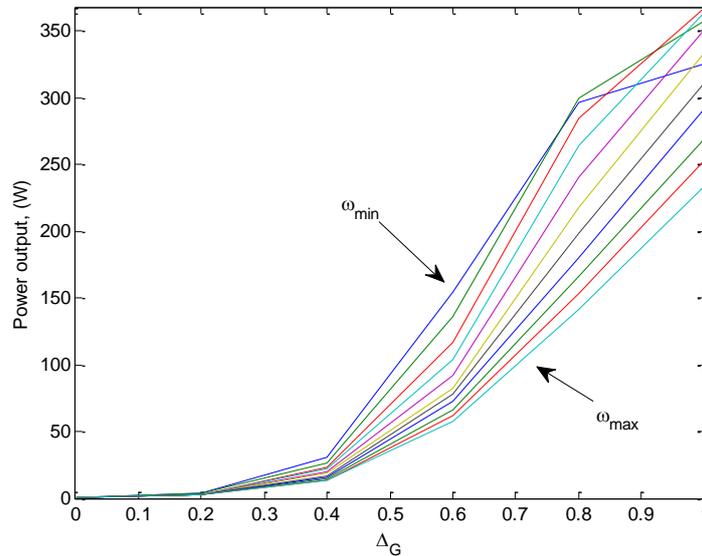


Figura 3.28: Controle da potência gerada pelo ajuste de  $\Delta_G$  para diferentes valores de velocidade angular com Vdd=110V.

É importante destacar que estas curvas foram obtidas do modelo de simulação mantendo-se constante a velocidade e variando-se  $\Delta_G$  visando a redução da potência gerada. Foi possível controlar a potência gerada variando-se  $\Delta_G$ . A capacidade de controlar a potência gerada, através de variações em  $\Delta_G$ , foi também investigada para diferentes tensões do barramento como apresentado na Figura 3.29.

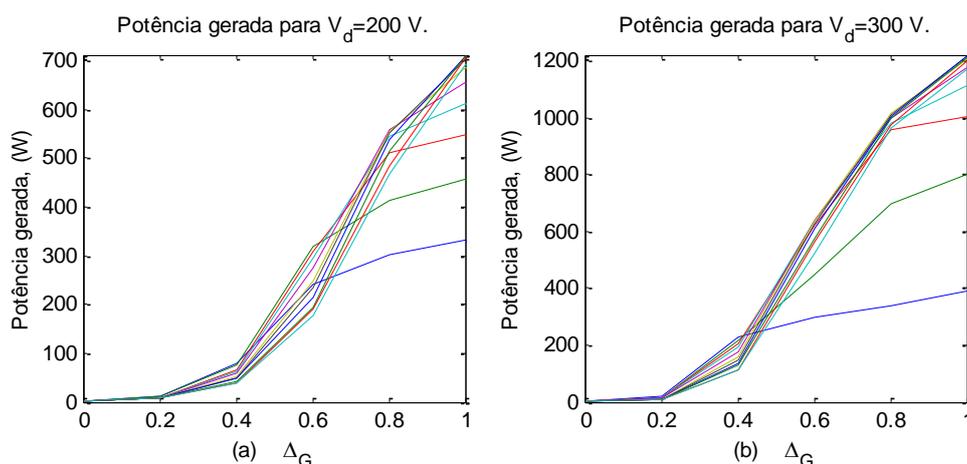


Figura 3.29: Controle da potência gerada pelo ajuste de  $\Delta_G$  para diferentes valores de velocidade angular: (a)  $V_{dd}=200$ V e (b)  $V_{dd}=300$ V.

A avaliação da potência gerada para diferentes tensões de alimentação da SRM é discutida com maior detalhamento na próxima seção.

### 3.9 Ampliação da capacidade de geração

A curva de geração da Figura 3.26 identifica a capacidade de geração do armazenador com tensão de operação do barramento CC fixada em 110 V. Porém é desejado maior capacidade de geração tendo em vista que a potência gerada é inferior à capacidade nominal da SRM. As buscas por valores ótimos dos ângulos de comutação revelaram que a maior geração ocorreu com máximos valores absolutos desses ângulos. O aumento do valor absoluto do ângulo  $\alpha_G$  é feito para que a corrente assuma valores elevados na região de geração. O valor da corrente é ainda mais intensificado no início da região geradora, tendo-se em vista que a f.c.e.m. inverte a polaridade, somando-se à fonte  $V_d$ , elevando o valor da corrente. Para que a potência gerada seja aumentada, torna-se necessário aumentar o torque e, por essa razão a corrente. Para que a corrente possa assumir maiores valores, resta aumentar a tensão de operação da máquina. Na Figura 3.30 são mostrados os ângulos de comutação ótimos e também a potência gerada associada com a tensão do barramento igual a 110 V.

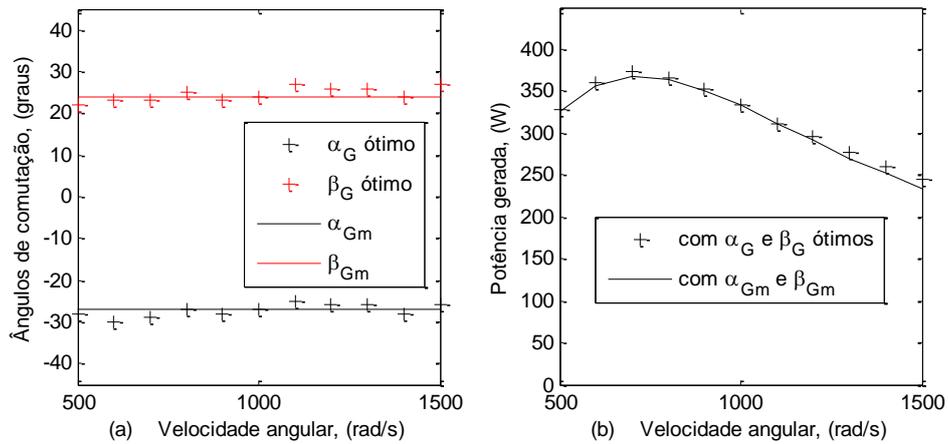


Figura 3.30: Desempenho do modelo de simulação para  $V_{dd}=110$  V: (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.

Resultados análogos, considerando a tensão do barramento igual a 200 V, são apresentados na Figura 3.31.

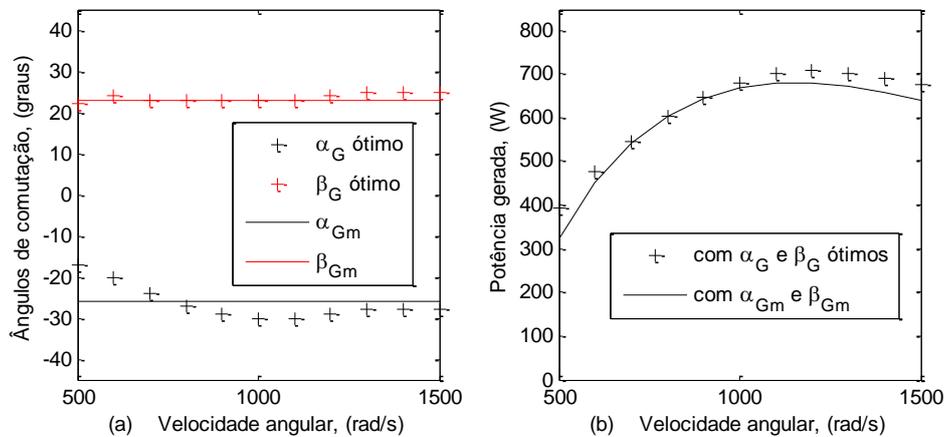


Figura 3.31: Desempenho do modelo de simulação para  $V_{dd}=200$  V: (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.

A potência gerada teve aumento significativo mas ainda não atingiu os valores nominais da SRM. Por fim, a tensão do barramento foi aumentada para 300 V conforme Figura 3.32.

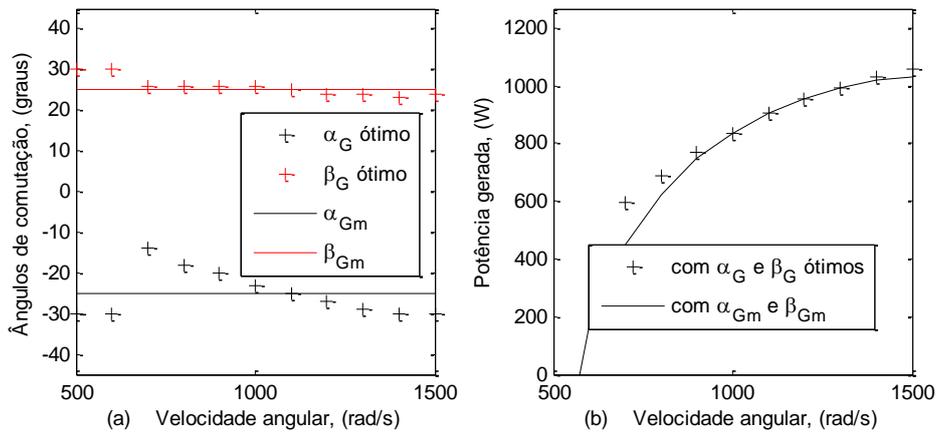


Figura 3.32: Desempenho do modelo de simulação para  $V_d=300$  V: (a) ângulos de comutação ótimos e (b) potência gerada.

Com este nível de tensão a potência gerada alcançou os valores nominais esperados. Os valores médios dos ângulos de comutação ótimos sofreram pequenas modificações, as quais são apresentadas na Tabela 3.8.

Tabela 3.8: Valores médios dos ângulos de comutação ótimos (modo gerador) para diferentes tensões do barramento CC.

Ângulos de comutação médios	$V_{dd} = 110$ V	$V_{dd} = 200$ V	$V_{dd} = 300$ V
$\alpha_{Gm}$	$-28^\circ$	$-26^\circ$	$-25^\circ$
$\beta_{Gm}$	$24^\circ$	$24^\circ$	$25^\circ$

### 3.10 Considerações parciais

Neste capítulo foi apresentada a concepção da estrutura do armazenador e de suas partes, as quais foram modeladas para a obtenção de um modelo de simulação.

Foi analisada a medição e estimação da posição angular do rotor, que é determinante para a correta e otimizada operação da máquina de relutância. A análise foi feita inicialmente para baixas velocidade, seguida da proposta de um estimador linear para operação em altas velocidades com minimização do esforço computacional da unidade de controle. Foi feita também a correção dos atrasos de comunicação do protocolo serial utilizado.

Foi feita a análise dos intervalos de chaveamento dos enrolamentos para operação motora e geradora considerando, inicialmente, a operação com modulação por largura de pulso.

O modelo em diagrama de blocos da SRM foi apresentado, sendo composto por um conversor eletrônico de potência, sistema de obtenção da posição angular do rotor, controladores de corrente das fases, controlador de velocidade e do bloco de geração dos ângulos de comutação.

Foi feito o projeto do controlador de corrente, apresentada a estrutura do controlador de velocidade. Verificou-se a necessidade da operação em pulso único para obtenção de velocidades elevadas. Para isso foram obtidas as curvas de valores ótimos dos ângulos de comutação para faixa de velocidade operativa do sistema. A regulação de velocidade foi conseguida com a produção de torque negativo, obtido através da modificação da estratégia de chaveamento.

Observaram-se falhas na produção do torque, com surgimento de picos de corrente, durante a troca entre os modos de operação motor e gerador. A falha detectada é originada quando a troca ocorre sem que a corrente, do modo de operação anterior, tenha se anulado. Apresentou-se uma proposta de eliminação desta condição de falha sem a necessidade de medição da corrente, aplicando-se, contudo, um intervalo angular entre a troca de modos de operação.

A operação da SRM como gerador em modo de pulso único foi apresentada. A capacidade de geração foi otimizada, para diferentes tensões de alimentação da SRM, através da obtenção de valores ótimos dos ângulos de comutação, selecionados por uma função objetiva.

O controle da geração foi feito por um esquema de controle dos ângulos de disparo, utilizando-se uma variável auxiliar de controle da potência gerada. Este esquema permite a adequação do sistema a um esquema de restauração de a fundamentos de tensão, baseado na injeção de potência no barramento.

## **4 MODELAGEM COMPUTACIONAL, VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL E APLICAÇÃO COMO RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO**

Neste capítulo é apresentado o modelo computacional do *flywheel* e feito o detalhamento de suas partes. Os blocos funcionais do modelo são detalhados e realiza-se a validação do modelo da máquina de relutância.

O sistema completo também inclui uma etapa de restauração de afundamentos de tensão no barramento CC e um esquema de simulação de falhas. Obteve-se o modelo dinâmico do barramento CC, em relação a operação de descarga do armazenador, através de ensaios de afundamento. Este modelo é utilizado no projeto do controlador de tensão.

Realiza-se ensaios de restauração de afundamentos de tensão no barramento CC para diferentes condições de falha. O dispositivo é então avaliado quanto à qualidade de sua resposta e também seu desempenho nesta aplicação.

Por fim, são feitas análises de rendimento e perdas em que se evidencia o impacto de tais resultados na implementação efetiva do dispositivo proposto.

### **4.1 Proposta de aplicação**

Como descrito neste capítulo, muitos sistemas produtivos modernos estão agregando diversos dispositivos eletrônicos como soluções para aumento da produtividade. Porém estas soluções também se mostram mais exigentes quanto à qualidade da energia elétrica empregada.

Como visto na Seção 2.6, vários trabalhos têm sido publicados visando corrigir os efeitos de falhas no sistema elétrico sobre estes tipos de cargas e consumidores, em especial, pelos grandes prejuízos econômicos envolvidos.

O que se nota nas diversas soluções eletrônicas de aumento de produtividade é que apresentam muita sensibilidade a falha (DOUGLAS, 1994; SILVA, 2003) e que, em muitos casos, são providos de um barramento CC . As variações de tensão neste

barramento se mostram prejudiciais para a controlabilidade dos sistemas em que são inseridos.

Muitas soluções são propostas para minimizar ou mesmo eliminar tais questões de sensibilidade de cargas críticas. Mas quase como regra absoluta é requerido o uso de armazenadores de energia para prover condições de estabilizar o sistema pelos períodos em que durarem as falhas. Algumas pesquisas mostram maior ocorrência de falhas de curta duração (BOLLEN, 1993; EL MOFTY; YOUSSEF, 2001).

Como aplicação para o armazenador desenvolvido neste trabalho é então utilizada a estrutura da Figura 4.1.

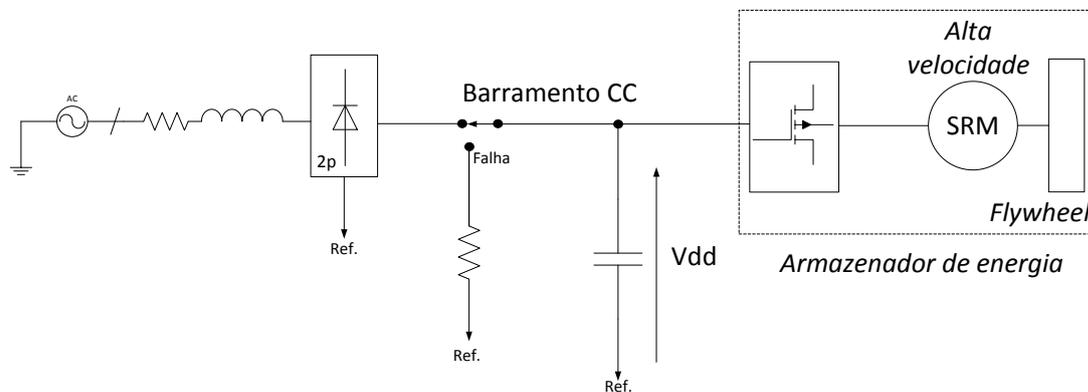


Figura 4.1: Proposta de aplicação e teste do protótipo desenvolvido.

Nesta figura o barramento CC é alimentado por uma fonte CA monofásica. O capacitor reduz as oscilações no barramento CC. A SRM está conectada a este barramento e tira dele energia para fazer seu carregamento até operar com velocidade máxima. Após isto, a drenagem de corrente do barramento é feita para compensar as perdas de operação do armazenador.

## 4.2 Modelo completo de simulação

O modelo do armazenador foi implementado no *Simulink<sup>TM</sup>*. A etapa contendo a fonte, resistência de falha e banco de barramento CC é representada na Figura 4.2.

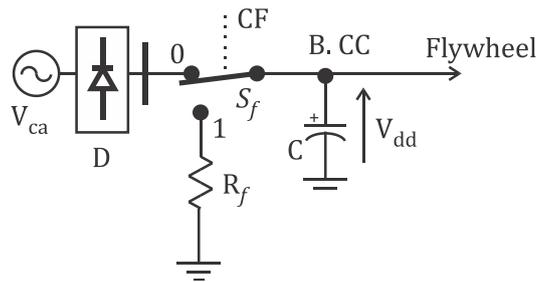


Figura 4.2: Modelo de simulação do armazenador: Fonte, carga e barramento CC.

A etapa contendo o *flywheel* é representada na Figura 4.3.

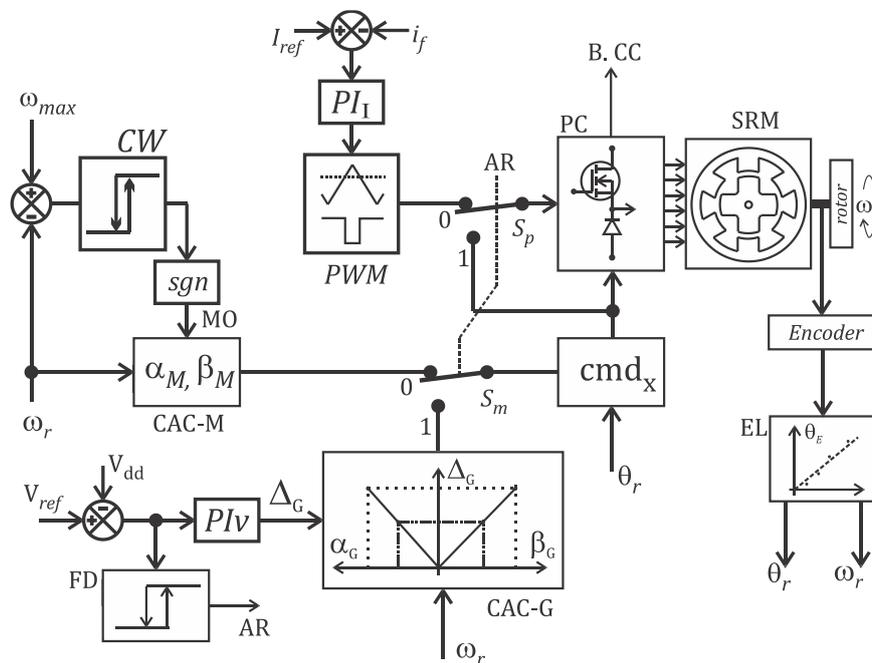


Figura 4.3: Modelo de simulação do armazenador: *flywheel*.

Este esquema permite basicamente que se acelere a máquina de relutância de forma que seja alcançada a velocidade de referência preestabelecida, consistindo na etapa de carga do armazenador. Após a carga, o armazenador pode ser ensaiado para situações de devolução da energia armazenada. Este modelo pode ser dividido nas seguintes partes:

- i. Fonte CC unidirecional;
- ii. Chave *F/R* que comuta para a condição de falha.
- iii. Banco de capacitores;
- iv. Bloco de controle PWM que inclui os controladores de corrente ( $PI_I$ );

- v. Os controladores de tensão ( $PI_v$ ).
- vi. O controlador de velocidade angular por histerese ( $CW$ );
- vii. O bloco de comando das fases ( $cmd_x$ );
- viii. Os blocos de geração dos ângulos alfa e beta no modo motor (CAC-M)<sup>36</sup> e no modelo gerador (CAC-G);
- ix. O estimador linear (EL) que fornece posição e velocidade angulares;
- x. O detector de falhas (FD) que monitora afundamentos de tensão.
- xi. A máquina de relutância chaveada (SRM) e
- xii. O conversor de potência (PC).

A inserção da ponte de diodos assegura que não haverá fluxo reverso de potência para a fonte. Este arranjo requer outro elemento para absorver a energia devolvida pelo *flywheel* na ocasião da descarga. Para isso, no barramento CC foi adicionado um banco de capacitores no qual se observará um aumento da tensão terminal quando o armazenador descarregar. A escolha deste esquema permite inspecionar rapidamente a quantidade energia devolvida no processo de regeneração.

O banco de capacitores foi submetido a ensaios para obtenção de um modelo mais preciso de seu comportamento resultando em um modelo formado por uma capacitância de valor

$$C = 6605 \mu F, \quad (4.1)$$

em série com uma resistência

$$R_c = 101,8 m\Omega, \quad (4.2)$$

obtidos conforme APÊNDICE C (Seção C.5).

---

<sup>36</sup> O bloco CAC-M faz o controle do sinal “MO” (Modo de Operação), o qual é permutado entre os modos motor e gerador, durante a carga do armazenador. O modo gerador é utilizado para produção do torque negativo, requerido para regulação da velocidade de carga máxima.

O sinal  $CF$  é gerado pela unidade de controle e modifica a posição da chave  $F/R$  permitindo simular as condições de afundamento de tensão. Na condição de falha, a resistência  $R_f$  é conectada ao barramento CC e a fonte é desconectada, produzindo a descarga do banco de capacitores quando da ausência do restaurador de tensão. Deseja-se, entretanto, que, mesmo com a desconexão da fonte, o restaurador possa sustentar o barramento durante um afundamento de curta duração entregando até  $1\text{ kW}$  de potência.

O bloco de controle PWM é formado por três controladores de corrente ( $PI_A, PI_B$  e  $PI_C$ ), assíncronos entre si, porém sincronizados, respectivamente, com os sinais de comando dos braços ( $C_A, C_B$  e  $C_C$ ) que comandam as chaves superiores<sup>37</sup> conforme Figura 4.4.

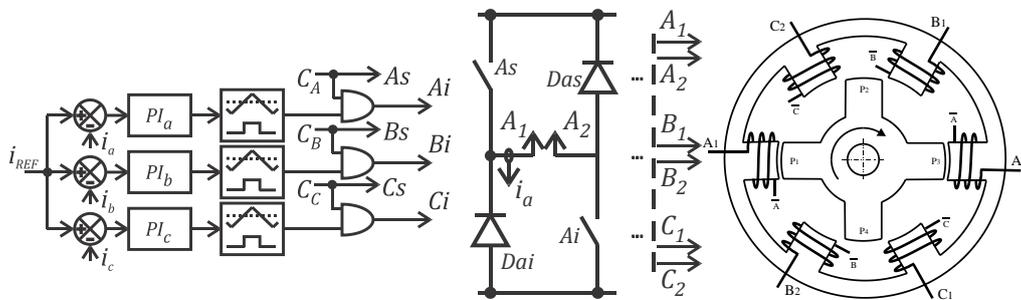


Figura 4.4: Esquema de controle das correntes e geração de sinal PWM.

Os sinais PWM estão conectados às chaves inferiores, respectivamente. Os controladores possuem *anti-reset windup* que interrompem a ação da parte integral quando a ação de controle atinge determinado limite. A Figura 4.5 mostra a ação do controle de corrente no modo PWM.

<sup>37</sup> Na topologia do conversor utilizado é indiferente usar os sinais ( $C_A, C_B$  e  $C_C$ ) nas chaves superiores ou inferiores, porém, neste trabalho, estes sinais foram conectados nas chaves superiores e os respectivos sinais PWM nas chaves inferiores.

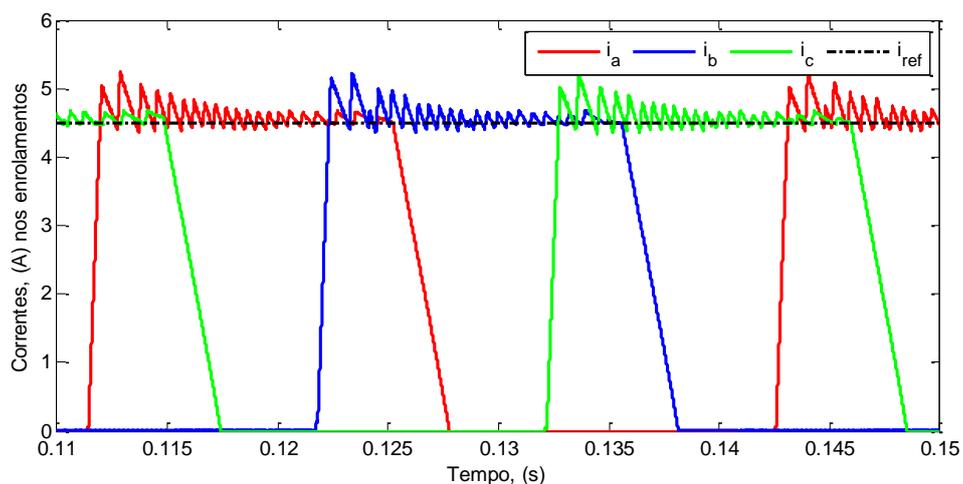


Figura 4.5: Sinais do controle de corrente em modo PWM.

Como pode ser notado este tipo de controle ocorre para baixas velocidades do rotor. As curvas de fluxo enlaçado são apresentadas na Figura 4.6 para o mesmo intervalo das curvas de corrente.

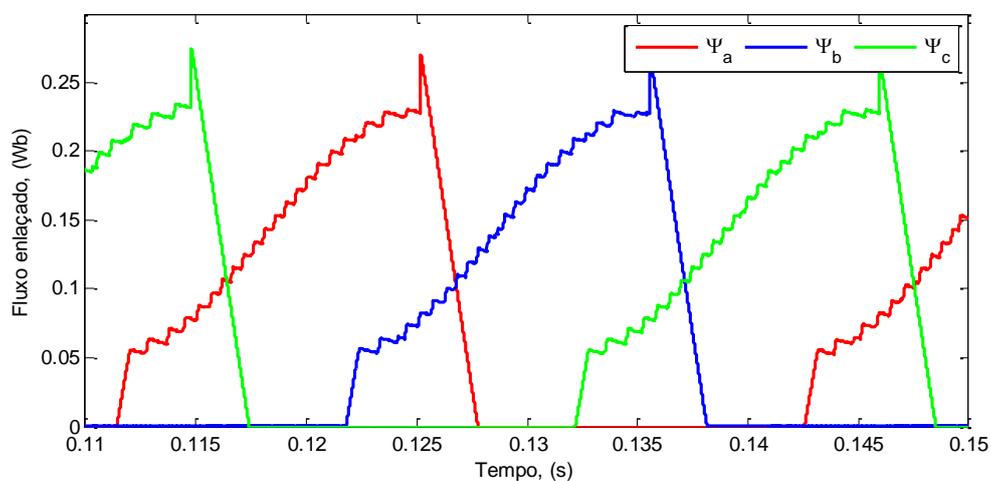


Figura 4.6: Fluxo enlaçado no modo PWM.

Na Figura 4.7 são também apresentadas as curvas de torque eletromagnético produzido pelas fases e o torque eletromagnético resultante.

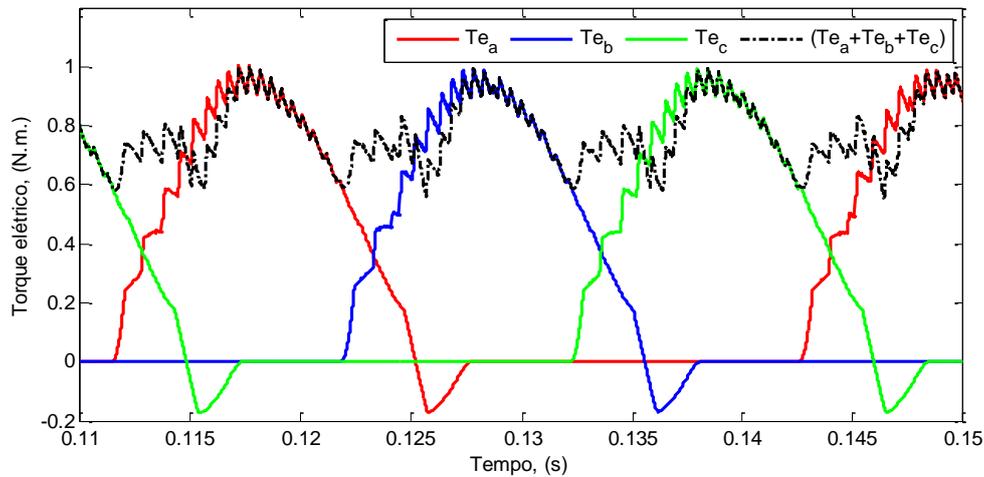


Figura 4.7: Torque eletromagnético no modo PWM.

A Figura 4.8 mostra as curvas de corrente em modo de pulso único, na troca do modo motor para o modo gerador, durante a operação de regulação da velocidade máxima de carga.

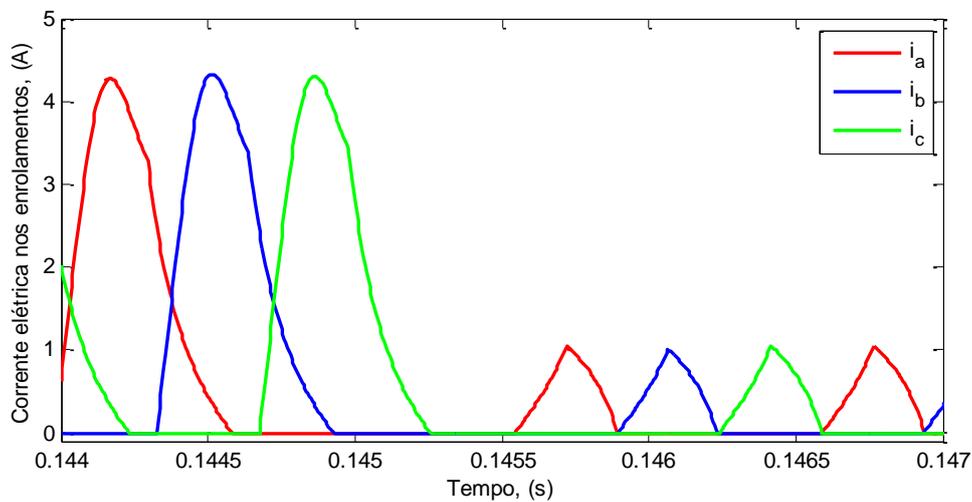


Figura 4.8: Sinais do controle de corrente em modo pulso único ( $\omega_r \cong 1500$  rad/s).

Utilizou-se um intervalo de  $45^\circ$  de retardo para o primeiro chaveamento após a troca do modo de operação. A implementação deste retardo foi feita com base no valor da posição angular, que é conhecida do sistema de controle. Quando ocorre a troca do modo de operação, a posição angular é registrada e aguarda-se que as diferenças das

novas posições superem a posição registrada, pelo valor do ângulo de espera desejado. Isto produz a configuração de um *flag* de controle que libera o chaveamento. A Figura 4.9 apresenta o fluxo enlaçado correspondente à Figura 4.8.

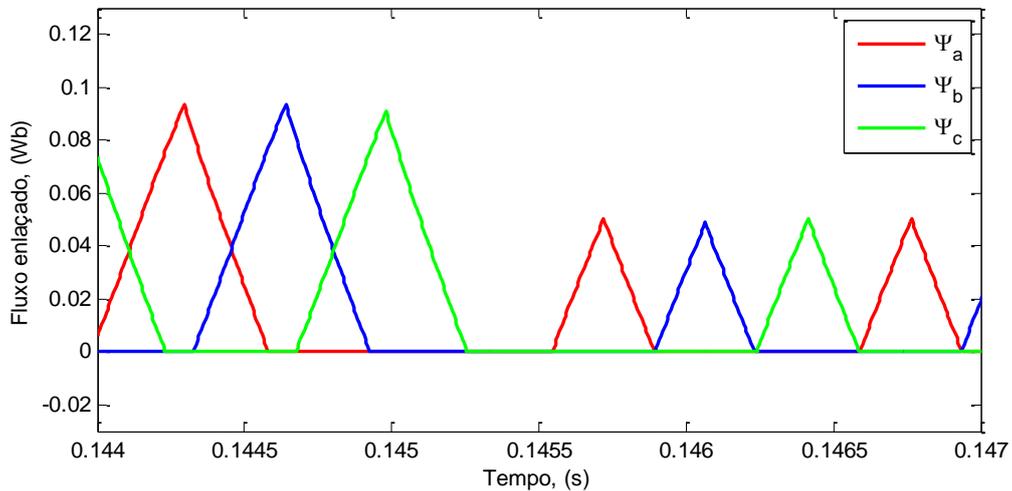


Figura 4.9: Fluxo enlaçado em modo de pulso único ( $\omega_r \cong 1500$  rad/s).

A Figura 4.10 mostra as curvas de torque eletromagnético.

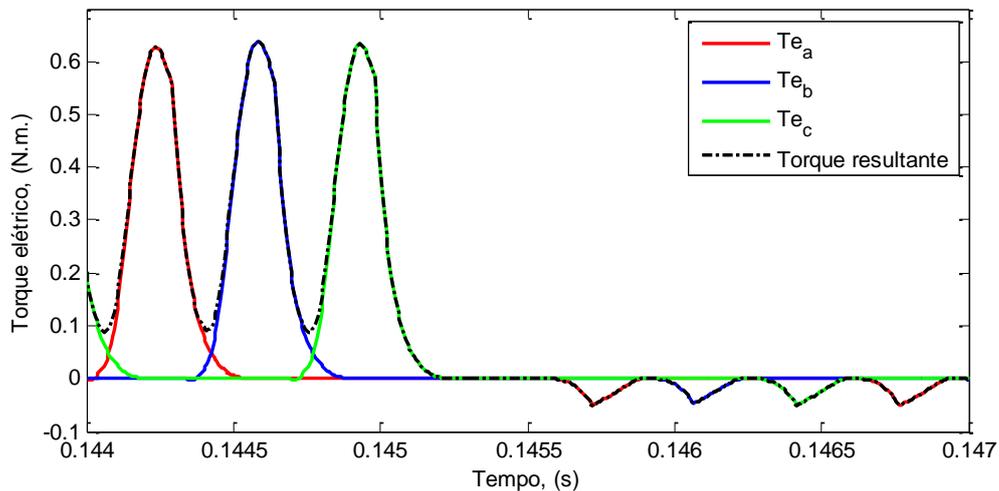


Figura 4.10: Torque eletromagnético em modo de pulso único ( $\omega_r \cong 1500$  rad/s).

O sistema de detecção de falha foi implementado a partir de uma função do tipo relé excitada pelo sinal de erro de tensão. Quando o valor de  $V_{erro}$  supera o valor limite superior  $L_s$  o sinal AR é ativado e o modo de restauração é estabelecido. O sistema

retornará ao modo de armazenador quando o sinal de erro ficar inferior ao valor limite inferior  $L_i$ .

Esta condição ocorre naturalmente quando a falha é removida e o restaurador acaba por elevar a tensão do barramento pela inserção de potência. Os valores limites<sup>38</sup> foram ajustados para  $L_S = 0.02V_{ref}$  e  $L_i = -0.04V_{ref}$ .

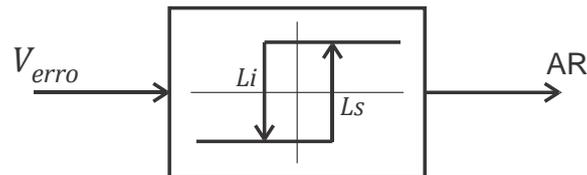


Figura 4.11: Bloco de detecção de falha.

Operando como armazenador, a chave AR (Ativa Restaurador) permanece na posição “0” enquanto que o controlador de velocidade “CW” monitora a velocidade do rotor para que seja regulada em torno da velocidade de referência máxima. Quando o bloco de detecção de falha (FD) identifica um afundamento de tensão, a chave AR é comutada para a posição “1”. Então o controlador de tensão passa a controlar a tensão do barramento atuando sobre a variável  $\Delta_G$ , a qual modifica a potência injetada no barramento, reestabelecendo a tensão do barramento para seu valor nominal

Quando o sinal AR é ativado, a chave  $S_m$  é colocada na posição “1” e o controle dos ângulos de comutação é gerado pelo bloco “CAC-G” que modificam o modo de operação da SRM para operar como gerador. Nesta condição o controle de PWM é

<sup>38</sup> Os limites inferior e superior do bloco de histerese foram ajustados por critérios diferentes, a saber: (i) o *flywheel* deve atuar ( $L_i$ ) quando a tensão CC ficar menor que algum valor definido por especificações de qualidade da tensão de suprimento das cargas e (ii) durante a atuação podem ocorrer normalmente ondulações (*ripple*) na tensão CC, sendo  $L_s$  ajustado num valor mínimo suficiente para manter o *flywheel* operando na presença desse *ripple*. Supõe-se que  $L_s$  seja excedido apenas quando cessa a falha e retorna o suprimento principal de energia.

também desativado e as chaves inferiores passam a ser controladas também pelos sinais de comando  $cmd_x$ .

O sinal AR modifica o modo de operação do sistema como mostrado na Figura 4.12.

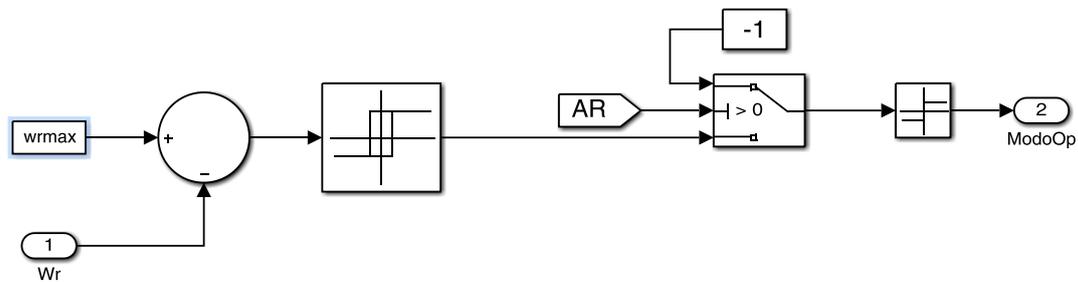


Figura 4.12: Modificação do modo de operação pelo sinal AR.

Quando o sinal AR está desativado, a chave está conectada no bloco de histerese, que é o controlador de velocidade (ponto inferior da chave), e quando ativado, a saída da chave fica em “-1” que informa o modo de operação como gerador.

O bloco de controle das chaves ( $cmd_x$ ) superiores recebe sinais da posição angular, do modo de operação (motor, gerador ou armazenador) e os valores dos ângulos  $\alpha$  e  $\beta$ . Os blocos que fornecem estes ângulos também estão representados no modelo.

O bloco que fornece a posição e velocidade angulares realiza a leitura discreta dos valores fornecidos pelo *encoder*. Os valores recebidos são modificados pelo corretor de atrasos da comunicação e posteriormente são armazenados no *buffer* que alimenta a regressão linear. A regressão linear é utilizada quando  $\omega_r > \omega_{Ar}$  e fornece uma estimativa, a qualquer instante, da posição do rotor e também de sua velocidade angular.

Por fim, a validação do modelo da SRM é apresentada na Seção 4.3 enquanto que a validação do modelo completo do *flywheel* será apresentado nas seções 4.4 e 4.7.

### 4.3 Resultados de validação do modelo da SRM

Para validar o modelo da máquina, o sistema foi operado em diferentes velocidades. As tensões do barramento foram também ajustadas para que se pudesse observar as curvas de corrente em modo de pulso único.

Neste esquema de validação o modelo de simulação é excitado com a mesma tensão, ângulos de comutação e velocidades angulares obtidos de ensaios com o protótipo físico. A validação consiste na observação das ondas de corrente produzidas pelo modelo quando comparadas com as curvas do protótipo, sujeitas às mesmas condições.

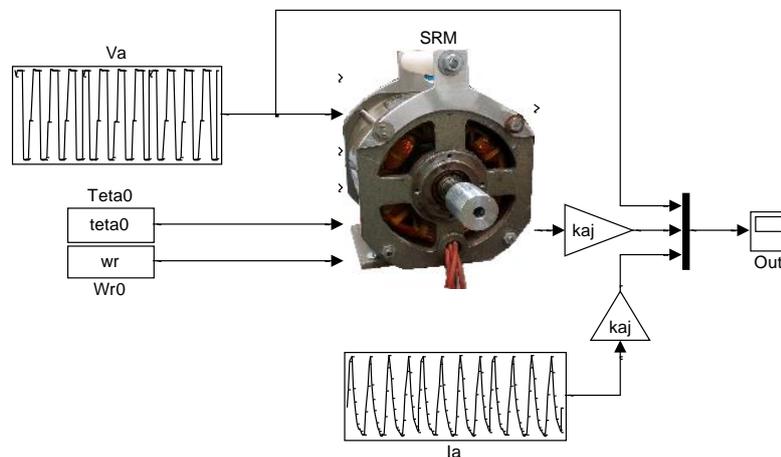


Figura 4.13: Esquema de validação do modelo da SRM.

O primeiro teste de validação foi realizado com os ângulos  $\alpha = 28,6^\circ$ ,  $\beta = 11,5^\circ$ , a tensão do barramento em  $13\text{ V}$  e a velocidade do rotor mantida constante e igual a  $255\text{ rad/s}$ . Os resultados para esta configuração de ensaio são mostrados na Figura 4.14.

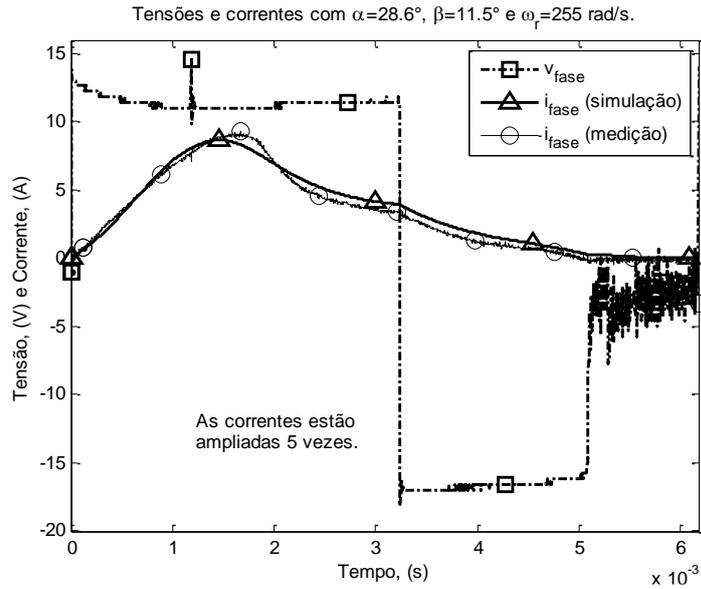


Figura 4.14: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=255$  rad/s).

Pode-se notar que o crescimento da corrente na energização do enrolamento se mostra muito similar nas duas curvas. O valor máximo da simulação ficou ligeiramente inferior mas ambos convergiram no decaimento da corrente.

O segundo teste foi realizado com os ângulos  $\alpha = 28,6^\circ$ ,  $\beta = 11,5^\circ$ , a tensão do barramento em 22 V e a velocidade do rotor mantida constante e igual a 440 rad/s. Os resultados para esta configuração de ensaio são mostrados na Figura 4.15.

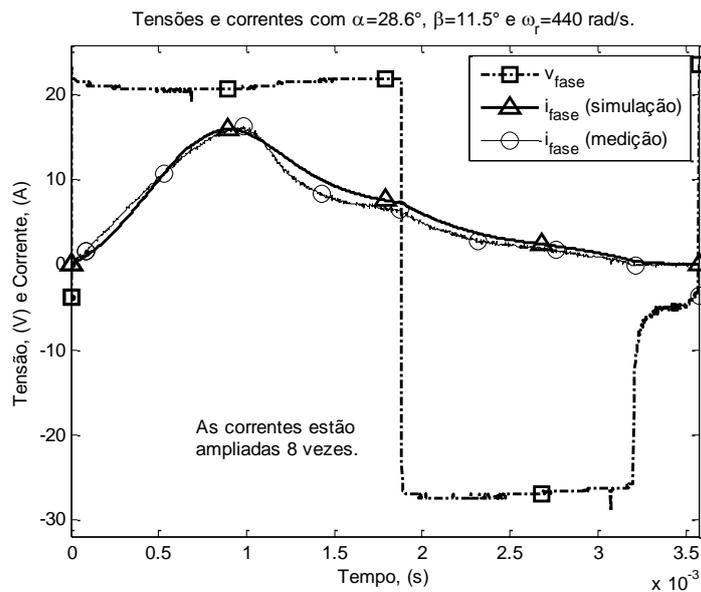


Figura 4.15: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=440$  rad/s).

As curvas apresentaram divergência ligeiramente maior na região de crescimento da corrente porém os valores máximos ficaram mais próximos. A região de decaimento da corrente manteve o mesmo comportamento.

No penúltimo teste os ângulos de antecipação foram modificados para  $\alpha = 31,5^\circ$ ,  $\beta = 17,2^\circ$ , a tensão do barramento em  $28\text{ V}$  e a velocidade do rotor foi mantida constante e igual a  $590\text{ rad/s}$ . A Figura 4.16 mostra os resultados para esta configuração.

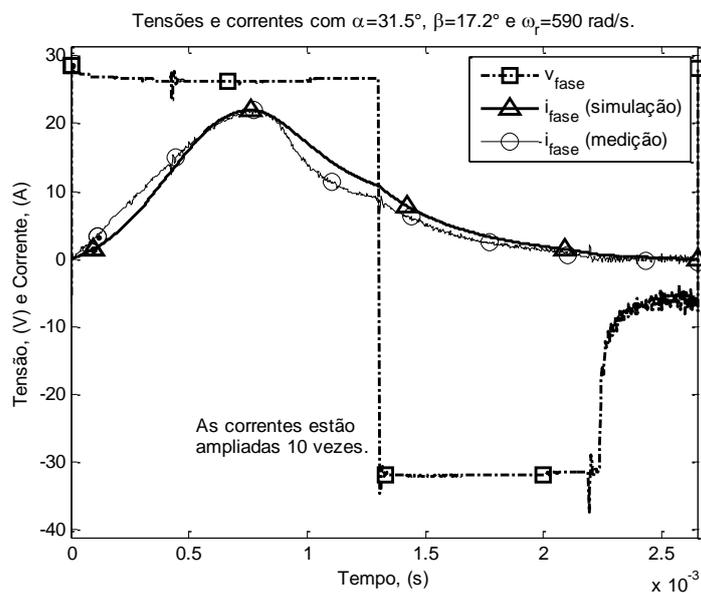


Figura 4.16: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=590\text{ rad/s}$ ).

Com maior aumento da velocidade a região de crescimento da corrente apresentou maior divergência quando comparado com os ensaios de menor velocidade. Os valores máximos mantiveram boa similaridade enquanto que o decaimento da corrente com o enrolamento energizado também teve a diferença aumentada. O decaimento no desligamento manteve comportamento similar.

Os resultados do último ensaio de validação da SRM são mostrados na Figura 4.17.

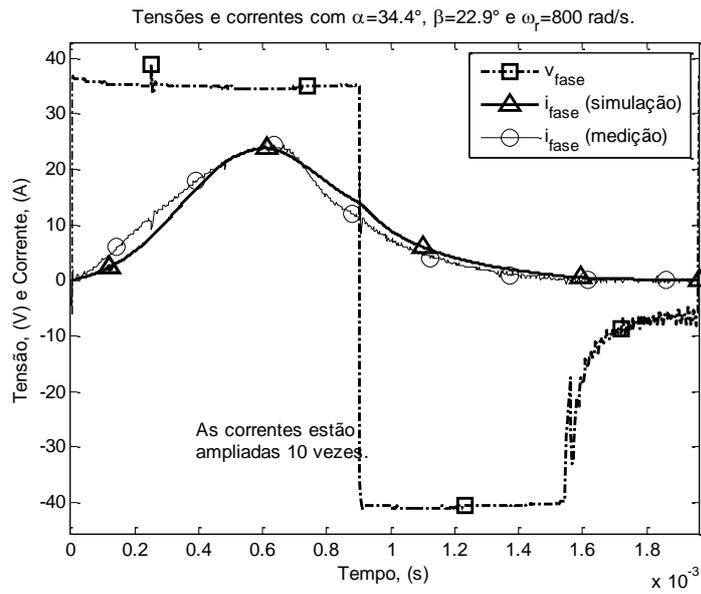


Figura 4.17: Correntes de medição e simulação do modelo da SRM ( $\omega_r=800$  rad/s).

Os parâmetros foram configurados para  $\alpha = 34,4^\circ$ ,  $\beta = 22,9^\circ$ , tensão do barramento igual a  $36\text{ V}$  e a velocidade do rotor foi mantida constante em  $800\text{ rad/s}$ . As curvas neste ensaio mantiveram comportamento similar em relação ao ensaio com  $590\text{ rad/s}$ .

#### 4.4 Validação do modelo de simulação em relação ao balanço da energia

No modelo de simulação desenvolvido, a energia é distribuída, durante a descarga, como mostra a Figura 4.18.

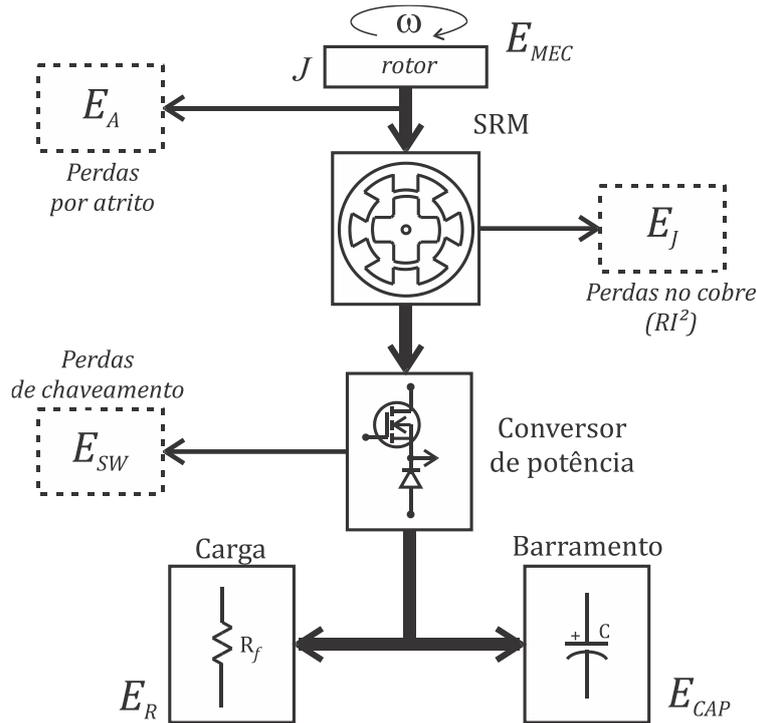


Figura 4.18: Distribuição da energia no modelo durante a descarga.

Na figura a parcela da energia cinética armazenada no rotor da SRM e que é entregue ao sistema, durante uma operação de descarga, é representada por

$$E_{MEC} = \frac{1}{2}J(\omega_0^2 - \omega_f^2), \quad (4.3)$$

onde  $\omega_0 = \omega(t_0)$  e  $\omega_f = \omega(t_f)$  são as velocidades inicial e final do rotor em uma descarga do armazenador.

A energia convertida como perdas de atrito nos mancais foi obtida por

$$E_A = \int_{t_0}^{t_f} T_{mec} \omega dt, \quad (4.4)$$

onde  $T_{mec}$  é definido em (C.12).

A energia convertida em calor nos enrolamentos da SRM foi determinada como

$$E_J = 3 \int_{t_0}^{t_f} R_s i^2 dt, \quad (4.5)$$

onde  $R_s$  é a resistência do enrolamento definida em (C.4),  $i$  é a corrente no enrolamento, e a constante “3” foi utilizada para incluir a contribuição dos três enrolamentos da máquina.

A energia associada às perdas nas chaves foi computada por

$$E_{SW} = 3 \left( 2 \int_{t_0}^{t_f} v_{CE} i_{CE} dt + 2 \int_{t_0}^{t_f} v_D i_D dt \right), \quad (4.6)$$

onde  $v_{CE}$  e  $v_D$  são as tensões sobre um IGBT e um diodo de um dos braços do conversor, respectivamente, e  $i_{CE}$  e  $i_D$  são as correntes no IGBT e no diodo, nesta ordem. As constantes foram utilizadas para ajustar a quantidade de chaves por braço e por quantidade de braços.

$E_R$  é energia recebida pela resistência de falha ( $R_f$ ) dada por

$$E_R = \int_{t_0}^{t_f} R_f i_{falha}^2 dt, \quad (4.7)$$

e  $i_{falha}$  é a corrente em  $R_f$ , e ainda a variação de energia no capacitor do elo CC é obtida de

$$E_{CAP} = \frac{1}{2} C_{bus} (v_f^2 - v_{C0}^2) + \int_{t_0}^{t_f} R_C i_{CAP}^2 dt. \quad (4.8)$$

onde  $C_{bus}$  é definido em (C.20),  $v_{C0}$  e  $v_f$  são as tensões nos terminais do capacitor no início e término da descarga, respectivamente,  $R_C$  é a resistência do capacitor determinada em (C.16) e  $i_{CAP}$  é a corrente que circula pelo capacitor.

Foram realizados quatro ensaios para validar o protótipo quanto à conservação. Os resultados são mostrados na Tabela 4.1

Tabela 4.1: Ensaios de verificação da conservação da energia.

Ensaio			Distribuição da energia ( $J$ )						
$n^o$	$R_f, (\Omega)$	$V_{dd}, (V)$	$E_{MEC}$	$E_A$	$E_J$	$E_{SW}$	$E_R$	$E_{CAP}$	$\sum E_{A \text{ a } CAP}$
1	$\infty$	110	(208,4 a 211,5)	39,27	9,06	8,46	0	153,1	209,89
2	105		$\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = (1500 \pm 5) \frac{rad}{s} (*) \\ \omega_f = 500 \frac{rad}{s} \\ J = 2,1 \times 10^{-4} kg \cdot m^2 \end{array} \right.$	39,9	8,79	8,70	79,9	72,7	209,99
3	$\infty$	300		20,28	9,54	8,04	0	171,7	209,56
4	175			19,97	9,15	7,86	117	55,3	209,28

Todos os ensaios foram realizados dentro da faixa de velocidade escolhida para operação do armazenador, que é de 1500 rad/s em carga máxima e de 500 rad/s na máxima descarga. Nesta faixa o armazenador entrega 89% da energia armazenada. Os ensaios “1” e “3” ocorreram com  $R_f \rightarrow \infty$ , tendo-se observado que a tensão sobre o capacitor variou de 112 V a 242 V e de 303 V a 379 V, respectivamente, em cada ensaio.

A partir dos tempos de descarga do armazenador, para cada ensaio, pode-se determinar o valor médio da potência como mostra a Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Potência média observada durante diferentes ensaios de descarga.

Ensaio			Potência média ( $W$ )					
$n^o$	Tempo de descarga, (s)	Varição da tensão do barramento, (V)	$P_{MEC}$	$P_A$	$P_J$	$P_{SW}$	$P_R$	$P_{CAP}$
1	$319,4 \times 10^{-3}$	130	657,1	122,9	28,4	26,5	0	479,3
2	$376,7 \times 10^{-3}$	74	557,4	105,9	23,3	23,1	212,1	193,0
3	$191,8 \times 10^{-3}$	76	1092,6	105,7	49,7	41,9	0	895,2
4	$200,2 \times 10^{-3}$	26	1045,4	99,8	45,7	39,2	584,4	276,2

No ensaio “1” a variação de tensão foi de 116% enquanto que no ensaio “2” a variação foi de 66,1%. Nos ensaios com maior tensão de barramento (303 V) as variações foram menores, ou seja, de 25% no ensaio “3” e de apenas 8,5% no

ensaio “4”. A modificação da tensão do barramento prejudica a sintonia dos ângulos de comutação ótimos, por isso, se observa variações no fluxo de potência. Onde as variações foram menores, ensaios “3” e “4”, o tempo de descarga quase não foi modificado, enquanto que nos demais casos o tempo foi reduzido.

A redução do tempo de descarga, neste caso, não consiste em uma melhoria pois faz com que a operação não esteja mais otimizada, inclusive podendo levar o equipamento a operar com falha. Pode-se então buscar uma relação de compromisso com a energia armazenada e o nível de tensão de operação. Além disso, este foi apenas um estudo visando o levantamento da resposta dinâmica aproximada do sistema pois, em condições regulares, o armazenador irá operar visando manter constante o nível de tensão do barramento.

Nos ensaios “2” e “4”, a energia útil do armazenador fluiu para a resistência e para o capacitor. Nestes ensaios, os valores da resistência  $R_f$  foram escolhidos para que o armazenador operasse em meia carga, ou seja,

$$R_f = \frac{V_{da}^2}{P_{max}/2}, \quad (4.9)$$

onde  $P_{max} = 235 \text{ W}$ , para  $\omega_r = 1500 \text{ rad/s}$ , conforme Figura 3.30 e  $P_{max} = 1030 \text{ W}$  de acordo com a Figura 3.32, para mesma velocidade angular.

As curvas de reação das variações de tensão no barramento CC, com operação em meia carga, e com o degrau unitário aplicado em  $\Delta_G$ , foram utilizadas para identificação da resposta dinâmica e posterior projeto do controlador de tensão.

#### 4.5 Sintonia do controlador de tensão

O armazenador foi submetido a excitação em degrau fazendo-se o sinal de geração de potência  $\Delta_G = 1$ , durante condições de falha, para duas diferentes configurações da tensão do barramento CC e da resistência  $R_f$ . Inicialmente a tensão do

barramento foi ajustada para 110 V e  $R_f = 105 \Omega$ , obtida de (4.9). A curva de reação original e a resposta aproximada são apresentadas na Figura 4.19.

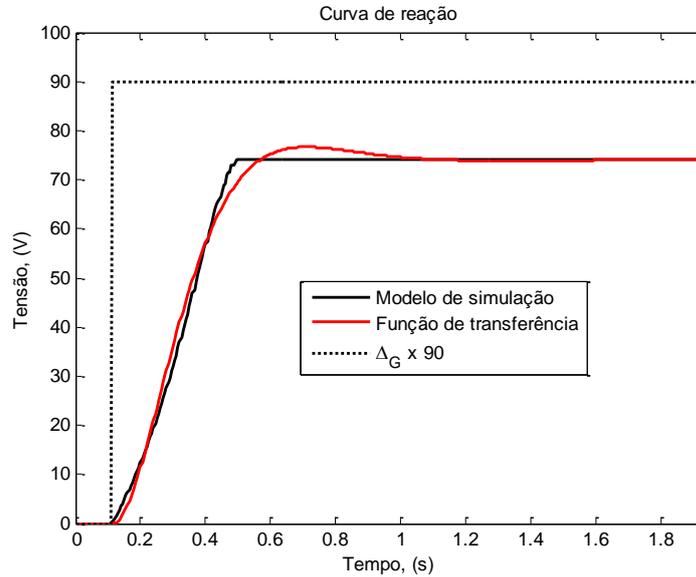


Figura 4.19: Curvas de reação da variação de tensão do barramento CC, pela descarga do *flywheel*, em relação ao valor inicial de  $V_{dd} = 110 \text{ V}$  e  $R_f = 105 \Omega$ .

A função de transferência, que aproxima a resposta do sistema, é dada por

$$G_{V110}(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta_G(s)} = \frac{4374}{s^2 + 11,17 s + 50,11}, \quad (4.10)$$

que comparada com a forma amortecida (3.31) resulta nos parâmetros da Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Parâmetros de  $G_{V110}(s)$ .

	$K_{110}$	$\xi_{110}$	$\omega_{n110}$
$G_{V110}(s)$	4374	0,726	7,69

Foi projetado um controlador PI definido por

$$C_V(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta_G(s)} = \overbrace{K_{PV} + \frac{K_{IV}}{s}}^{1^a \text{ forma}} = \overbrace{\frac{K_{IV} \left(1 + \frac{K_{PV}}{K_{IV}} s\right)}{s}}^{2^a \text{ forma}} = \overbrace{\frac{K_{PV} \left(s + \frac{K_{IV}}{K_{PV}}\right)}{s}}^{3^a \text{ forma}}, \quad (4.11)$$

onde  $K_{IV}$  é o ganho integral e  $K_{PV}$  é o ganho proporcional.

O controlador foi projetado ajustando-se o tempo de subida para

$$t_{r(110)} = 0,62 \text{ s}, \quad (4.12)$$

conforme a regra de sintonia apresentada por (PALMA, 1999) que determina os parâmetros do controlador por

$$K_{IV110} = \frac{1,49}{K_{110}} (\xi_{110} \omega_{n110})^3 = 0,059, \quad (4.13)$$

que é o ganho integral, e

$$\tau = \frac{1}{\xi \omega_n} \left(1,88 - \frac{0,67}{\xi^2}\right), \quad (4.14)$$

onde  $\tau = K_{PV}/K_{IV}$ , que resulta em

$$K_{PV} = 0,0065. \quad (4.15)$$

que é o ganho proporcional. O tempo de subida é dado por

$$t_r \approx \frac{3,5}{\xi_{110} \omega_{n110}}. \quad (4.16)$$

A resposta do sistema para excitação em degrau como é mostrada na Figura 4.20.

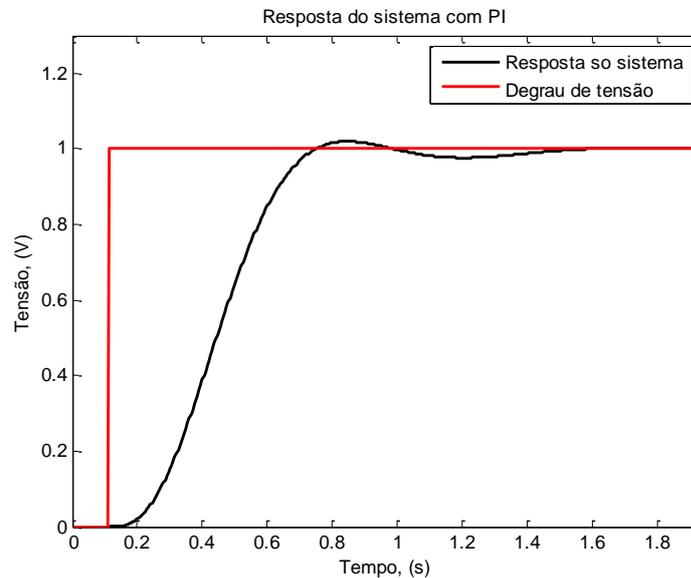


Figura 4.20: Resposta do controlador de tensão para excitação em degrau ( $V_{dd}=110$  V).

No segundo ensaio a tensão do barramento foi configurada para 300 V e  $R_f = 175 \Omega$  que irá requerer a entrega de 515 W pelo armazenador, consistindo, também de operação com meia carga. A curva de reação é mostrada na Figura 4.21.

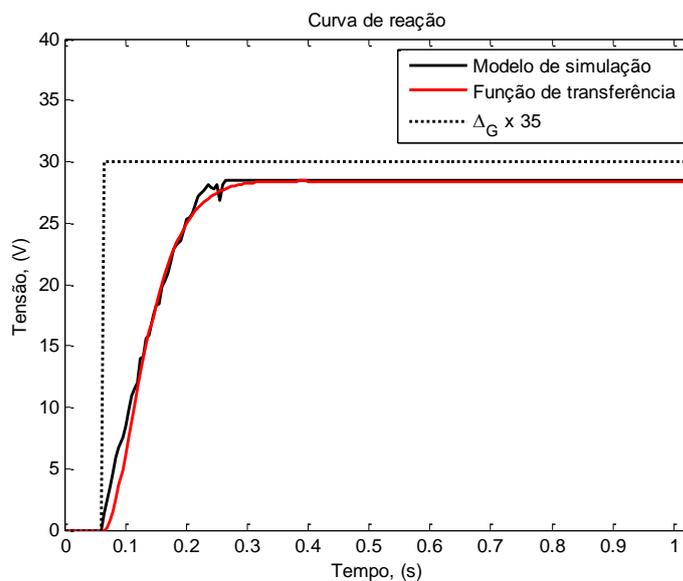


Figura 4.21: Curvas de reação da tensão do barramento CC pela descarga do *flywheel* com  $V_{dd}= 300$  V e  $R_f= 175 \Omega$ .

A função de transferência aproximada é

$$G_{V300}(s) = \frac{\Delta V(s)}{\Delta_G(s)} = \frac{1677}{s^2 + 44,53 s + 590,3}. \quad (4.17)$$

Utilizando as mesmas regras do projeto com tensão do barramento igual a 110 V, os ganhos integral e proporcional foram ajustados para

$$K_{IV300} = 0,981, \quad (4.18)$$

e

$$K_{PV300} = 0,0477, \quad (4.19)$$

e ainda

$$t_{r(300)} = 0,157 \text{ s}. \quad (4.20)$$

O resultado para a excitação em degrau é apresentado na Figura 4.22.

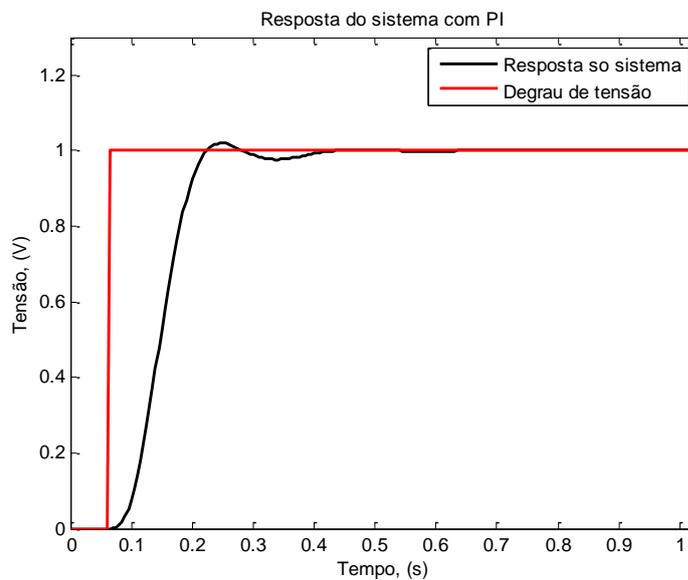


Figura 4.22: Resposta do controlador de tensão para excitação em degrau ( $V_{dd}=300$  V).

## 4.6 Apresentação do protótipo

O protótipo implementado é mostrado na Figura 4.23.

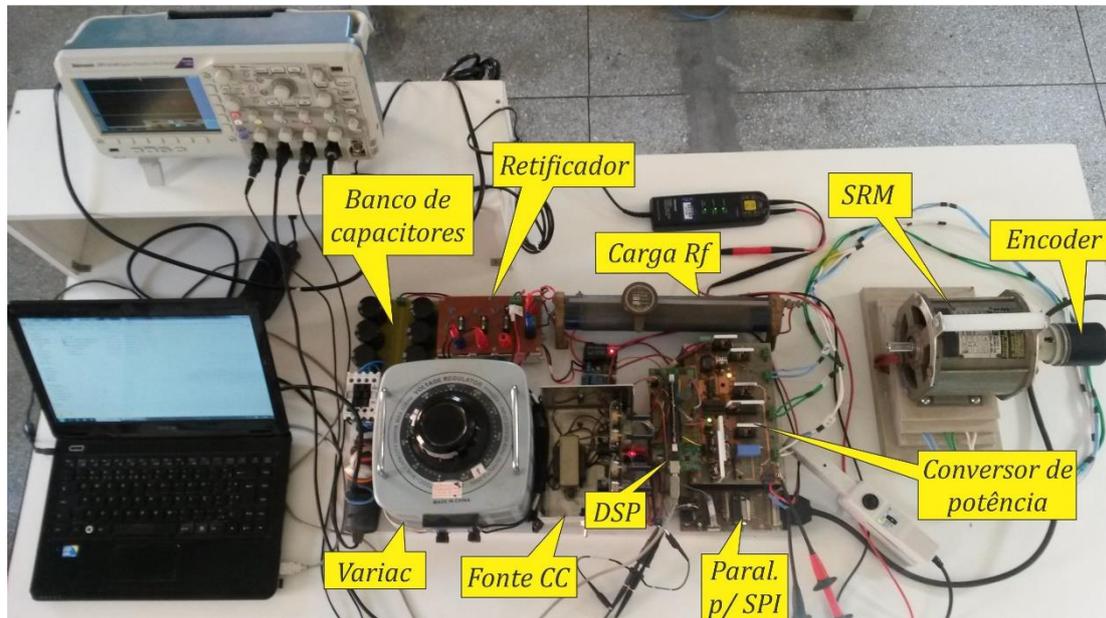


Figura 4.23: Foto do protótipo.

Nesta figura pode-se visualizar as diversas partes que compõe o sistema, a saber:

- A máquina de relutância variável 6/4.
- O *encoder* paralelo 10 bits (*Gray*) acoplado.
- A interface de conversão do sinal paralelo do *encoder* para o protocolo SPI.
- A fonte que fornece o barramento CC.
- O banco de capacitores.
- O conversor de potência.
- O DSP ds Texas Instruments TMS320F28335 com a placa TMDSDOCK28335.

A SRM utilizada no protótipo possui tensão nominal de 300 V e potência de 1 kW com velocidade máxima de 8.000 rpm e seus parâmetros, necessários para sua modelagem, foram obtidos de ensaios e são apresentados no APÊNDICE C.

O *encoder* ótico é o ROC410.3GP2-10B00 (HEIDENHAIN, 2002) que é do tipo absoluto e possui resolução de 1024 divisões por volta podendo operar até 10.000 rpm.

Além disso, possui momento de inércia igual a  $J_{enc} = 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$  com torque de partida não superior  $0,01 \text{ Nm}$ .

Para tornar compatíveis a conexão do *encoder* com protocolo SPI, que é bastante difundido neste tipo de equipamento, foi desenvolvida uma placa de conversão do código *Gray* paralelo para o protocolo binário SPI. Esta nova conexão também reduz o número de conexões com o DSP. A Figura 4.24 ilustra as formas de ondas de *clock* e dados para uma posição específica do *encoder*.

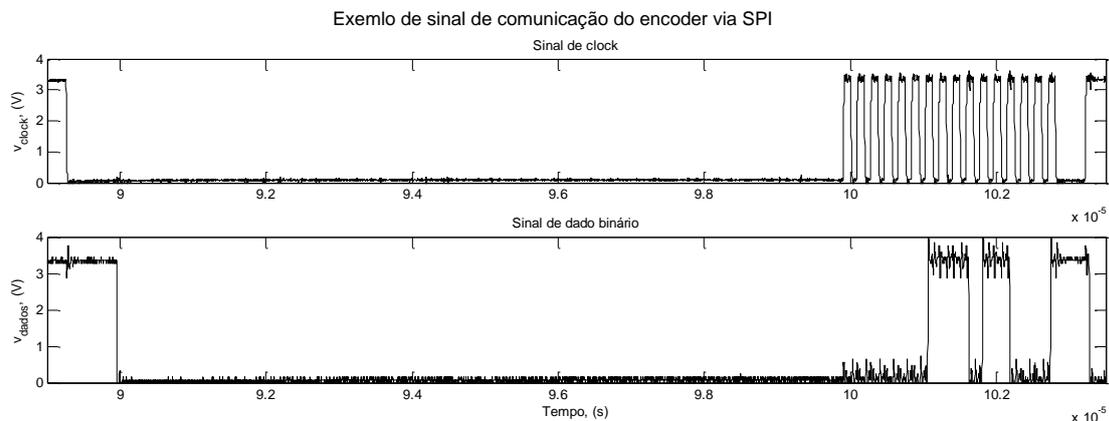


Figura 4.24: Exemplo de formas de ondas da comunicação do *encoder*.

O atraso na leitura do *encoder* é produzida pela comunicação serial, que foi ajustada para 16 bits por amostragem da posição angular, com um *clock* de 5.35 MHz. Como o sinal de *clock* foi projetado para aguardar um tempo de carga do *encoder*, então o tempo de atraso total da comunicação é  $T_{enc} = 13,96 \mu\text{s}$ .

Inicialmente foi utilizada uma fonte CC para sustentar o barramento sendo unidirecional, saída variável de 0 a 60 V com capacidade de 30 A. Por ser uma fonte unidirecional, não aceitando corrente reversa, sua conexão com o *flywheel* foi intermediada por um retificador monofásico em ponte, cuja saída forma o barramento CC juntamente com um banco de capacitores para absorver a descarga do armazenador. Posteriormente a fonte CC foi substituída por um variador de tensão CA para que a tensão do barramento pudesse ser aumentada.

O banco de capacitores é formado por 6 (seis) capacitores de  $1000 \mu\text{F} \times 250 \text{ V}$ , porém ao ser ensaiado verificou-se que sua capacitância era de  $6605 \mu\text{F}$  com uma

resistência série de  $101\text{ m}\Omega$  conforme Seção C.5 do APÊNDICE C. A escolha de fontes variáveis tornou possível a realização de ensaios em baixa tensão e a verificação gradativa da operação de protótipo mantendo responsabilidade com a segurança do processo.

A Figura 4.25 mostra uma foto do conversor de potência desenvolvido para acionamento da SRM.

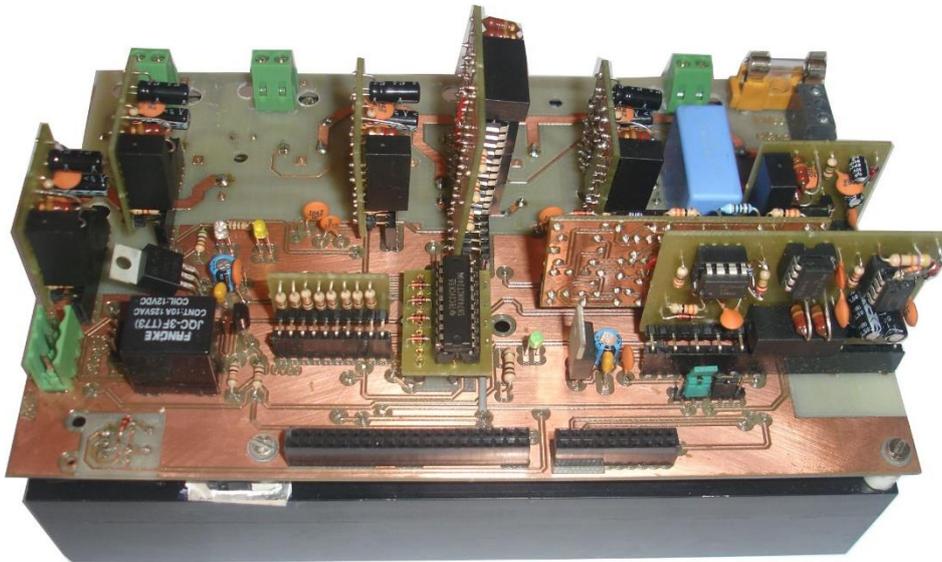


Figura 4.25: Foto do conversor que aciona a SRM (vista para a conexão do DSP).

O circuito completo bem como das placas auxiliares de leitura, condicionamento e drivers são detalhados no APÊNDICE B.

Para realizar o processamento digital do sistema foi escolhido o DSP da Texas Instruments TMS320F28335 com a placa TMDSDOCK28335 que é um microcontrolador largamente utilizado para este tipo de aplicação. Das características deste controlador, destacam-se:

- *Clock* até 150 MHz.
- Possui *hardware* específico para ponto-flutuante.
- Memória interna: 256Kx16 *Flash*, 34Kx16 SARAM.
- Até 18 saídas PWM.
- Até 6 saídas HRPWM (PWM de alta resolução).
- Até 8 temporizados de 32-Bit.

- Até 9 temporizadores de 16-Bit.
- 12-Bit ADC, 16 canais (80-ns de taxa de conversão).

O protótipo foi utilizado para validação do modelo de simulação utilizando-se tensões do barramento até 110 V.

### **Avaliação do uso do *encoder* magnético**

O encoder magnético, descrito na Seção 2.4, foi avaliado para uso no protótipo tendo sido desenvolvidas partes adicionais para sua utilização, como mostrado na Figura 4.26.

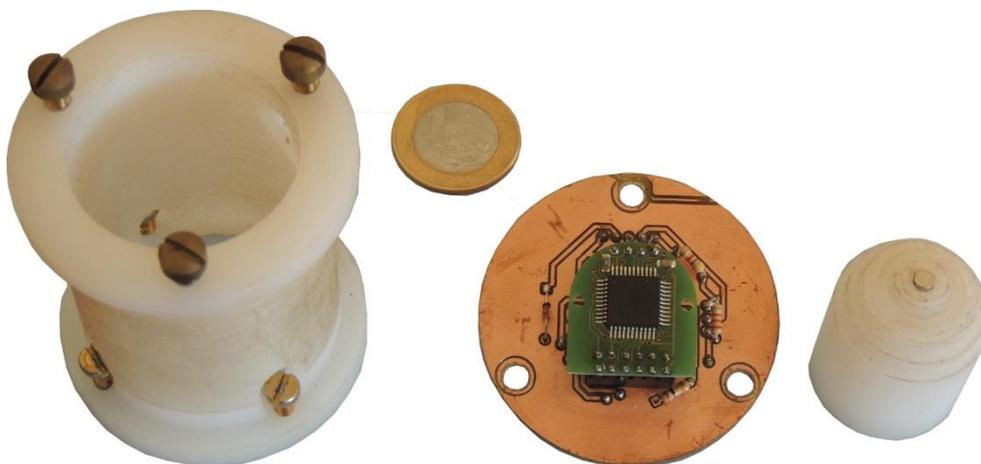


Figura 4.26: Partes utilizadas para fixação e operação do *encoder* magnético no protótipo.

Nesta figura à esquerda é mostrado o suporte da placa circular que sustenta a placa do sensor (ao centro) e à esquerda o suporte do ímã que o fixa no eixo da SRM.

A aplicação destas partes na máquina de relutância é ilustrada pela Figura 4.27.

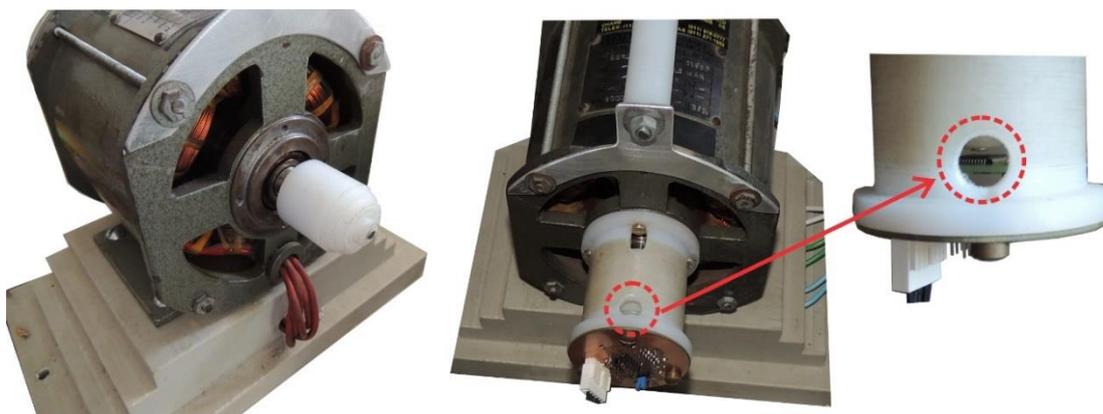


Figura 4.27: Fixação do *encoder* magnético e partes auxiliares na máquina de relutância.

Os resultados alcançados não foram satisfatórios tendo em vista que o eixo da máquina disponível e utilizada no protótipo apresentou desvio do centro (empeno). Este desvio produziu falhas na informação da posição angular provocadas pela variação na distância ao centro e pelo ângulo deste deslocamento como mostrado na Figura 4.28.

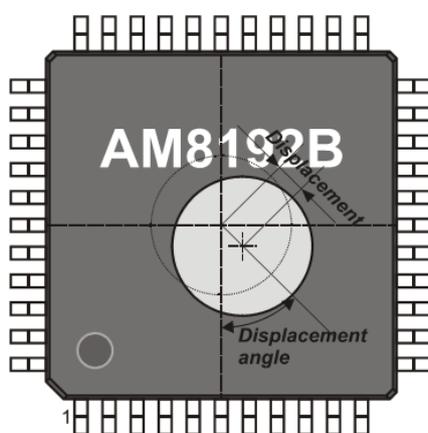


Figura 4.28: Deslocamento (distância do centro do ímã ao centro do sensor) e ângulo de deslocamento<sup>39</sup>.

---

<sup>39</sup> Figura retirada da folha de dados do dispositivo em (RLS, 2009).

O circuito integrado sensor possui um pino que permite fazer o alinhamento dos centros do sensor e do ímã. Porém o desvio do eixo produziu deslocamento e ângulo de deslocamento variáveis com a posição angular.

A conclusão foi que a tecnologia é funcional porém requer um projeto mecânico de maior precisão do que o utilizado no protótipo. Em razão disto foi utilizado um *encoder* óptico absoluto e com saídas paralelas de 10 bits, porém convertidas para um protocolo serial SPI de forma a ser compatível com o *encoder* magnético avaliado.

#### 4.7 Aplicação do armazenador para restauração de afundamentos de tensão no barramento CC e validação do modelo através de resultados experimentais

O barramento CC foi ajustado para operar com 110 V e a velocidade inicial da máquina foi ajustada para próximo da velocidade de carga máxima (1500 *rad/s*). A simulação de falha foi programada para ocorrer no instante  $t = 0,15\text{ s}$  permanecendo nesta condição por 10 ciclos da rede elétrica de 60 Hz, totalizando 167 *ms*. A falha é produzida pela comutação da chave *F/R* que desconecta o barramento da fonte e liga-o à resistência  $R_{falha}$  que assume valores diferentes em cada ensaio. Após a produção da falha a tensão do barramento ( $V_{dd}$ ) é reduzida aumentando o valor da tensão  $V_{erro} = V_{ref} - V_{dd}$ , que ao superar o valor limite superior  $L_s$  ativa o sinal AR que por sua vez ativa o restaurador de tensão. O esquema desenvolvido para avaliar a operação de restaurador é mostrado na Figura 4.29.

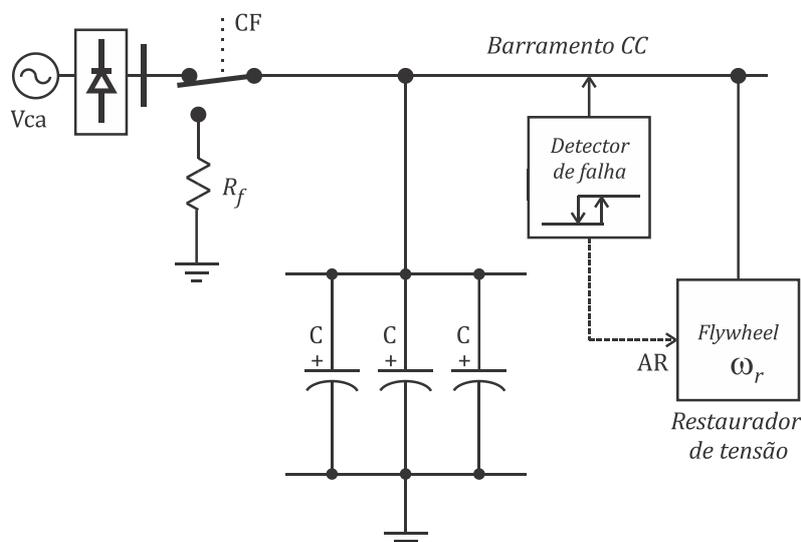


Figura 4.29: Esquema utilizado para avaliar o restaurador de tensão.

Como primeiro ensaio de restauração de tensão, a resistência de falha foi ajustada para  $105 \Omega$  que irá requerer metade potência máxima, ou seja,  $115 \text{ W}$ , que o armazenador é capaz de entregar com esta tensão de alimentação. Os ângulos de comutação foram ajustados conforme Tabela 3.8. Os resultados da operação do restaurador são apresentados na Figura 4.30.

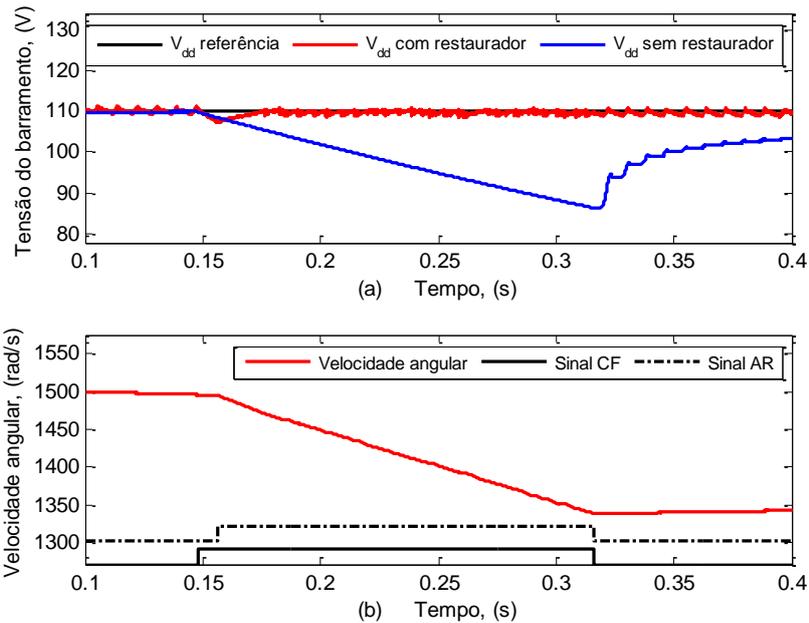


Figura 4.30: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=105 \Omega$  e  $V_{dd}=110 \text{ V}$ ): (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

A Tabela 4.4 fornece dados complementares ao ensaio realizado em relação à distribuição da energia no sistema.

O valor de  $\eta_B$  corresponde ao rendimento bruto considerando a parcela da energia que foi recebida pelo conjunto capacitor e resistência de falha ( $E_{RCAP} = E_R + E_{CAP}$ ) em relação a energia total do sistema. Entretanto,  $\eta_E$  é o valor do rendimento da parte elétrica excluindo as perdas mecânicas por atrito. Este parâmetro é importante tendo-se em vista a possibilidade de desenvolvimento de um armazenador que esteja praticamente livre de perdas mecânicas com agregação de mancais magnéticos e operação no vácuo.

Tabela 4.4: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 5).

Ensaio			Distribuição da energia (J)					
$n^\circ$	$R_f$ , ( $\Omega$ )	$V_{dd}$ , (V)	$E_{MEC}$	$E_A$	$E_{JSW}$	$E_{RCAP}$	$\eta_B$ (%) $\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC}}$	$\eta_E$ (%) $\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC} - E_A}$
5	105	110	$-46,42$ $\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = 1495,4 \frac{rad}{s} \\ \omega_f = 1339 \frac{rad}{s} \\ J = 2,1 \times 10^{-4} kg.m^2 \end{array} \right.$ $\sum E = 0,61 J$	22,77	4,14	20,12	43,34	85,07

As tensões e correntes no enrolamento, com  $V_{dd} = 110 V$ , são exemplificadas na Figura 4.31, tendo sido obtidas através do modelo de simulação.

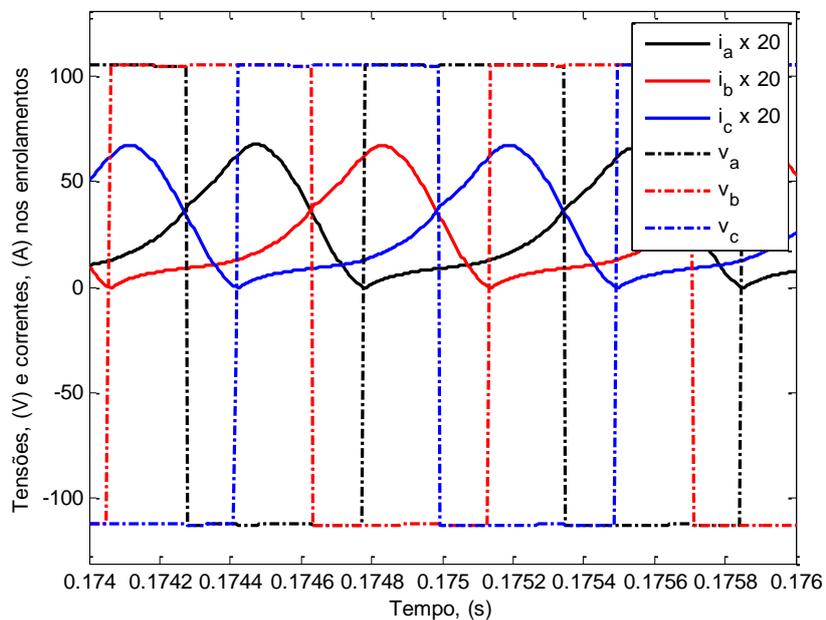


Figura 4.31: Tensões e correntes nos enrolamentos durante a geração com  $V_{dd}=110 V$  (simulação).

As correntes obtidas através do protótipo são mostradas na Figura 4.32.

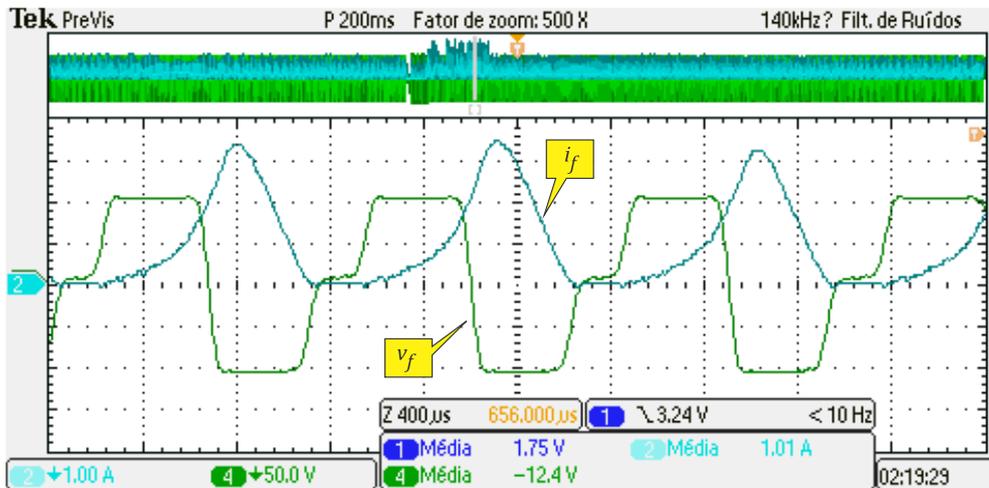


Figura 4.32: Tensão e corrente em um enrolamento durante a geração com  $V_{dd}=110$  V (protótipo).

Os ensaios n° 5 e 6 foram utilizados para validação do modelo de simulação através do protótipo desenvolvido. A Figura 4.33 mostra os resultados experimentais do ensaio n° 6, obtidos com o protótipo, equivalentes à Figura 4.30 que validam os resultados de simulação do ensaio n° 5.

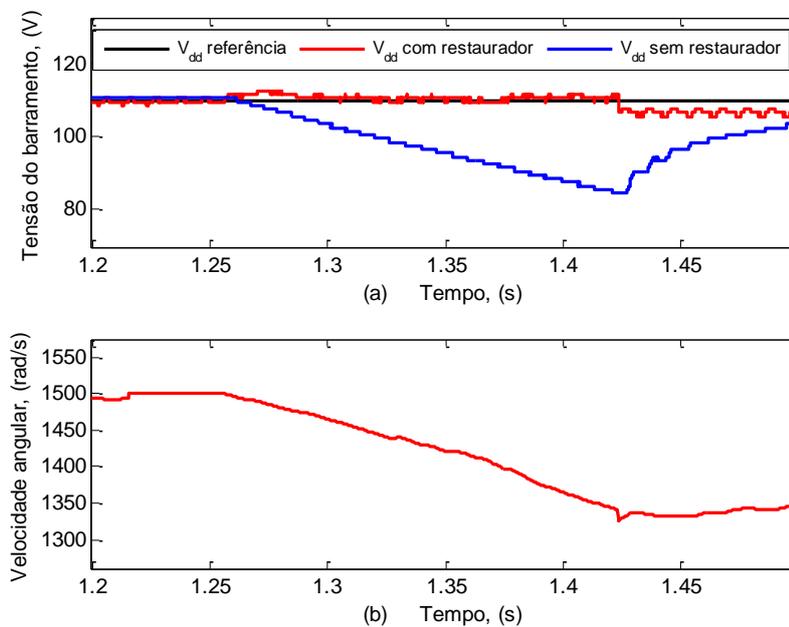


Figura 4.33: Ensaio com  $R_f = 105 \Omega$  e  $V_{dd}=110$  V aplicando o protótipo como restaurador de afundamento de tensão do barramento para validação do ensaio n° 5: (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

Não foi utilizada a detecção automática do afundamento, para ativação/desativação do restaurador, nos ensaios realizados com o protótipo. A ativação do restaurador ocorreu quando a máquina atingiu a velocidade de 1500 rad/s e a desativação foi ajustada de forma que a duração do afundamento fosse a mesma da simulação. Este procedimento requereu a medição dos tempos de atrasos do relé utilizado, que foi de 9 ms na energização e de 15,5 ms na desenergização. A Tabela 4.5 ilustra a comparação dos resultados dos ensaios n° 5 e 6.

Tabela 4.5: Comparação de resultados do modelo de simulação (ensaio n° 5) e protótipo (ensaio n° 6).

Restaurador	Resultados	Velocidade angular, (rad/s)		Tensão, (V)		
		$\omega_i$	$\omega_f$	$V_{dd(max)}$	$V_{dd(min)}$	$\Delta V_{dd}$
Ativado	Simulação	1495,4	1339	111	108	3
	Protótipo	1500	1328	112,5	109,5 <sup>(40)</sup>	3
Desativado	Simulação			111	86,4	24,6
	Protótipo			110	84,5	25,5

Outro ensaio foi realizado considerando, desta vez, um valor de potência próximo da máxima capacidade do armazenador (*que* corresponde a 200 W e 87% da capacidade do armazenador) como pode ser visto na Figura 4.34.

<sup>40</sup> Na troca de modos de operação (desligamento do restaurador) a tensão do barramento atingiu o valor mínimo de 106,5 V.

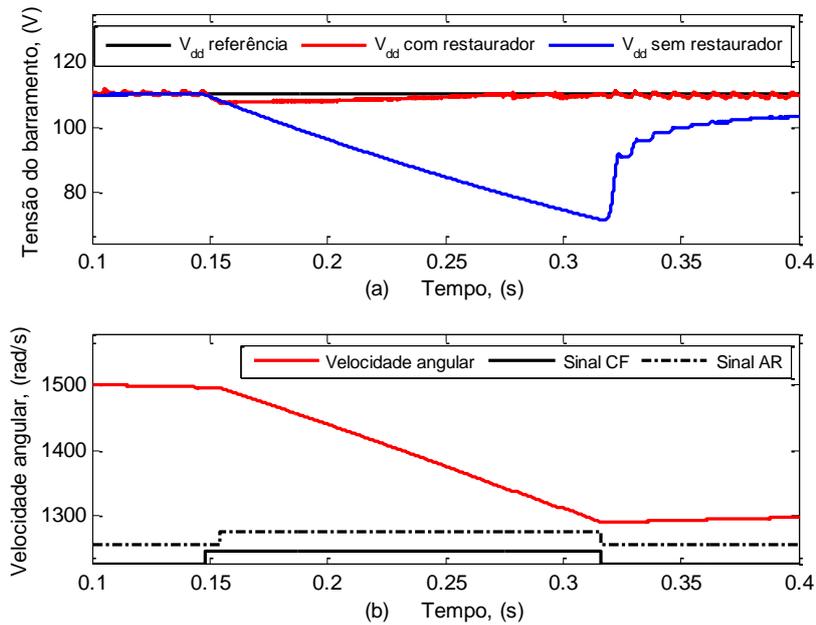


Figura 4.34: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f = 60 \Omega$  e  $V_{dd}=110 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

A distribuição da energia segue na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 7).

Ensaio			Distribuição da energia (J)					
$n^\circ$	$R_f, (\Omega)$	$V_{dd}, (V)$	$E_{MEC}$	$E_A$	$E_{JSW}$	$E_{RCAP}$	$\frac{\eta_B}{\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC}}}$	$\frac{\eta_E}{\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC} - E_A}}$
7	60	110	$-60,27$ $\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = (1495,4) \frac{rad}{s} \\ \omega_f = 1288,8 \frac{rad}{s} \\ J = 2,1 \times 10^{-4} kg.m^2 \end{array} \right.$ $\sum E = -0,061 J$	22,72	3,89	33,57	55,72	89,44

O ensaio n° 7 também foi reproduzido com o protótipo para que a operação, com potência próxima do valor máximo, fosse também validada. A Figura 4.35 mostra os resultados experimentais do ensaio n° 8 que valida os resultados do ensaio n° 7.

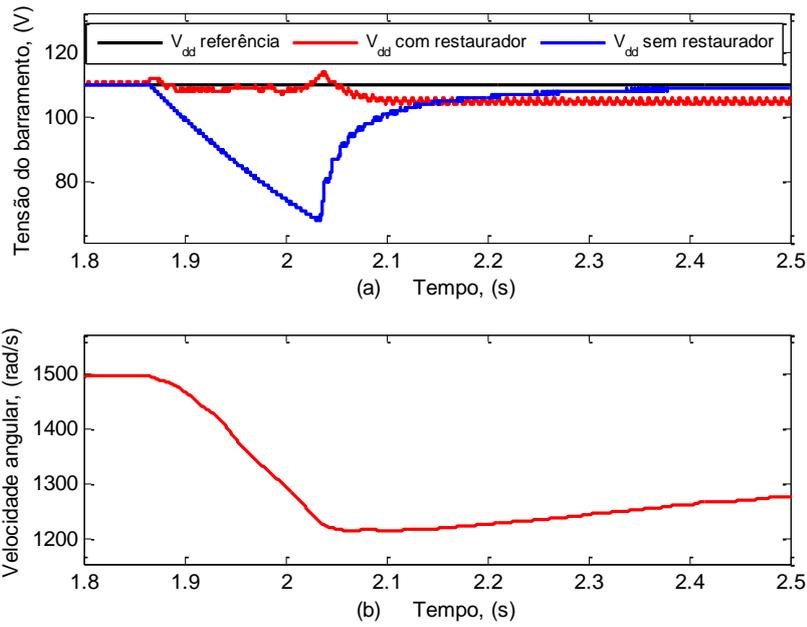


Figura 4.35: Ensaio com  $R_f = 60 \Omega$  e  $V_{dd}=110 \text{ V}$  aplicando o protótipo como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC para validação do ensaio n° 6: (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

A comparação dos resultados para o ensaio n° 7 e 8 é feita na Tabela 4.7.

Tabela 4.7: Comparação de resultados do modelo de simulação (ensaio n° 7) e protótipo (ensaio n° 8).

Restaurador	Resultados	Velocidade angular, (rad/s)		Tensão, (V)		
		$\omega_i$	$\omega_f$	$V_{dd(i)}$	$V_{dd(f)}$	$\Delta V_{dd}$
Ativado	Simulação	1495,4	1288,8	111	107,2	3,8
	Protótipo	1500	1229	112 <sup>(41)</sup>	107	5
Desativado	Simulação			110	71,9	38,1
	Protótipo			110	69	41

<sup>41</sup> Na troca de modos de operação (desligamento do restaurador) a tensão do barramento atingiu o valor máximo de 114 V

Ainda um último ensaio com tensão do barramento igual a 110 V foi realizado. A resistência de falha foi ajustada para requerer do armazenador, uma fluxo de potência superior à sua capacidade ( $R_f = 30 \Omega$  que corresponde a 403 W e 174% da capacidade do armazenador). Os resultados do ensaio n° 9 estão na Figura 4.36.

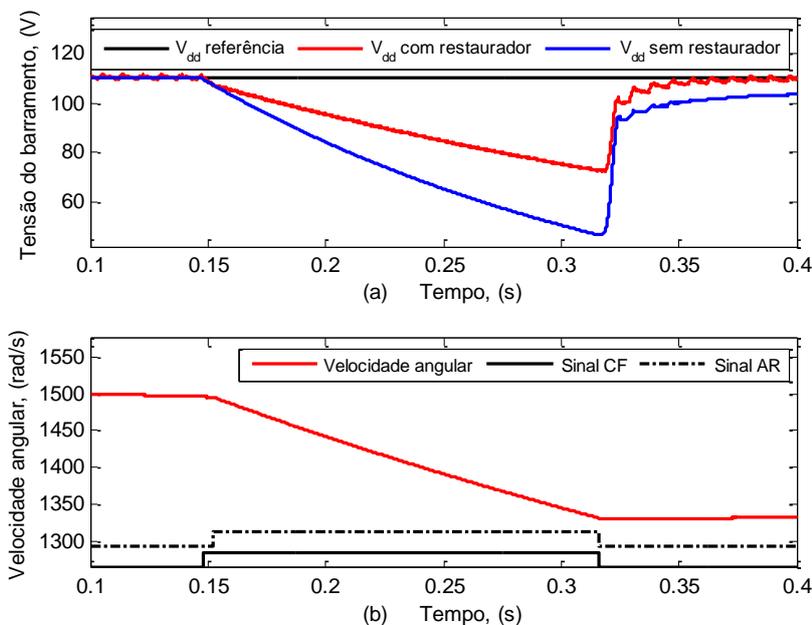


Figura 4.36: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=30 \Omega$  e  $V_{dd}=110 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

Observa-se, pela curva da tensão no barramento (com restaurador) que o armazenador não foi capaz e restaurar a tensão tendo em vista que sua especificação máxima potência gerada foi excedida. O sinal AR foi removido juntamente com o a falha em virtude da restauração não ter sido bem sucedida (o mesmo acontece nas Figura 4.40 e Figura 4.42). A condição de incapacidade de fornecimento da potência necessária para a restauração do afundamento foi aplicada ao protótipo (ensaio n° 10) e os resultados estão na Figura 4.37.

A última sequência de ensaios foi realizada com o armazenador operando com tensão de 300 V, o que permitiu alcançar a potência gerada de 1 kW. Para isso a resistência de falha foi ajustada inicialmente para  $R_f = 175 \Omega$  (meia carga, 514 W, 50% da capacidade máxima do armazenador). Este teste foi enumerado por ensaio n° 11 e os resultados são apresentados na Figura 4.38.

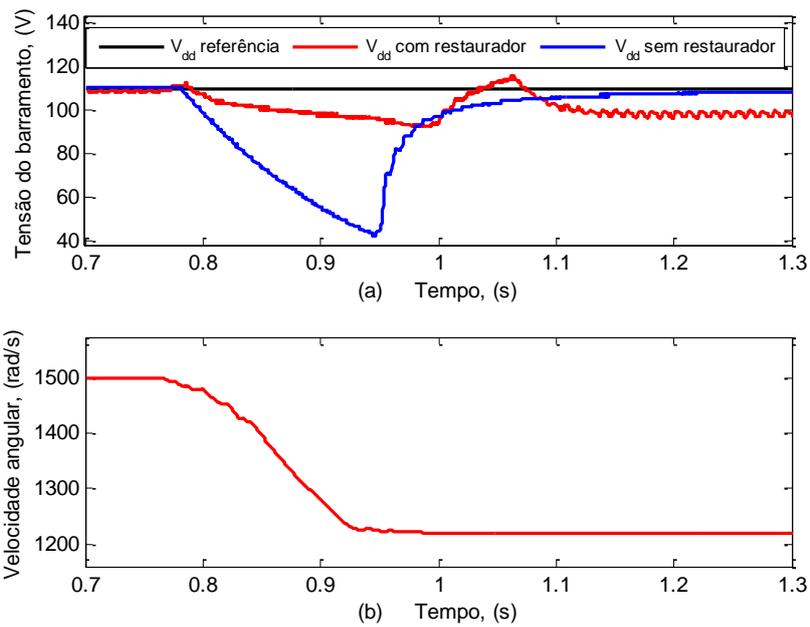


Figura 4.37: Ensaio com  $R_f = 30 \Omega$  e  $V_{dd}=110 \text{ V}$  (protótipo) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

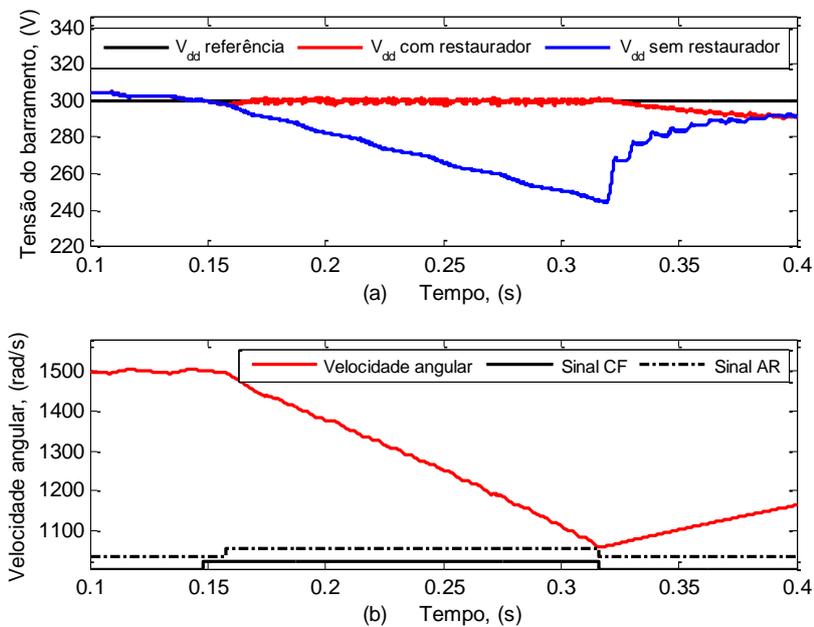


Figura 4.38: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=175 \Omega$  e  $V_{dd}=300 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

A distribuição da energia segue na Tabela 4.8.

Tabela 4.8: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 11).

Ensaio			Distribuição da energia (J)					
$n^\circ$	$R_f, (\Omega)$	$V_{dd}, (V)$	$E_{MEC}$	$E_A$	$E_{JSW}$	$E_{RCAP}$	$\eta_B$ $\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC}}$	$\eta_E$ $\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC} - E_A}$
11	175	300	$-119,02$ $\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = (1500,9) \frac{rad}{s} \\ \omega_f = 1057,9 \frac{rad}{s} \\ J = 2,1 \times 10^{-4} kg.m^2 \end{array} \right.$ $\sum E = 3,35 J$	19,7	15,41	87,2	73,3	87,85

As tensões e correntes no enrolamento, com  $V_{dd} = 300 V$ , são exemplificadas na Figura 4.39.

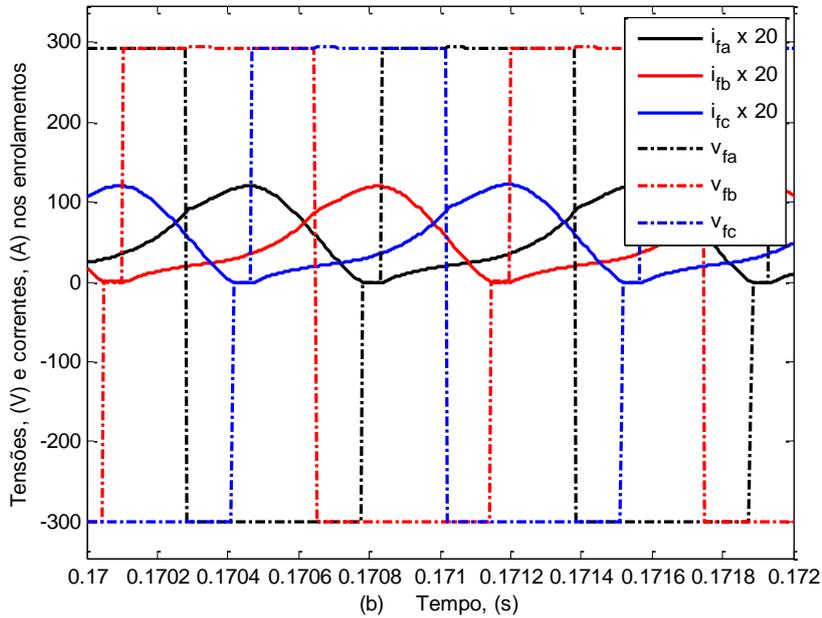


Figura 4.39: Tensões e correntes nos enrolamentos durante a geração com  $V_{dd}=300 V$ .

Outro ensaio (n° 12) foi realizado levando o armazenador a operar com 1000 W (97% de sua capacidade máxima prevista e com  $R_f = 90 \Omega$ ). Os resultados estão na Figura 4.40.

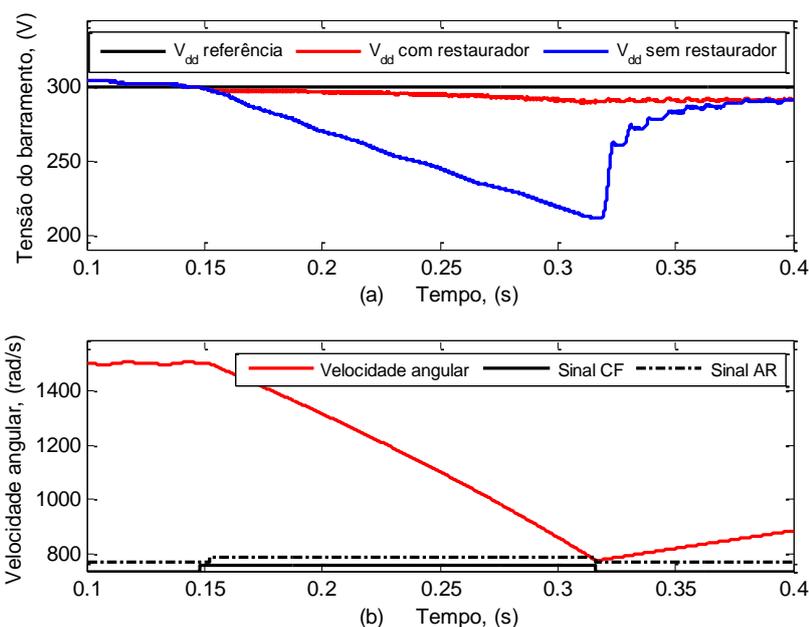


Figura 4.40: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=90 \Omega$  e  $V_{dd}=300 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

A distribuição da energia segue na Tabela 4.9.

Tabela 4.9: Distribuição da energia nas partes do sistema (ensaio n° 12).

Ensaio			Distribuição da energia (J)					
$n^\circ$	$R_f, (\Omega)$	$V_{dd}, (V)$	$E_{MEC}$	$E_A$	$E_{JSW}$	$E_{RCAP}$	$\frac{\eta_B}{\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC}}}$	$\frac{\eta_E}{\frac{E_{RCAP}}{E_{MEC} - E_A}}$
12	90	300	$-173,38$ $\left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = (1500,9) \frac{rad}{s} (*) \\ \omega_f = 775,6 \frac{rad}{s} \\ J = 2,1 \times 10^{-4} kg.m^2 \end{array} \right.$ $\sum E = 1,52 J$	17,72	11,87	142,23	82,04	91,39

Neste ensaio verifica-se que a regulação da tensão não se manteve constante ao longo do intervalo da falha, adquirindo valor menor que o de referência. Isto pode ser explicado pela análise da Figura 3.32 que mostra a capacidade de potência gerada em função da velocidade angular. Nesta figura a potência de 1 kW não se mantém ao longo

do intervalo de decaimento de  $\omega_r$ , que variou de 1500,9 rad/s a 775,6 rad/s neste ensaio. O afundamento da tensão do barramento deveria ser ainda maior, porém a carga do capacitor reduziu a queda da tensão. Para evidenciar este comportamento, foi realizado um ensaio (n° 13) em que a resistência de falha foi modificada para  $R_{falha} = 100 \Omega$  (800 W, 80% da capacidade de geração). Os resultados são mostrados na Figura 4.41.

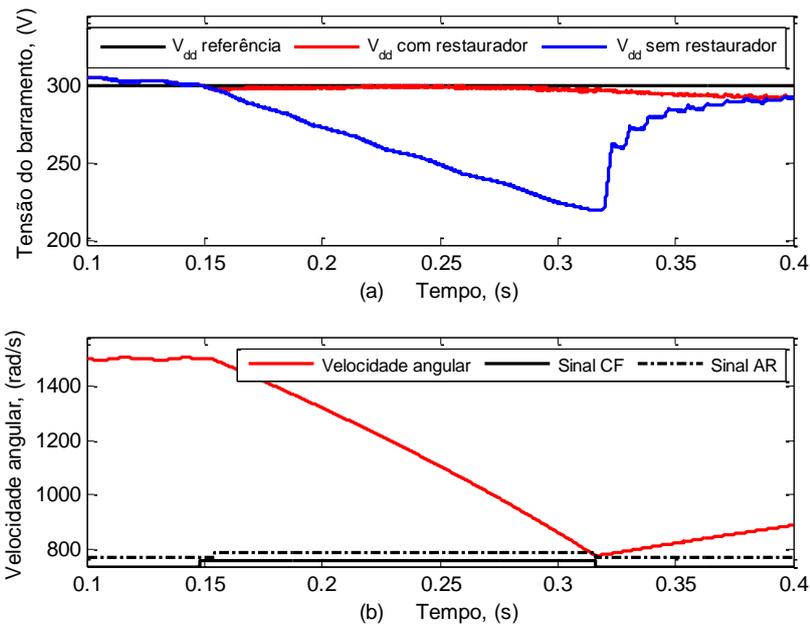


Figura 4.41: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=100 \Omega$  e  $V_{dd}=300 \text{ V}$ ) : (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

Por fim, o ensaio de n° 14 termina a sequência de testes requerendo do armazenador 146% de sua capacidade, ou seja, 1500 W como mostram os resultados da Figura 4.42.

Neste caso o armazenador não foi capaz de restaurar o afundamento de tensão do barramento CC, contribuindo apenas na atenuação da falha.

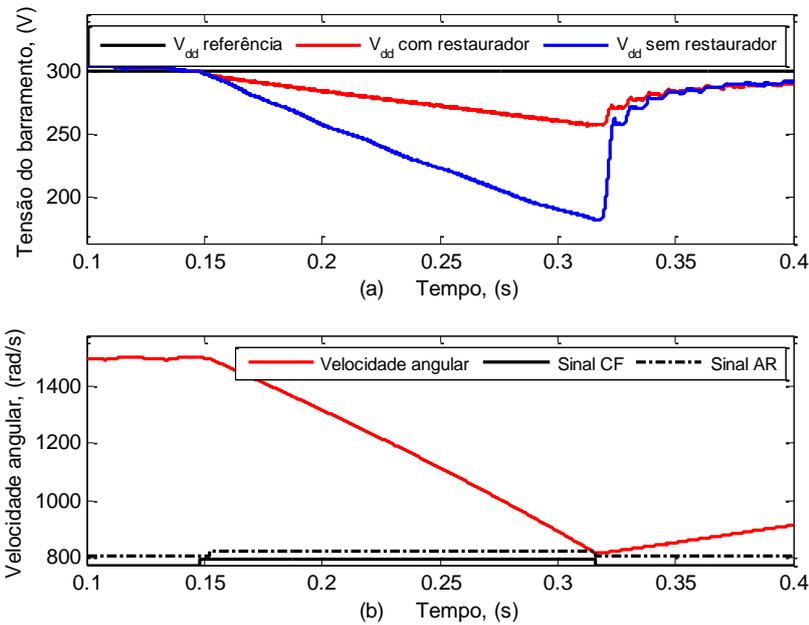


Figura 4.42: Ensaio do modelo de simulação como restaurador de afundamento de tensão do barramento CC ( $R_f=60 \Omega$  e  $V_{dd}=300 \text{ V}$ ): (a) tensão do barramento e (b) velocidade do rotor.

### Análise de rendimentos e perdas

O rendimento bruto ( $\eta_B$ ) e rendimento elétrico ( $\eta_E$ ) do armazenador foram comparados para situações de operação com potências médias e máximas combinadas com as tensões do barramento iguais a 110 V e 300 V. Os resultados de  $\eta_B$  são apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10: Variação do rendimento bruto ( $\eta_B$ ) com a tensão do barramento e com a potência gerada.

$\eta_B = \frac{E_{RCAP}}{E_{MEC}}$	$V_{dd} = 110 \text{ V}$	$V_{dd} = 300 \text{ V}$
$\cong P_{m\acute{a}x}/2$	43,37 %	73,30 %
$\cong P_{m\acute{a}x}$	55,72 %	82,04 %

Observa-se que o rendimento foi maior com operação próxima a capacidade máxima de potência e ficando maior também com a operação em 300 V. A variação do rendimento do pior caso ( $P_{ger} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{2}$  e  $V_{dd} = 110 \text{ V}$ ) para o melhor caso ( $P_{ger} =$

$P_{m\acute{a}x}$  e  $V_{dd} = 300\text{ V}$ ) ficou pr3xima de 100 %. Os resultados de  $\eta_E$  s3o mostrados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11: Varia33o do rendimento el3ctrico ( $\eta_E$ ) com a tens3o do barramento e com a pot3ncia gerada.

$\eta_E = \frac{E_{RCAP}}{E_{MEC} - E_A}$	$V_{dd} = 110\text{ V}$	$V_{dd} = 300\text{ V}$
$\cong P_{m\acute{a}x}/2$	85,13 %	87,85 %
$\cong P_{m\acute{a}x}$	88,44 %	91,39 %

Observa-se, neste caso, que o rendimento tamb3m aumentou com opera33o pr3xima a capacidade m3xima de pot3ncia e fazendo-se a tens3o do barramento igual a 300 V. Entretanto, a varia33o do rendimento do pior caso ( $P_{ger} = \frac{P_{m\acute{a}x}}{2}$  e  $V_{dd} = 110\text{ V}$ ) para o melhor caso ( $P_{ger} = P_{m\acute{a}x}$  e  $V_{dd} = 300\text{ V}$ ) foi apenas de 6%.

Esta an3lise permite concluir que o rendimento 3 maior com a m3quina operando com 300 V e com a pot3ncia pr3xima de seu valor nominal de projeto. 3 importante destacar que o valor do rendimento durante a descarga compromete efetivamente o tempo de opera33o de restaura33o n3o consistindo em um problema do ponto de vista econ3mico, pois as restaura333es ocorrem esporadicamente.

Com isso, rendimentos inferiores a 80 % n3o invalidam a aplica33o durante a opera33o de descarga ou mesmo na opera33o de carga. A maior desvantagem das perdas est3 no fato de que o sistema necessitaria manter o fluxo de pot3ncia motor para sustentar o armazenador com a velocidade de carga por tempos indeterminados, at3 que um afundamento seja detectado e o armazenador seja ent3o acionado para injetar energia no sistema. Portanto, recorre-se mais uma vez 3 Figura 2.2 que apresenta a estrutura de um armazenador que, depois de carregado, poder3 manter sua carga livre de perdas mec3nicas, magn3ticas ou ainda de chaveamento. As perdas estariam presentes somente nos intervalos de carga e descarga, quando requeridos.

Esta an3lise n3o se objetiva na desmotiva33o de pesquisas para minimiza33o das perdas da SRM, mas evidencia que deve-se buscar um equil3brio aceit3vel para que a aplica33o possa alcan3ar n3veis operacionais e comerciais.

## 4.8 Considerações parciais

Apresentou-se neste capítulo o modelo de simulação completo desenvolvido para o armazenador, fazendo-se o detalhamento da operação de cada parte funcional do sistema.

Do ponto de vista do chaveamento, utilizou-se um sistema híbrido de obtenção da posição angular com o objetivo de aumentar a precisão do chaveamento dos enrolamentos melhorando a resolução do *encoder*.

O controle da potência gerada foi realizado em duas etapas: (i) otimização dos ângulos de chaveamento para diferentes velocidades e adoção do valor médio destes ângulos para ajustar a geração na faixa de velocidade empregada no armazenador e (ii) modificação linear dos ângulos de comutação médios convergindo-os do par que fornece geração máxima até o par em que a geração é nula. Esta modificação da geração utilizando a modificação simultânea dos ângulos de comutação foi realizada a partir da modificação da variável de controle da geração,  $\Delta_G$ , visando sua integração com um controlador PI, que foi empregado na restauração de afundamentos de tensão no elo CC.

Foi realizada a validação do modelo da máquina de relutância mediante ensaios realizados com um protótipo projetado para operar originalmente com rotação nominal de 3000 rpm, a partir de uma tensão CC de 300 V. Por razões de segurança, os ensaios de validação iniciais foram realizados com tensão CC reduzida para 110 V.

Foi analisado o balanço da energia no modelo completo através de ensaios. Os resultados destes ensaios foram também utilizados para aproximação do comportamento dinâmico do barramento CC durante falhas, tendo-se obtido resultados para as tensões de 110 V e de 300 V.

O protótipo foi aplicado como restaurador de afundamentos de tensão no barramento CC, e os resultados foram utilizados para validar o modelo completo do sistema de armazenamento, em condições de operação mais realistas.

Após validação o modelo foi extrapolado para operação com tensão CC de 300 V, permitindo que a máquina operasse com tensão e potência nominais. Foram também realizados ensaios de restauração de afundamentos com esta configuração, tendo-se

conseguido recuperar mais de 170 J da energia cinética armazenada no protótipo, ao reduzir sua rotação à metade após aumentá-la até cerca de cinco vezes seu valor nominal.

Nessas condições, o método proposto para controlar a potência elétrica entregue pela máquina de relutância permitiu aproveitar a energia recuperada com eficiência maior que 80%, não obstante uma provável elevação das perdas mecânicas na operação com maior velocidade angular. Como resultado prático, foi alcançada a meta estabelecida como motivação inicial para este trabalho, de gerar 1 kW de potência durante um tempo de descarga de 0,1 s.

Por fim, foi realizada uma análise do rendimento e das perdas observadas na operação do armazenador, levando a considerações sobre a existência de boas perspectivas de aumento de eficiência para o desenvolvimento do armazenador cinético pretendido com a linha de pesquisa.

## 5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo são apresentadas as conclusões e considerações acerca do trabalho desenvolvido e também são discutidas propostas de desdobramentos a partir dos resultados obtidos e das análises realizadas.

### 5.1 Contribuições

São contribuições importantes:

- o detalhamento das metodologias empregadas na modelagem, análise e projeto do sistema de acionamento da máquina de relutância;
- a avaliação abrangente das limitações para o acionamento da máquina de relutância, visando sua operação em rotações elevadas.

### 5.2 Conclusões

Este trabalho apresentou um estudo para implementação do controle da máquina de relutância chaveada com operação em alta velocidade, visando sua aplicação como armazenador cinético de energia (*flywheel*).

Os armazenadores de energia podem ser construídos com base em diversas tecnologias, porém foi escolhido o FESS tendo em vista que seu princípio operativo tem se adequadado aos avanços tecnológicos.

A máquina de relutância foi escolhida por possuir várias características que favorecem sua utilização, como por exemplo, sua capacidade de operar em velocidades elevadas, pode ser utilizada como motor e gerador, possui baixa manutenção, construção simplificada, ausência de ímãs e não possui perdas magnéticas na ausência de correntes em seus enrolamentos.

O próprio rotor da SRM foi utilizado como volante de inércia, não requerendo massas adicionais, o que reduz a quantidade de partes mecânicas, suas conexões e não requerendo mancais adicionais. Esta estrutura também aumenta a segurança operativa do sistema. Além disso, é possível utilizar máquinas com rotor externo, característica

essa, que aumenta significativamente o momento de inércia e capacidade energética mantendo-se constante volume e massa do dispositivo.

Foi realizada uma revisão bibliográfica acerca dos tipos de mancais para aplicação no armazenador que se pretende desenvolver na linha de pesquisa. Discutiu-se a proposta de utilização de um armazenador formado por mancais magnéticos e operação no vácuo.

As perdas da SRM foram avaliadas para contribuição no modelo do sistema e determinação do rendimento aproximado do armazenador. Além disso, foram modeladas as diversas partes do protótipo e também validadas para operação com alimentação de 110 V. O modelo foi aplicado para tensão de 300 V, em que se conseguiu atingir as especificações nominais da máquina e a potência de 1 kW pretendida com este trabalho.

Outro aspecto muito relevante para operação da SRM em alta velocidade, é a necessidade de conhecimento da posição rotórica para excitação mais precisa dos enrolamentos. Algumas técnicas foram analisadas, tendo-se experimentado um *encoder* de natureza magnética, que não teve sua operação validada por inadequações mecânicas observadas no eixo da máquina existente. Além disso, a combinação de um *encoder* ótico com uma técnica de estimação linear da posição do rotor, foi proposta e utilizada no protótipo. A utilização de estimadores de posição permite que *encoders* de menor resolução possam ser utilizados, pois esta característica é aumentada por interpolação no estimador.

Do ponto de vista do controle da SRM, a operação em alta velocidade requer conhecimento dos ângulos de comutação, que foram mapeados para determinação das condições ótimas de operação, tanto como motor quanto como gerador. Os ângulos de comutação ótimos foram obtidos para diferentes tensões e velocidades de operação.

Foi utilizada a técnica de controle PWM para baixas velocidades e de pulso único para velocidades elevadas. Em ambos os casos empregou-se chaveamento assíncrono dos enrolamentos, ou seja, os braços foram comandados exclusivamente pela posição rotórica e independentes entre si.

Utilizou-se a produção de torque negativo para regulação da velocidade de carga máxima. Foi agregada a esta operação uma estratégia para eliminação de falha no torque observadas na transição dos modos de operação, necessária para regulação da velocidade.

O método empregado neste trabalho para acionamento da máquina de relutância permitiu estender em até cinco vezes sua faixa de velocidades de operação, mantendo ainda sua capacidade de geração na potência nominal. Contudo, para desenvolver um protótipo capaz de atingir velocidades ainda muito maiores e poder assim elevar a capacidade de armazenamento de energia por unidade de volume, mostra-se necessário reprojeter de forma integrada o armazenador cinético, considerando simultaneamente seu comportamento dinâmico nos domínios eletromagnético, mecânico e térmico.

A capacidade de geração da máquina foi estudada e mapeada, tendo sido aplicada uma técnica de ajuste da capacidade de geração de forma a permitir a aplicação do armazenador como restaurador de afundamentos de tensão no barramento CC. Escolheu-se esta aplicação, tendo em vista que o elo CC é necessário na maioria das aplicações modernas que visam a melhoria da qualidade de energia fornecida.

Por fim, foi feita uma análise do rendimento e das perdas observadas nos ensaios e como estas análises contribuem no desenvolvimento do armazenador pretendido com a linha de pesquisa.

### **5.3 Trabalhos futuros**

Como trabalhos futuros, propõem-se:

- Substituição dos mancais de rolamentos esféricos por mancais cerâmicos para nova avaliação das perdas e elevação das velocidades angulares do protótipo. Posteriormente a substituição por mancais magnéticos e com operação no vácuo, para verificação das perdas em velocidade de carga máxima.
- Modelagem das perdas magnéticas para que, juntamente com as perdas mecânicas, no cobre e nas chaves, possa ser determinado o rendimento do dispositivo em diferentes condições de operação.

- Avaliação de aspectos de segurança operativa do armazenador, considerando locais de instalação adequados para ensaios e operação.
- Adequação do sistema mecânico para avaliação do *encoder* magnético discutido no texto. Esta tecnologia é promissora pois está livre de perdas mecânicas e é capaz de operar em velocidade muito altas.
- Otimização de modelos de máquina para serem utilizados na aplicação desejada, visando facilitar a obtenção de maiores velocidades angulares, tipicamente entre 30.000 rpm e 60.000 rpm, e também o aumento da capacidade de geração nestas condições.
- Projeto de uma máquina com rotor externo para que se possa analisar os requerimentos operativos deste tipo de estrutura.
- Remoção dos sensores de corrente, fazendo-se a partida da máquina também com pulso único e o controle exclusivamente através dos ângulos de comutação.
- O preenchimento os espaços entre os polos, tanto do rotor quanto do estator, podem contribuir para menores perdas de atrito, redução de ruídos e aumento do momento de inércia, valendo tanto para máquinas com rotor interno quanto externo.

## BIBLIOGRAFIA

ABBASIAN, M.; MOALLEM, M.; FAHIMI, B. Double-Stator Switched Reluctance Machines (DSSRM): Fundamentals and Magnetic Force Analysis. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 3, p. 589 –597. doi: 10.1109/TEC.2010.2051547, 2010.

AKHTER, H. E.; SHARMA, V. K. Stability analysis of switched reluctance motor operating with fixed advance angle control scheme. Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on. **Anais...** . v. 2, p.732–737. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=975409](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=975409), 2001.

AKHTER, H. E.; SHARMA, V. K.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Starting performance of switched reluctance motor with fixed turn-off angle control scheme. IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]. **Anais...** . v. 2, p.1020–1025. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1185412](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1185412), 2002.

ANDO, I.; SHIBATA, J.; HAGA, H.; OHISHI, K. Long life ups based on active filter and flywheel without electrolytic capacitor. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. **Anais...** . p.1–10. doi: 10.1109/EPE.2007.4417390, 2007.

ANDRADE, D. .; KRISHNAN, R. Characterization of switched reluctance machines using Fourier series approach. Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. **Anais...** . v. 1, p.48–54 vol.1. doi: 10.1109/IAS.2001.955391, 2001.

ANDRADE JR., R. DE; FERREIRA, A. C.; SOTELO, G. G.; et al. Voltage sags compensation using a superconducting flywheel energy storage system. **Applied Superconductivity, IEEE Transactions on**, v. 15, n. 2, p. 2265 – 2268. doi: 10.1109/TASC.2005.849627, 2005.

ARAUJO, C. A. P. DE; CUCHIARO, J. D.; MCMILLAN, L. D.; SCOTT, M. C.; SCOTT, J. F. Fatigue-free ferroelectric capacitors with platinum electrodes. **Nature**, v. 374, n. 6523, p. 627–629, 1995.

BAMBA, T.; KOMATSUZAKI, A.; MIKI, I. Estimation of Rotor Position for Switched Reluctance Motor at Standstill. Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07. **Anais...** . p.259 –263. doi: 10.1109/PCCON.2007.372977, 2007.

BATEMAN, C. J.; MECROW, B. C.; CLOTHIER, A. C.; ACARNLEY, P. P.; TUFTNELL, N. D. Sensorless Operation of an Ultra-High-Speed Switched Reluctance Machine. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 46, n. 6, p. 2329 –2337. doi: 10.1109/TIA.2010.2070471, 2010.

BENO, M. M.; MARIMUTHU, N. S.; SINGH, N. A. Optimizing the switching angles of SRM using adaptive neuro-fuzzy controller. Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), 2007. ICTES. IET-UK International

Conference on. **Anais...** . p.448–451. IET. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4735838](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4735838), 2007.

BENTINHO, J. A. L. **Eliminação de Sensor Mecânico no Acionamento de Máquina de Relutância Variável**. Dissertação de M.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007, March.

BHIWAPURKAR, N.; JAIN, A. K.; MOHAN, N. Study of new stator pole geometry for improvement of SRM torque profile. Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on. **Anais...** . p.516 –520. doi: 10.1109/IEMDC.2005.195772, 2005.

BOLLEN, M. H. J. Reliability analysis of industrial power systems taking into account voltage sags. Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE. **Anais...** . p.1461–1468. IEEE. Retrieved August 8, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=299191](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=299191), 1993.

BOLUND, B.; BERNHOFF, H.; LEIJON, M. Flywheel energy and power storage systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 11, n. 2, p. 235–258, 2007.

BORGES, T. T.; ANDRADE, D. .; AZEVEDO, H. R.; FREITAS, M. A. A. A new circuit for the indirect rotor position sensing in switched reluctance motor drive. 1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. **Anais...** . v. 2, p.535–539 Vol. 2. doi: 10.1109/PEDES.1998.1330657, 1998.

BOUKHOBZA, T.; GABSI, M.; GRIONI, B. Random variation of control angles, reduction of SRM vibrations. Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International. **Anais...** . p.640–643. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=939381](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=939381), 2001.

CARDENAS, R.; PENA, R.; PEREZ, M.; et al. Power Smoothing Using a Flywheel Driven by a Switched Reluctance Machine. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th. **Anais...** . p.2943–2948. doi: 10.1109/PESC.2005.1582052, 2005.

CARDENAS, R.; PENA, R.; PEREZ, M.; et al. Power Smoothing Using a Flywheel Driven by a Switched Reluctance Machine. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 53, n. 4, p. 1086 –1093. doi: 10.1109/TIE.2006.878325, 2006.

CASADEI, D.; GRANDI, G.; SERRA, G.; ROSSI, C. Power quality improvement and uninterruptible power supply using a power conditioning system with energy storage capability. Power Tech, 2005 IEEE Russia. **Anais...** . p.1–7. IEEE. Retrieved August 9, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=4524431](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4524431), 2005.

CHANG, G. W.; CHEN, C.-I. Performance evaluation of voltage sag detection methods. 2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting. **Anais...** . p.1–6. doi: 10.1109/PES.2010.5589426, 2010.

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. doi: 10.1109/TPEL.2007.911872, 2008.

CHIBA, A.; TAKANO, Y.; TAKENO, M.; et al. Torque Density and Efficiency Improvements of a Switched Reluctance Motor Without Rare-Earth Material for Hybrid Vehicles. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 3, p. 1240–1246. doi: 10.1109/TIA.2011.2125770, 2011.

CHOUHAN, N. S.; FERDOWSI, M. Review of energy storage systems. North American Power Symposium (NAPS), 2009. **Anais...** . p.1–5. IEEE. Retrieved August 11, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=5484062](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5484062), 2009.

CHUA, L. O.; DENG, A. C. Canonical piecewise-linear representation. **Circuits and Systems, IEEE Transactions on**, v. 35, n. 1, p. 101–111, 1988.

CONNOLLY, D. **A Review of Energy Storage Technologies: For the integration of fluctuating renewable energy**. Report, University of Limerick. Retrieved from <http://www.dconnolly.net/files/A%20Review%20of%20Energy%20Storage%20Technologies.pdf>, 2010.

DARRELMANN, H. Comparison of high power short time flywheel storage systems. Telecommunication Energy Conference, 1999. **INTLEEC '99**. The 21st International. **Anais...** . p.xviii+300. doi: 10.1109/INTLEC.1999.794130, 1999.

DECKMANN, S.; POMILIO, J. A. Avaliação da Qualidade de Energia Elétrica. **Apostila de curso. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação-UNICAMP**, 2010.

DESAI, P. C.; KRISHNAMURTHY, M.; SCHOFIELD, N.; EMADI, A. Novel Switched Reluctance Machine Configuration With Higher Number of Rotor Poles Than Stator Poles: Concept to Implementation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 57, n. 2, p. 649 –659. doi: 10.1109/TIE.2009.2034678, 2010.

AL-DIAB, A.; SOURKOUNIS, C. Unbalanced voltage drops compensations using flywheel energy storage system. 2011 11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU). **Anais...** . p.1–6. doi: 10.1109/EPQU.2011.6128849, 2011.

DOMINGOS, J. L.; ANDRADE, D. .; FREITAS, M. A. A.; PAULA, H. D. Four-quadrant operation drive strategy for a linear switched reluctance motor. 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003. **ISIE '03**. **Anais...** . v. 1, p.210–215 vol. 1. doi: 10.1109/ISIE.2003.1267247, 2003.

DOUGLAS, J. Power quality solutions. **Power Engineering Review, IEEE**, v. 14, n. 3, p. 3–7. Retrieved August 8, 2014, , 1994.

EL-MANN, M. **Sistema Armazenador de Energia Cinética – SAEC Implementação Experimental**. Dissertação de M.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009, September.

EL MOFTY, A.; YOUSSEF, K. Industrial power quality problems. *Electricity Distribution*, 2001. Part 1: Contributions. CIRED. 16th International Conference and Exhibition on (IEE Conf. Publ No. 482). **Anais...** . v. 2, p.5–pp. IET. Retrieved August 8, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=942894](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=942894), 2001.

EL MOKADEM, M.; NICHITA, C.; REGHEM, P.; DAKYO, B. Short Term Energy Storage Based on Reluctance Machine Control for Wind Diesel System. *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International. **Anais...** . p.1585–1590. doi: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778630, 2006.

FAIRLEY, P. Flywheels keep the grid in tune. **Spectrum, IEEE**, v. 48, n. 7, p. 16–18, 2011.

FATEMI, S. A.; CHESHMEHBEIGI, H. M.; AFJEI, E. Self-tuning approach to optimization of excitation angles for switched-reluctance motor drives. *Circuit Theory and Design*, 2009. ECCTD 2009. European Conference on. **Anais...** . p.851–856. IEEE. Retrieved August 7, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=5275117](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5275117), 2009.

FLEURY, A.; ANDRADE, D. . D.; SILVA, F. DOS S. E; DOMINGOS, J. L. Switched Reluctance Generator for complementary Wind Power Generation in Grid Connection. *Electric Machines Drives Conference*, 2007. IEMDC '07. IEEE International. **Anais...** . v. 1, p.465–470. doi: 10.1109/IEMDC.2007.382712, 2007.

FRENCH, P. S.-J. R. Switched reluctance motor drives for rail traction: relative assessment. **Electric Power Applications, IEE Proceedings B**, v. 131, n. 5, p. 209 – 219. doi: 10.1049/ip-b:19840028, 1984.

FUJISHIRO, S.; ISHIKAWA, K.; KIKUCHI, S.; NAKAMURA, K.; ICHINOKURA, O. Design of outer-rotor-type multipolar switched reluctance motor for electric vehicle. **Journal of Applied Physics**, v. 99, n. 8, p. 08R324 –08R324–3. doi: 10.1063/1.2172180, 2006.

GALLEGOS-LOPEZ, G.; KJAER, P. C.; MILLER, T. J. E. High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 35, n. 4, p. 859 –869. doi: 10.1109/28.777195, 1999.

HAIYANG, Z.; SHANDE, L. Research on Microgrid. *The International Conference on Advanced Power System Automation and Protection*. **Anais...** . v. 1, p.595 – 598. Beijing, 2011.

HASEGAWA, N.; FUJIMOTO, K.; MATSUYAMA, T.; et al. Suppression of power VARIation for PV using flywheel and EDLC. *Transmission & Distribution Conference & Exposition: Asia and Pacific*, 2009. **Anais...** . p.1–4. IEEE. Retrieved August 9, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=5356878](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5356878), 2009.

HEIDENHAIN. Heidenhain Rotary Encoders Catalog. , 2002, April.

HENNEN, M. D.; DE DONCKER, R. W. Comparison of Outer- and Inner-Rotor Switched Reluctance Machines. *Power Electronics and Drive Systems*, 2007. PEDS

'07. 7th International Conference on. **Anais...** . p.702 –706. doi: 10.1109/PEDS.2007.4487779, 2007.

HENRIQUES, L. O. DE A. P. **Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilações de Torque e Remoção de Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável Usando Técnica Neuro-Fuzzy**. Tese de D.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004, August.

HENRIQUES, L. O. DE A. P.; ROLIM, L. G. B.; SUEMITSU, W. I.; DENTE, J. A.; BRANCO, P. J. C. Development and Experimental Tests of a Simple Neurofuzzy Learning Sensorless Approach for Switched Reluctance Motors. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 26, n. 11, p. 3330 –3344. doi: 10.1109/TPEL.2011.2129597, 2011.

HENRIQUES, L. O.; ROLIM, L. G.; SUEMITSU, W. I.; BRANCO, P. J.; DENTE, J. A. Torque ripple minimization in a switched reluctance drive by neuro-fuzzy compensation. **Magnetics, IEEE Transactions on**, v. 36, n. 5, p. 3592–3594. Retrieved August 6, 2014, , 2000.

HINGORANI, N. G. Introducing custom power. **Spectrum, IEEE**, v. 32, n. 6, p. 41–48, 1995.

HOFMANN, A. G.; KASPER, K. A.; DE DONCKER, R. W. High-speed switched reluctance drives: A promising alternative to power electric vehicles. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on. **Anais...** . p.169 –175. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944571, 2011.

HUH, U.-Y.; LEE, T.-G. Fuzzy logic based switching angle controller for SR motor speed control. Industrial Electronics, 1995. ISIE'95., Proceedings of the IEEE International Symposium on. **Anais...** . v. 2, p.809–814. IEEE. Retrieved August 7, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=497290](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=497290), 1995.

LE-HUY, H.; BRUNELLE, P. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in Simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE. **Anais...** . p.6–pp. IEEE. Retrieved August 16, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1569136](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1569136), 2005.

IEEE STD 1159. **IEEE recommended practice for monitoring electric power quality**. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers. Retrieved August 8, 2014, from <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=5154052>, 2009.

ILINA, I. D. Experimental determination of moment to inertia and mechanical losses vs. speed, in electrical machines. 2011 7th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE). **Anais...** . p.1–4, 2011.

INC., A. M. Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC ACS712 with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. . Retrieved from [www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com), 2010.

ITO, Y.; ISHIGUMA, S. Uninterruptible power supply with function of absorbing regenerative energy. Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International. **Anais...** . p.1169 –1173. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543539, 2010.

JINUPUN, P.; CHI-KWONG LUK, P. Direct torque control for sensorless switched reluctance motor drives. Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 456). **Anais...** . p.329 –334. doi: 10.1049/cp:19980546, 1998.

JIN-WOO AHN; SUNG-JUN PARK; DONG-HEE LEE. Novel encoder for switching angle control of SRM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 3, p. 848–854. doi: 10.1109/TIE.2006.874278, 2006.

KHONSARI, M. M.; BOOSER, E. R. **Applied Tribology: Bearing Design and Lubrication**. 2nd ed. Wiley, 2008.

KIOSKERIDIS, I.; MADEMLIS, C. Maximum Efficiency in Single-Pulse Controlled Switched Reluctance Motor Drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 4, p. 809–817. doi: 10.1109/TEC.2005.853738, 2005.

KIYOTA, K.; KAKISHIMA, T.; CHIBA, A. Comparison of Test Result and Design Stage Prediction of Switched Reluctance Motor Competitive to 60 kW Rare-earth PM Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. Early Access Online. doi: 10.1109/TIE.2014.2304705, 2014.

KOMATSUZAKI, A.; BAMBA, T.; MIKI, I. A Position Sensorless Speed Control for Switched Reluctance Motor at Low Speeds. Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE. **Anais...** . p.1 –7. doi: 10.1109/PES.2007.385666, 2007.

KRAUSE, B. Designing Linear Amplifiers Using the IL300 Optocoupler Appnote 50. **Infineon Technologies Corp., San Jose, CA**, 2001.

KRISHNAN, R. **Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications**. 1st ed. CRC Press, 2001.

LANES, M. M.; ROLIM, L. G. B. Armazenador Cinético de Energia (Flywheel) Baseado em máquina de Relutância Chaveada Operando em alta Velocidade: Fundamentos, Controle E Aplicações. XIX Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2012. **Anais...** . Campina Grande, PB, 2012.

LEE, K.; JAHNS, T. M.; LIPO, T. A.; VENKATARAMANAN, G.; BERKOPEC, W. E. Impact of input voltage sag and unbalance on DC-link inductor and capacitor stress in adjustable-speed drives. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 44, n. 6, p. 1825–1833. Retrieved August 9, 2014, , 2008.

LEE, S.-H.; PARK, S.-J.; AHN, J.-W.; LIM, H.-H.; LEE, M.-H. A new encoder for dwell angle control of SRM. Advanced Intelligent Mechatronics, 2003. AIM 2003. Proceedings. 2003 IEEE/ASME International Conference on. **Anais...** . v. 1, p.465–471. IEEE. Retrieved August 7, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1225140](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1225140), 2003.

LI, B.; WANG, M.; WANG, Z. A novel voltage regulation strategy for micro-inverters with a low-capacitance dc-link. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International. **Anais...** . v. 3, p.1932–1935. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=6259134](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6259134), 2012.

LIPTAK, M.; HRABOVCOVA, V.; RAFAJDUS, P. Equivalent Circuit of Switched Reluctance Generator Based on DC Series Generator. **JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING-BRATISLAVA-**, v. 59, n. 1, p. 23, 2008.

LI, Y.; LLOYD, J. D.; HORST, G. E. Switched reluctance motor with DC assisted excitation. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE. **Anais...** . v. 2, p.801 –807 vol.2. doi: 10.1109/IAS.1996.560176, 1996.

LI, Y.; TANG, Y. Switched reluctance motor drives with fractionally-pitched winding design. Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE. **Anais...** . v. 2, p.875 –880 vol.2. doi: 10.1109/PESC.1997.616827, 1997.

LOPES, M. DE A. **ESTUDO DE UM MANCAL MAGNÉTICO ELETRODINÂMICO**. Dissertação de Mestrado, Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro. Retrieved from <http://www.pee.ufrj.br/teses/textocompleto/2014032801.pdf>, 2014, March.

LYONS, J. P.; MACMINN, S. R.; PRESTON, M. A. Flux-current methods for SRM rotor position estimation. Industry Applications Society Annual Meeting, 1991., Conference Record of the 1991 IEEE. **Anais...** . p.482 –487 vol.1. doi: 10.1109/IAS.1991.178199, 1991.

MAO, S.-H.; TSAI, M.-C. A novel switched reluctance motor with C-core stators. **Magnetics, IEEE Transactions on**, v. 41, n. 12, p. 4413 – 4420. doi: 10.1109/TMAG.2005.858372, 2005.

MARQUES, G. **Dinâmica das máquinas eléctricas**. Textos de Apoio, Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2002.

MILANOVIC, J. V.; NEGNEVITSKY, M. Power quality problems and solutions: Current understanding. Harmonics and Quality of Power Proceedings, 1998. Proceedings. 8th International Conference On. **Anais...** . v. 1, p.30–35. IEEE. Retrieved August 8, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=759835](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=759835), 1998.

MILLER, T. J. E. **Switched Reluctance Motors and Their Control**. Oxford University Press, USA, 1993.

MILLER, T. J. E. (ED.). **Electronic Control of Switched Reluctance Machines**. 1st ed. Newnes, 2001.

M.R. HARRIS; BOLTON, H. R.; WARD, P. A.; et al. Discussion on Variable-speed switched-reluctance motor systems. **Electric Power Applications, IEE Proceedings B**, v. 128, n. 5, p. 260 –268. doi: 10.1049/ip-b.1981.0044, 1981.

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. doi: 10.1109/TIA.2012.2209850, 2012.

NASAR, S. A. D.C.-switched reluctance motor. **Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of**, v. 116, n. 6, p. 1048 –1049. doi: 10.1049/piee.1969.0194, 1969.

NASHED, M. N. Variable angle adjustable-high speed control with PI for SRM. World Automation Congress (WAC), 2010. **Anais...** . p.1–6. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=5665439](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5665439), 2010.

NSK. **Super Precision Bearings**, NSK Motion & Control. Catálogo Técnico, Japan: NSK Ltd. Retrieved from [http://www.nsk.com.br/7\\_catalogo.asp](http://www.nsk.com.br/7_catalogo.asp), 2011.

CONNELL, R. M.; KIRAWANICH, P. ATP-EMTP study of adjustable speed drive DC link properties during voltage sags. Power Engineering Society General Meeting, 2005. IEEE. **Anais...** . p.2548–2555. IEEE. Retrieved August 9, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1489465](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1489465), 2005.

OKOU, R.; KHAN, M. A.; BARENDSE, P.; PILLAY, P. Test rig for high speed electromechanical flywheels in Sub Saharan Africa. Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International. **Anais...** . p.1072 –1079. doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075337, 2009.

OLIVEIRA, A. C.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Determining the self-inductance profile of switched reluctance motors using a recursive Fourier algorithm. Proceedings of the 6th Brazilian Power Electronics Conference. **Anais...** . p.821–826. Florianópolis, 2001.

OLIVEIRA, J. G. DE; ABRAHAMSSON, J.; BERNHOFF, H. Battery Discharging Power Control in a Double-Wound Flywheel System Applied to Electric Vehicles. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, v. 12, n. 1. Retrieved May 16, 2012, from <http://www.degruyter.com/view/j/ijeeps.2011.12.1/ijeeps.2011.12.1.2674/ijeeps.2011.12.1.2674.xml>, 2011.

OLIVEIRA, L. P. B. DE; OLIVEIRA, A. C.; SILVA, E. R. C. DA; LIMA, A. M. N.; JACOBINA, C. B. Acionamento Eletrônico de Motor a Relutância: Determinação do Perfil da Indutância, Controle do Conjugado e Comutação Suave. **Eletrônica de Potência**, v. 8, n. 1, p. 25–32, 2003, June.

PALMA, J. **Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável**. Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.

PARK, S.-J.; AHN, J.-W.; LEE, M.-H.; LIPO, T. A. Novel encoder for SRM drive with high resolution angle control. Industrial Electronics, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on. **Anais...** . v. 3, p.1781–1785. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=931980](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=931980), 2001.

PATEL, M. R. **Spacecraft Power Systems**. 1st ed. AIAA, 2004.

POWELL, D. J.; JEWELL, G. W.; HOWE, D.; ATALLAH, K. Rotor topologies for a switched-reluctance machine for the “more-electric” aircraft engine. **Electric Power Applications, IEE Proceedings** -, v. 150, n. 3, p. 311 – 318. doi: 10.1049/ip-epa:20030121, 2003.

PRECISION, N. W. **Air Bearing Application and Design Guide**. Application Guide, N. W. Precision. Retrieved from [www.newwayprecision.com](http://www.newwayprecision.com), 2003.

PRESCOTT, J. C.; EL-KHARASHI, A. K. A method of measuring self-inductances applicable to large electrical machines. **Proceedings of the IEE - Part A: Power Engineering**, v. 106, n. 26, p. 169 –173. doi: 10.1049/pi-a.1959.0070, 1959.

PU, X.-S.; NGUYEN, T. H.; LEE, D.-C.; LEE, K.-B.; KIM, J.-M. Fault Diagnosis of DC-Link Capacitors in Three-Phase AC/DC PWM Converters by Online Estimation of Equivalent Series Resistance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 4118–4127. doi: 10.1109/TIE.2012.2218561, 2013.

RAY, W. F.; DAVIS, R. M. Inverter Drive for Doubly Salient Reluctance Motor: Its Fundamental Behaviour, Linear Analysis and Cost Implications. **Electric Power Applications, IEE Journal on**, v. 2, n. 6, p. 185 –193. doi: 10.1049/ij-epa:19790030, 1979.

RIBEIRO, M. R. **Sistema Armazenador de Energia Cinética - SAEC Estratégia de Controle e Simulações**. Dissertação de M.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2008, November.

RLS. AM8192B– Angular magnetic encoder IC. . A Renishaw associate company, 2009, January 14.

SANNINO, A.; MILLER, M. G.; BOLLEN, M. H. Overview of voltage sag mitigation. Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE. **Anais...** . v. 4, p.2872–2878. IEEE. Retrieved August 8, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=847340](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=847340), 2000.

SHAHABI, A.; RASHIDI, A.; SAGHAIAN-NEJAD, S. M. Torque ripple reduction of SRM drives below the base speed using commutation angles control. Electrical Engineering (ICEE), 2013 21st Iranian Conference on. **Anais...** . p.1–6. IEEE. Retrieved August 6, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=6599798](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6599798), 2013.

SIEMENS. Linear optocoupler IL300 (data sheet). .

SILVA, S. M. **Análise e implementação de um restaurador dinâmico de tensão**. Tese de doutorado, Belo Horizonte, MG - Brasil: Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), 2003, March 12.

SILVEIRA, A. W. F.; ANDRADE, D. A.; GOMES, L. C.; et al. Acionamento da máquina de relutância variável como motor/gerador utilizando DSP. XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2010. **Anais...** . p.4898–4903. Bonito-MS, 2010.

SILVEIRA, A. W. F. V.; ANDRADE, D. A.; FLEURY, A.; et al. DSP based switched reluctance motor/generator. Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on. **Anais...** . p.1278 –1283. doi: 10.1109/ISIE.2010.5637037, 2010.

SILVEIRA, A. W. F. V.; ANDRADE, D. .; FLEURY, A. V. S.; et al. Generated voltage control of the SRM operating as motor/generator. Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian. **Anais...** . p.830–835. doi: 10.1109/COBEP.2009.5347764, 2009.

SKF GROUP. Rolamentos - SKF.com / Products / Interactive Engineering Catalogue. . Retrieved May 17, 2012, from <http://www.skf.com/portal/skf/home/products?maincatalogue=1&lang=pt&newlink=1>, 2012, May 17.

SOTELO, G. G. **Comparação de Estruturas de Máquinas de Relutância Variável para Uso em Armazenador Cinético de Energia**. Dissertação de M.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2003, February.

SOTELO, G. G. **Modelagem de Supercondutores Aplicada ao Projeto de Mancais Magnéticos**. Tese de D.Sc., Rio de Janeiro: Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007, May.

SOTELO, G. G.; ROLIM, L. G. B.; FERREIRA, A. C. Uso de uma máquina de relutância variável para armazenamento energético: uma aplicação para qualidade de energia. Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática. **Anais...** . v. 1, 2002.

SOZER, Y.; TORREY, D. A. Closed loop control of excitation parameters for high speed switched-reluctance generators. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC'03. Eighteenth Annual IEEE. **Anais...** . v. 1, p.75–82. IEEE. Retrieved October 16, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1179179](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1179179), 2003.

STEPHAN, R. M. **Acionamento, comando e controle de máquinas elétricas**. Jaraguá do Sul: WEG, 2009.

STEPHAN, R. M.; ANDRADE JR., R. DE; SOTELO, G. G. Third Generation of Flywheels: A Promising Substitute to Batteries. **Eletrônica de Potência**, v. 13, n. 3, 2008, Agosto de.

STOETERAU, E. R. L. Introdução ao Projeto de Máquina-Ferramentas Modernas. **Apostila da disciplina de projeto de máquinas-ferramenta, Curso Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina**, 2004.

STRASIK, M.; HULL, J. R.; MITTLEIDER, J. A.; et al. An overview of Boeing flywheel energy storage systems with high-temperature superconducting bearings. **Superconductor Science and Technology**, v. 23, p. 034021, 2010.

SUN, N.; CHOI, D.; LI, J.; CHO, Y. The Angle Control of Switched Reluctance Generator for Maximum Output Power. 2012 Sixth International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF). **Anais...** . p.1–4. doi: 10.1109/ICEF.2012.6310409, 2012.

SWETT, D. W.; BLANCHE, J.G., I. Flywheel charging module for energy storage used in electromagnetic aircraft launch system. **Magnetics, IEEE Transactions on**, v. 41, n. 1, p. 525 – 528. doi: 10.1109/TMAG.2004.838745, 2005.

TAKAHASHI, T.; CHIBA, A.; IKEDA, K.; FUKAO, T. A comparison of output power control methods of switched reluctance motors. Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the. **Anais...** . p.390–395. doi: 10.1109/PCCON.1993.264152, 1993.

TAKANO, Y.; MAEDA, T.; TAKENO, M.; et al. Operating area of a switched reluctance motor with continuous current operation. Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE. **Anais...** . p.1–4, 2010.

TALEBI, S.; NIKBAKHTIAN, B.; TOLIYAT, H. A. Analytical model-based analysis of high-speed Flywheel Energy Storage Systems for pulsed power applications. Electric Ship Technologies Symposium, 2009. ESTS 2009. IEEE. **Anais...** . p.65 –72. doi: 10.1109/ESTS.2009.4906495, 2009.

TOLIYAT, H. A.; TALEBI, S.; MCMULLEN, P.; HUYNH, C.; FILATOV, A. Advanced high-speed flywheel energy storage systems for pulsed power applications. Electric Ship Technologies Symposium, 2005 IEEE. **Anais...** . p.379 – 386. doi: 10.1109/ESTS.2005.1524703, 2005.

TORREY, D. A. Switched reluctance generators and their control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 1, p. 3–14. doi: 10.1109/41.982243, 2002.

TOSHIBA. ROTES (Rotary Energy Storage System). **Power Systems Company**. Retrieved September 11, 2014, from <http://www3.toshiba.co.jp/power/english/hydro/products/facts/rotes.htm>, 2014, September 11.

TREEK, D. VAN; MATUSCHEK, P.; BRAUER, H. J.; SCHOENEN, T.; DONCKER, R. W. D. An automatic identification of phase inductance for operation of switched reluctance machines without position sensor. Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International. **Anais...** . p.1005 –1009. doi: 10.1109/IEMDC.2009.5075327, 2009.

WANG, H.; BLAABJERG, F. Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters &#x2013; An Overview. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 1–1. doi: 10.1109/TIA.2014.2308357, 2014.

WANG, H.; CHUNG, H.; LIU, W.; BLAABJERG, F. Long lifetime DC-link voltage stabilization module for smart grid application. Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2012), 9th IET International Conference on. **Anais...** . p.1–6. IET. Retrieved August 9, 2014, from [http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=6615087](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6615087), 2012.

WESOFF, E. Flywheel Energy Storage Lives On at Beacon Power : Greentech Media. . Retrieved September 11, 2014, from

<http://www.greentechmedia.com/articles/read/Flywheel-Energy-Storage-Lives-On-at-Beacon-Power>, 2013, May 31.

ZENG, W.; LIU, C.; ZHOU, Q.; CAI, J.; ZHANG, L. A new flux/current method for SRM rotor position estimation. *Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009. International Conference on*. **Anais...** . p.1 –6. doi: 10.1109/ICEMS.2009.5382665, 2009.

ZHANG, J.; RADUN, A. V.; FERREIRA, C. A. An inductance profile demodulator based observer for sensorless control of switched reluctance motors. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*. **Anais...** . p.7 pp. doi: 10.1109/APEC.2006.1620554, 2006.

ZIELINSKI, A. E.; DELGUERCIO, M. A. Analytical Study of the Injection of a Moving Projectile Into a Railgun. **Plasma Science, IEEE Transactions on**, v. 39, n. 1, p. 235 –240. doi: 10.1109/TPS.2010.2064181, 2011.

## **APÊNDICE A Tecnologias empregadas nos armazenadores de energia**

Neste apêndice são apresentados os princípios básicos de funcionamento de alguns sistemas armazenadores de energia.

### **A.1 Pumped Hydroelectric Energy Storage (PHES).**

Este sistema de armazenamento consiste em dois reservatórios de água com diferentes elevações. A água flui do reservatório superior para o inferior por dutos que permitem acionar uma turbina obtendo energia cinética que é transformada em energia elétrica por meio de geradores. Durante a operação de geração o sistema se comporta como uma usina hidrelétrica.

Durante o período de baixa demanda energética, a água é bombeada do reservatório inferior para o superior para que seja utilizada nos intervalos de maior demanda de energia. O sistema opera com rendimento entre 70 e 85%.

Uma das desvantagens desta tecnologia é a dependência de condições favoráveis na geologia do terreno. Tais geologias são por vezes encontradas em locais montanhosos e distantes das redes elétricas o que dificulta e torna mais caro o sistema.

### **A.2 Underground Pumped Hydroelectric Energy Storage (UPHES).**

Nesta tecnologia o reservatório inferior é subterrâneo o que reduz as exigências de terrenos montanhosos e a área total requerida. Em virtude de ser uma técnica recente ainda é difícil fazer uma avaliação mais detalhada incluindo custos e performance.

### **A.3 Compressed Air Energy Storage (CAES).**

O uso desta tecnologia se baseia em bombear ar de forma a comprimi-lo em algum reservatório de grandes dimensões e utilizar o ar comprimido para mover turbinas a gás que acionam geradores para a produção de energia elétrica. Normalmente são escolhidas cavernas para servirem de reservatórios para se estabelecer a compressão do ar. Estima-se que o rendimento do processo de compressão e expansão seja em torno de 68 a 75%.

Encontrar localizações geográficas compatíveis para este tipo de aplicação tem se mostrado uma desvantagem desta técnica.

#### **A.4 Battery Energy Storage (BES).**

Estas baterias são formadas por dois eletrodos que são imersos em um eletrólito cuja reação química é capaz de formar corrente elétrica entre estes eletrodos. Dentre as baterias com este princípio de funcionamento e que são produzidas em larga escala, são: (i) chumbo-ácido – LA, (ii) níquel-cádmio – NiCd e (iii) sódio-enxofre – NaS.

As baterias de chumbo-ácido já são conhecidas pelo menos há 140 anos e possuem baixo custo, vida útil elevada e alta resposta. São utilizadas em aplicações que requerem descargas da ordem de segundos até horas. Como desvantagens destaca-se que são muito sensíveis ao meio ambiente ao ponto que elevações da temperatura podem afetar muito sua vida útil. É muito utilizada em partidas de motores a combustão.

As baterias de níquel-cádmio podem operar com muitos ciclos de carga de descarga (da ordem de 1000 ciclos). Alguns tipos podem chegar até 3500 ciclos de carga/descarga. São utilizadas normalmente em equipamentos eletrônicos, dispositivos portáteis e, em geral, quando se requer uma fonte recarregável. Possuem boa densidade energética em relação ao peso e volume. Possuem a desvantagem de apresentarem o efeito memória e também de serem tóxicas.

Por fim as baterias de sódio-enxofre se destacam por poderem fornecer pulsos de energia até cinco vezes maiores que a capacidade em modo contínuo. Como

desvantagem nota-se que seu custo é mais elevados que as demais baterias baseadas na mesma tecnologia.

### **A.5 Flow Battery Energy Storage (FBES).**

Esta bateria é formada por dois eletrólitos carregados que são bombeados para uma pilha de células onde ocorrem as reações químicas capazes de produzir corrente elétrica. Os três tipos primários destas baterias são: (i) vanádio-redox – VR, (ii) polysulfide-bromide – PSB e (iii) zinc-bromine – ZnBr. Podem ser aplicados em sistemas de energia renováveis, veículos elétricos etc.

### **A.6 Supercapacitor Energy Storage (SCES).**

O princípio básico dos capacitores consiste em organizar duas placas paralelas e separá-las por um material dielétrico. A energia armazenada é  $E = \frac{1}{2} CV^2$ , onde C é a capacitância e V a diferença de potencial entre as placas. A capacitância é determinada por  $C = \epsilon_r \epsilon_0 A/d$ , onde A é a área das placas paralelas, d é a distância entre as placas,  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica (ou permissividade relativa) e  $\epsilon_0$  é a permissividade do espaço livre.

Os supercapacitores são construídos com filme de polímero para formação do dielétrico e nanotubo de carbono na formação dos eletrodos. Eles podem operar com rendimento de 95%. Além disto, os supercapacitores se destacam por possuírem vida útil elevada e poderem realizar ciclos de carga e descarga da ordem de  $10^6$  ciclos. O custo destes dispositivos é uma desvantagem para aplicações em larga escala.

### **A.7 Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES).**

São dispositivos que armazenam energia em forma de campo magnético. Em uma bobina convencional o campo magnético é produzido quando uma corrente circula

pelo condutor que a constitui. A energia é transformada em calor através das resistências dos condutores. Quando se utiliza supercondutores para formar a bobina, esta situação não ocorre e o campo magnético fica “preso no interior da bobina”. Através de um adequado sistema e controle e acionamento, é possível entregar energia para a bobina e também retirar dela energia quando necessário.

Este dispositivo requer um sistema de resfriamento, sistema de potência e câmara de vácuo para manter os supercondutores nas temperaturas adequadas. A energia armazenada é dada por  $E = \frac{1}{2} LI^2$ , onde  $L$  é a indutância da bobina e  $I$  é a corrente circulante. Este dispositivo pode operar com eficiência da ordem de 90 a 99%. O sistema de refrigeração é um elemento crítico e consiste em um complicador para a operação destes dispositivos.

### **A.8 Hydrogen Energy Storage System (HESS).**

O HESS consiste de um ainda com pouca maturidade, mas ao mesmo tempo muito promissor. Esta tecnologia requer considerar três fases durante sua operação:

- a) Criar ou obter o hidrogênio: isto pode ser feito através da (i) extração de fósseis combustíveis, (ii) reação com vapor de metano e (iii) processos elétricos de eletrólise.
- b) Armazenar o hidrogênio: os processos de armazenamento mais estudados atualmente são (i) compressão, (ii) liquefação e (iii) formação de hidretos metálicos.
- c) Utilizar o hidrogênio: normalmente o uso final do hidrogênio armazenado é feito através de (i) processos de combustão interna e (ii) células combustíveis.

Uma grande desvantagem desta técnica está relacionada às perdas nos processos de conversão de energia.

## APÊNDICE B Conversor eletrônico

Neste apêndice são detalhados os circuitos que compõem o conversor eletrônico implementado.

### B.1 Projeto do driver isolado para acionamento das chaves

A Figura B.1 mostra o diagrama do driver isolado utilizado para acionar os IGBTs.

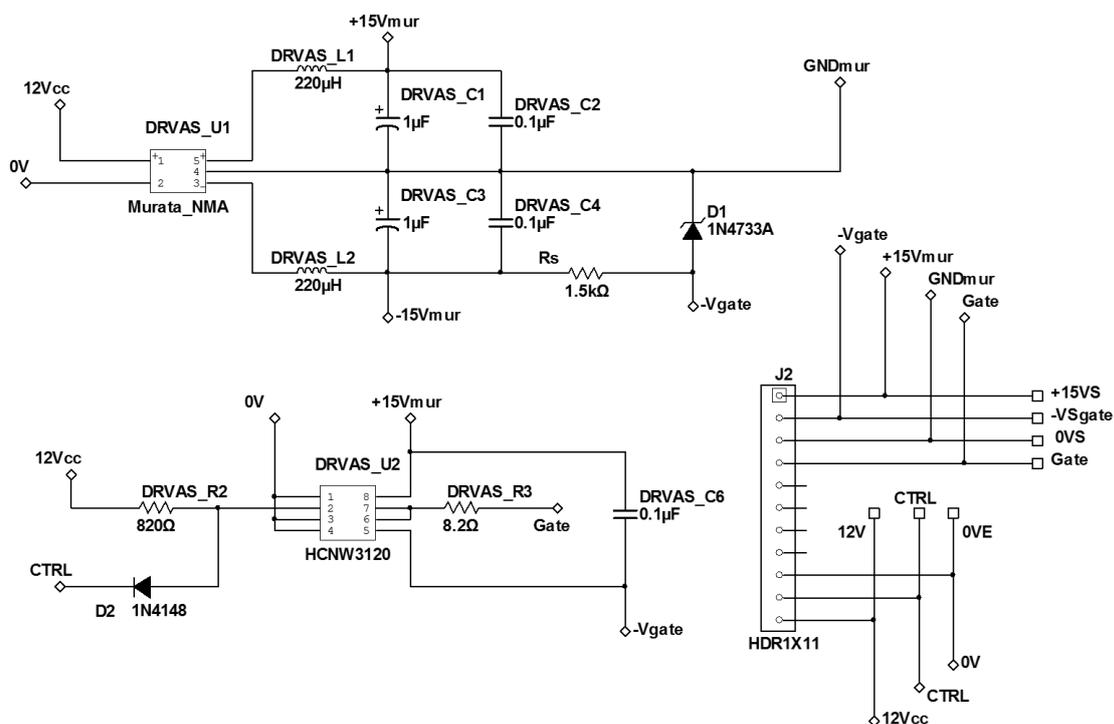


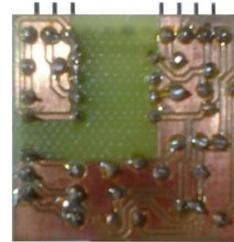
Figura B.1: Diagrama do driver isolado para disparo dos IGBTs.

O circuito integrado DRVAS\_U1 é com conversor CC-CC isolado com alimentação em 12 V e saídas simétricas  $\pm 15 V$  para alimentação dos operacionais, acionamento das portas do IGBTs e estabelecimento de tensão negativa entre porta e emissão para assegurar a bloqueio da chave. O DRVAS\_U1 é um isolador ótico que recebe sinais digitais do DSP para comando das chaves.

Este circuito foi acomodado em placas de circuito impresso como apresentado (nas dimensões reais) pela Figura B.2.



(a)



(b)

Figura B.2: Placas dos drivers isolados para acionamento de um IGBT (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.

Nesta figura pode-se notar a disposição dos componentes e o cuidado tomado com a isolamento das partes de baixa e alta tensão.

Em razão das chaves superiores possuírem os terminais de emissor no mesmo potencial, foi então possível simplificar o projeto dos driver a elas associados utilizando para isso apenas uma fonte como pode ser visto na Figura B.3.

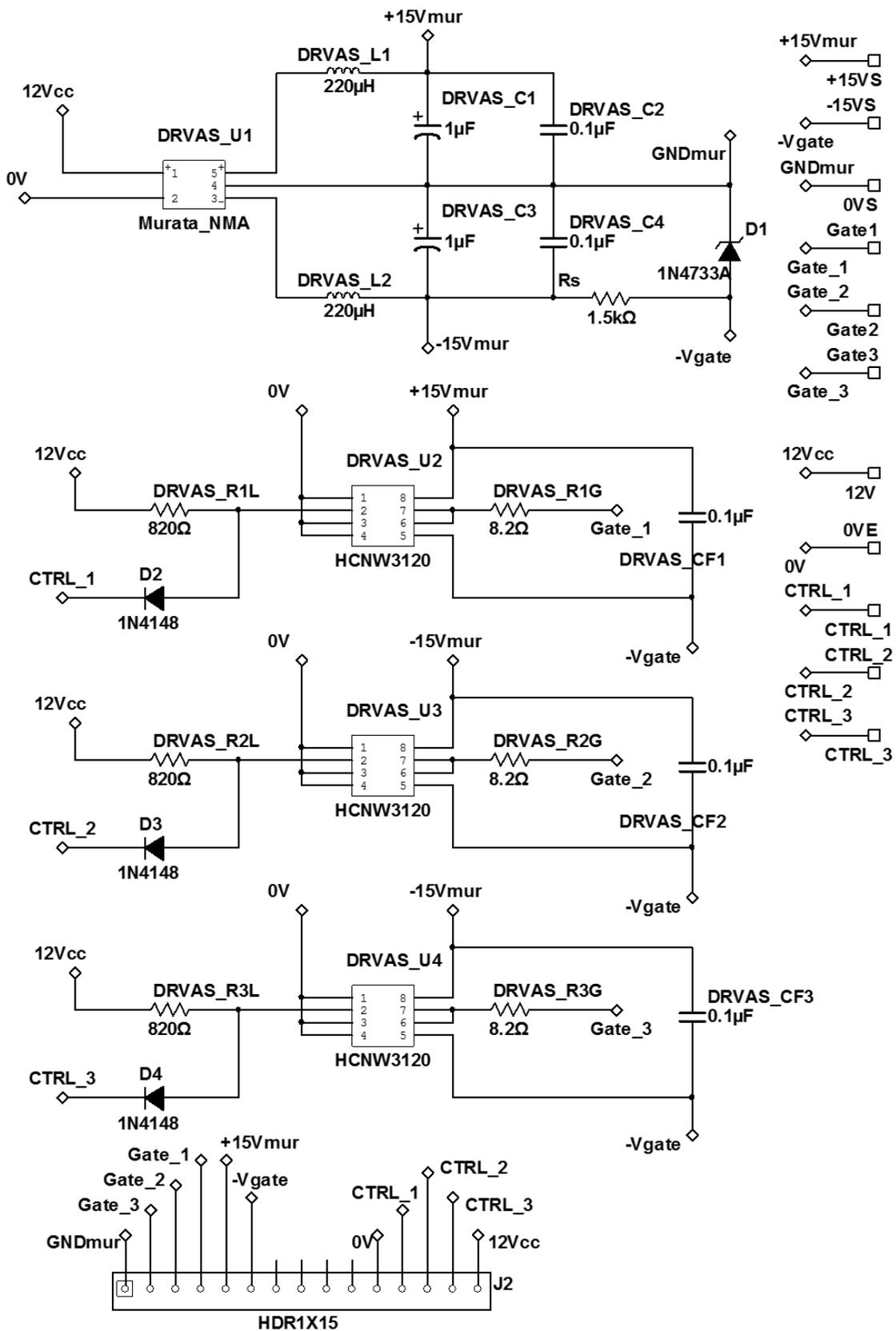


Figura B.3: Diagrama do driver isolado para disparo de três IGBTs.

Neste diagrama foi utilizado apenas um conversor CC-CC para alimentar o circuito dos três isoladores óticos. Esta implementação trouxe redução considerável nos custos e redução do espaço requerido como pode ser notado pela Figura B.4.

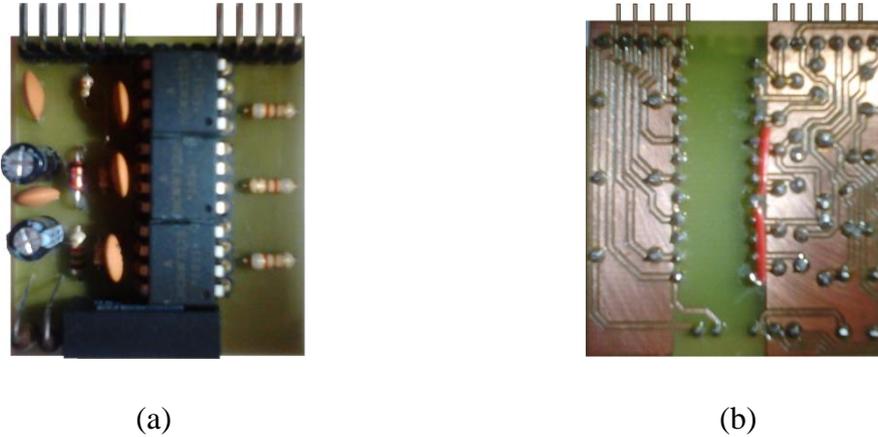


Figura B.4: Placas dos drivers isolados para acionamento de três IGBTs (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.

Pode ser notado que apenas um conversor CC-CC foi utilizado não comprometendo o projeto nem a segurança de sua operação.

## B.2 Projeto do medidor isolado de corrente

A Figura B.5 mostra o esquema de conexão dos circuitos integrados (sensores de efeito Hall) que são responsáveis pelas leituras das correntes nos enrolamentos.

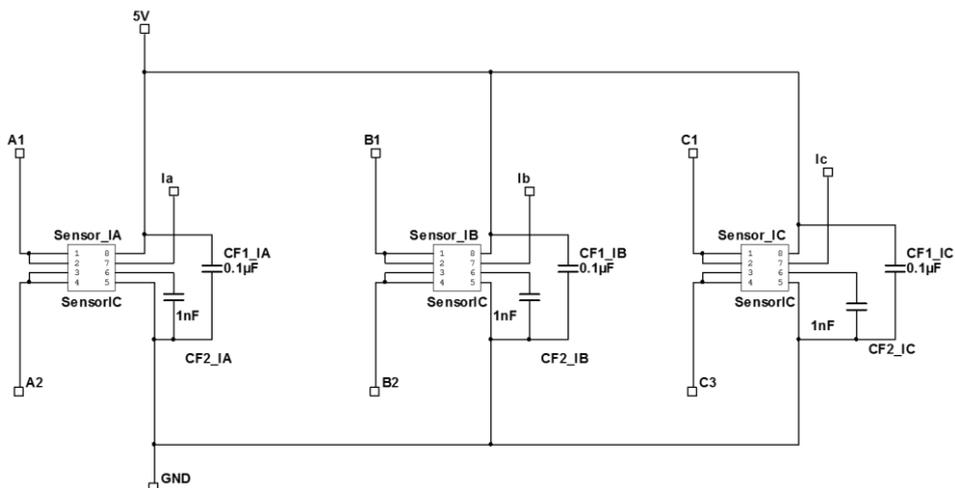


Figura B.5: Diagrama de conexão do sensor de efeito Hall para medição da corrente nos enrolamentos.

As saídas destes sensores possuem valor de *offset* igual à metade de sua tensão de alimentação. Em razão disto se torna necessário um circuito (Figura B.6) para correção deste deslocamento.

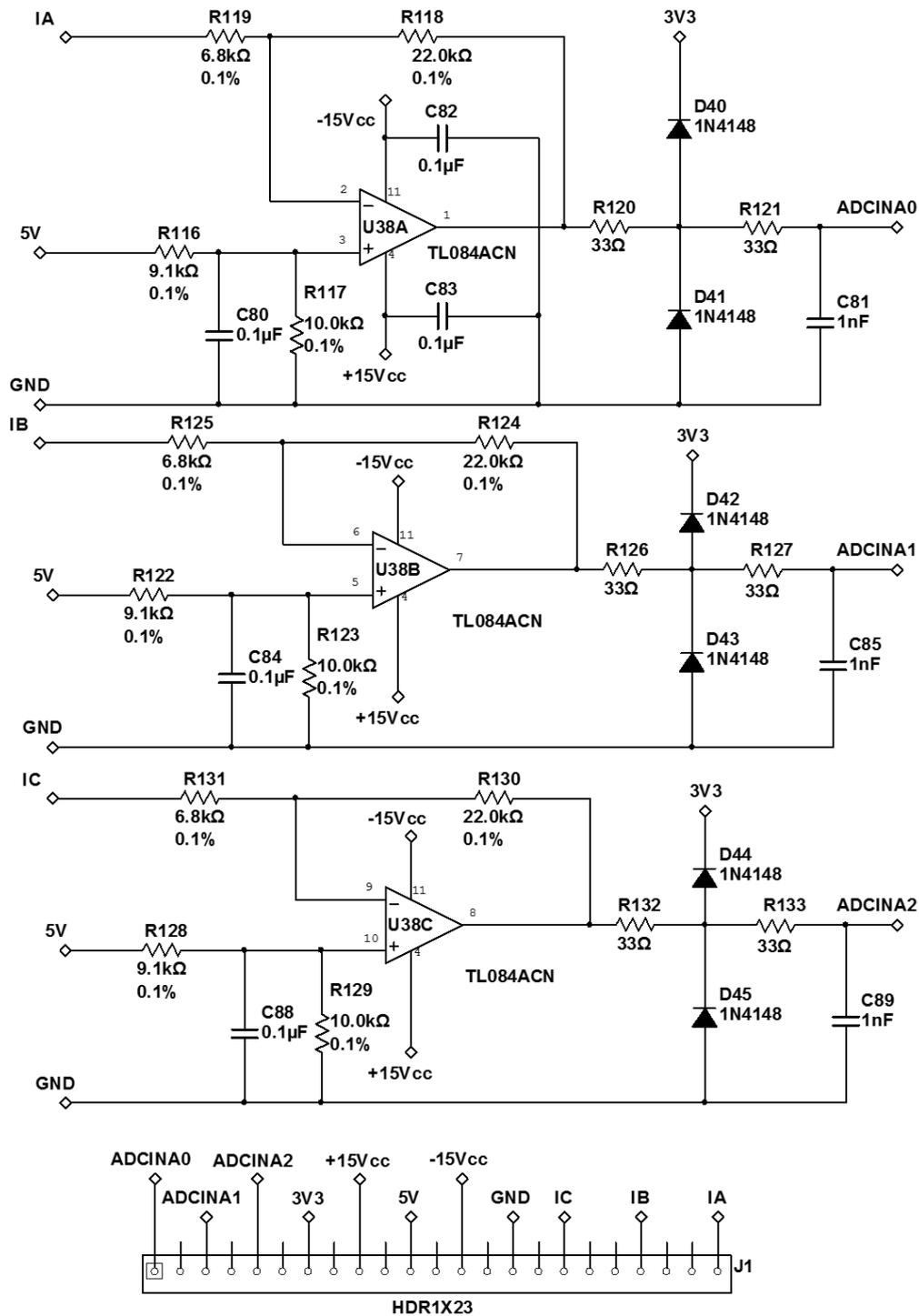


Figura B.6: Diagrama do circuito para remoção do nível de offset da saída do sensor Hall de corrente.

Além disso, este circuito modifica a escala do sinal de saída do sensor para ocupar toda a faixa da entrada analógica do DSP, o que melhora a resolução da leitura. As placas desenvolvidas para este circuito são mostradas na Figura B.7.

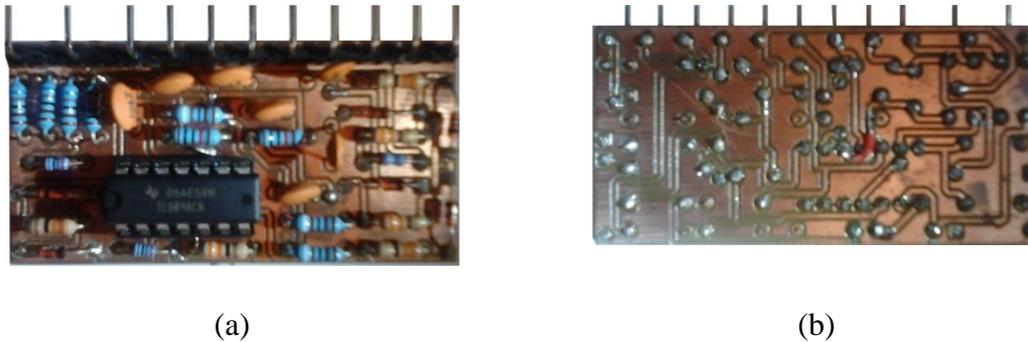


Figura B.7: Placa do circuito para remoção do nível de offset da saída do sensor Hall de corrente (dimensões reais): (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.

Esta placa não requer nenhum cuidado adicional quanto à isolamento pois sua operação ocorre somente em baixa tensão.

### B.3 Projeto do medidor isolado de tensão

O diagrama do medidor isolado de tensão é apresentado na Figura B.8.

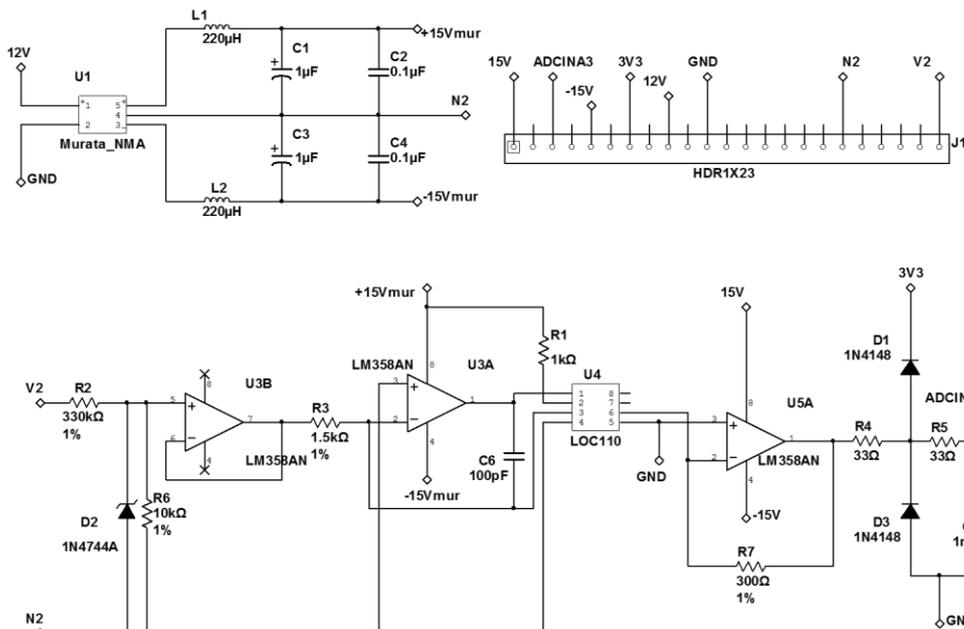


Figura B.8: Diagrama do medidor isolado de tensão.

O ajuste da tensão máxima admissível é feito através do divisor resistivo formado pelos resistores  $R_2$  e  $R_6$ . A placa desenvolvida para este circuito é mostrada pela Figura B.9.

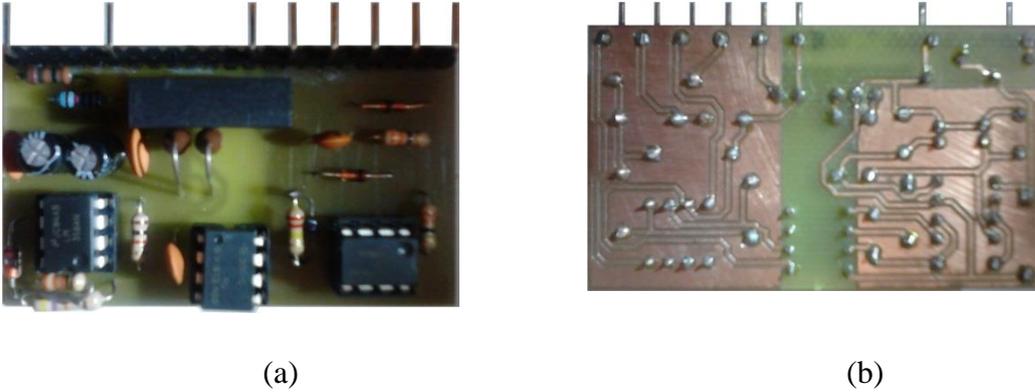


Figura B.9: Placa do medidor isolado de tensão: (a) lado dos componentes e (b) lado das trilhas.

Nesta figura pode ser verificada a separação de segurança imposta aos dispositivos que atuam nas partes de baixa e alta tensão.

### B.4 Diagrama completo do conversor

A Figura B.10 mostra o diagrama da etapa de potência e de alguns circuitos auxiliares.

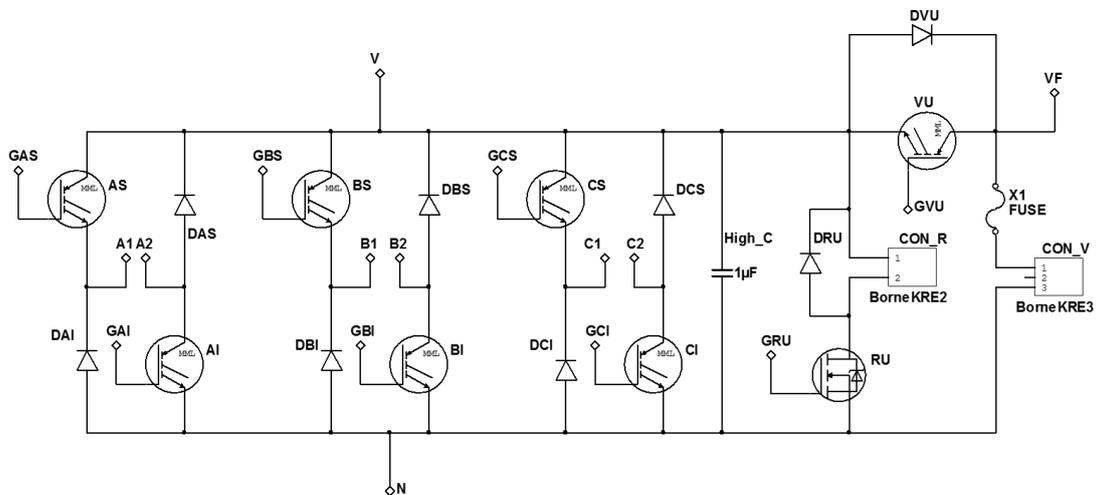


Figura B.10: Diagrama da etapa de potência.

Os IGBTs utilizados foram do tipo IRG4PH40UDPbF que possuem tensão de isolamento de 1200 V,  $V_{CEon} = 2,43 V$ , suportando operar com corrente de coletor de 41 A (25° C) ou 21 A (100° C) e frequência de chaveamento de 40 KHz. Os diodos de potência escolhido foram do tipo VS-8ETH06PbF. Este componente foi substituído por um de maior capacidade de corrente, a saber, o VS-30ETH06PbF que possui tensão de isolamento igual a 600 V, capacidade de corrente de 30 A (103° C), queda de tensão direta de 1,34 V (podendo chegar a 2,60 V com 30 A) e tempo de recuperação reversa de 23 ns. A Figura B.11 mostra os diagramas de blocos dos circuitos auxiliares.

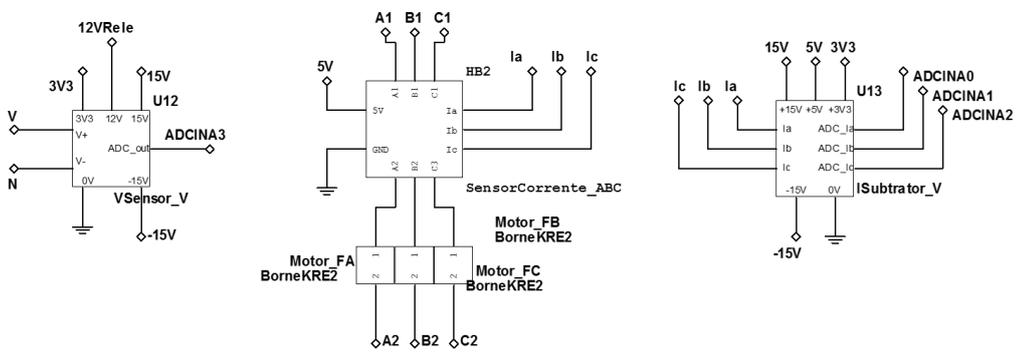


Figura B.11: Diagramas de blocos dos circuitos auxiliares.

Os circuitos lógicos que fazem a interface com os sinais digitais do DSP são apresentados na Figura B.10.

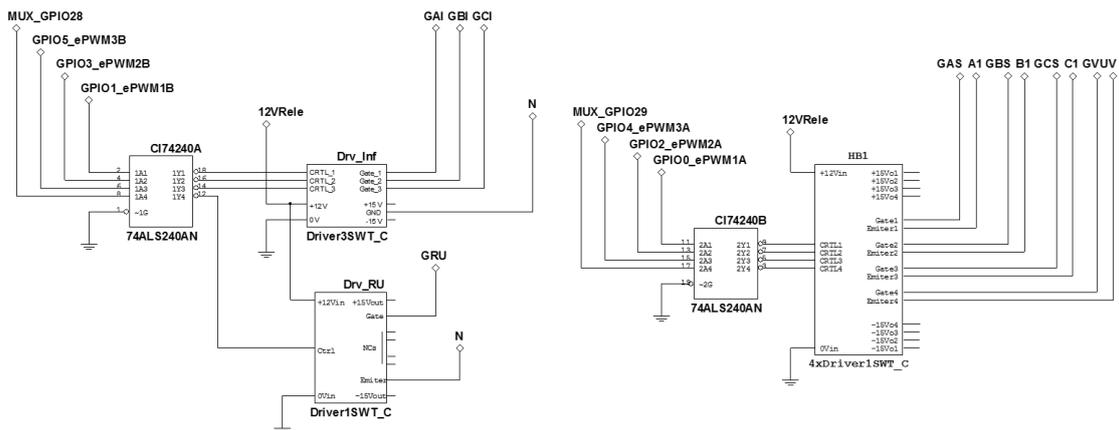


Figura B.12: Circuito lógico de interface com o DSP.

O circuito desenvolvido para o conversor requer vários potenciais de tensão contínua para seus dispositivos e placas o que levou a implementação de vários circuitos de fontes (Figura B.13).

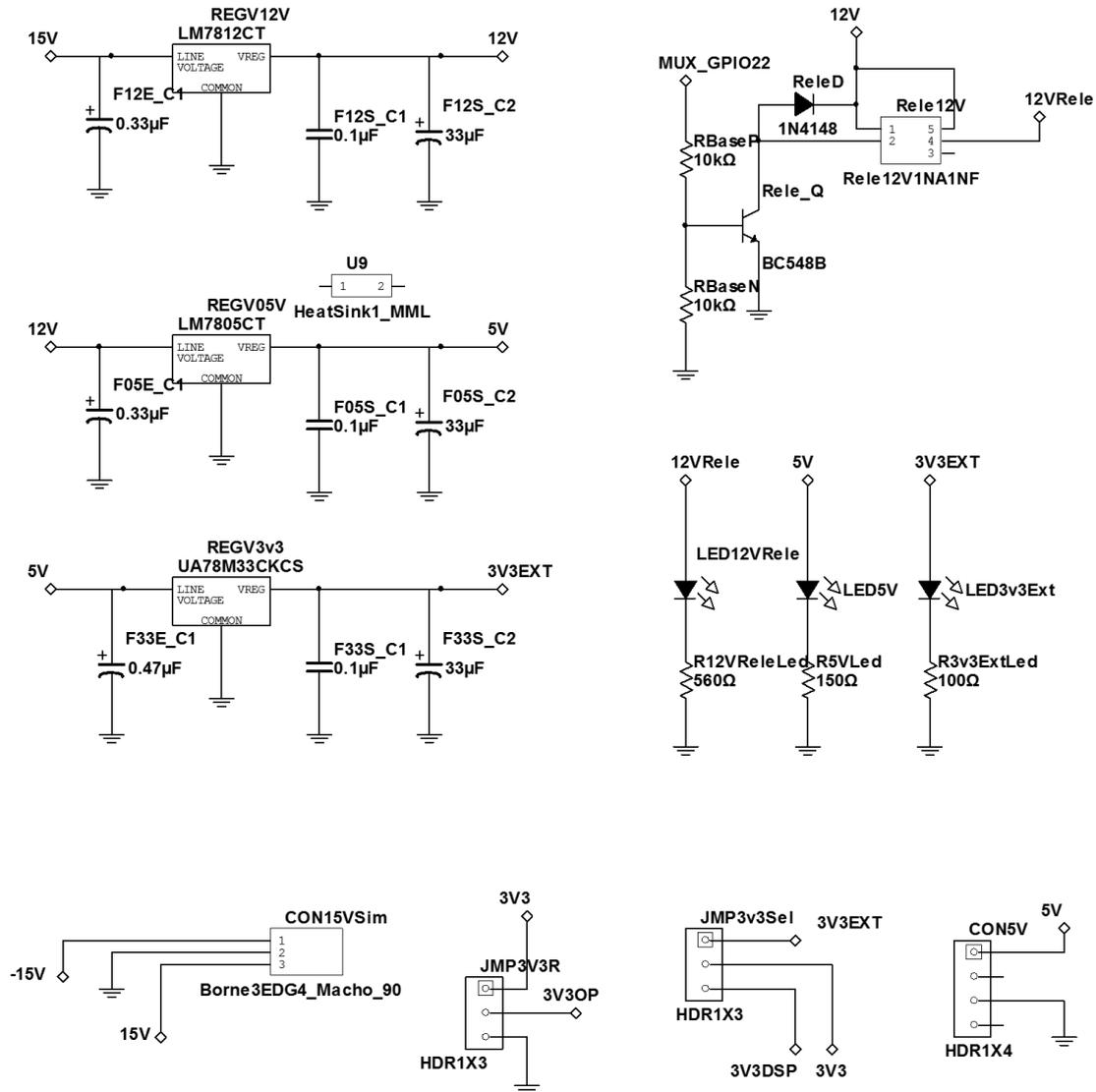


Figura B.13: Diagrama do circuito das fontes CC, conexões e configurações.

Foram adicionados alguns leds para indicação dos estados destas fontes. As conexões com o DSP são mostradas na Figura B.14.

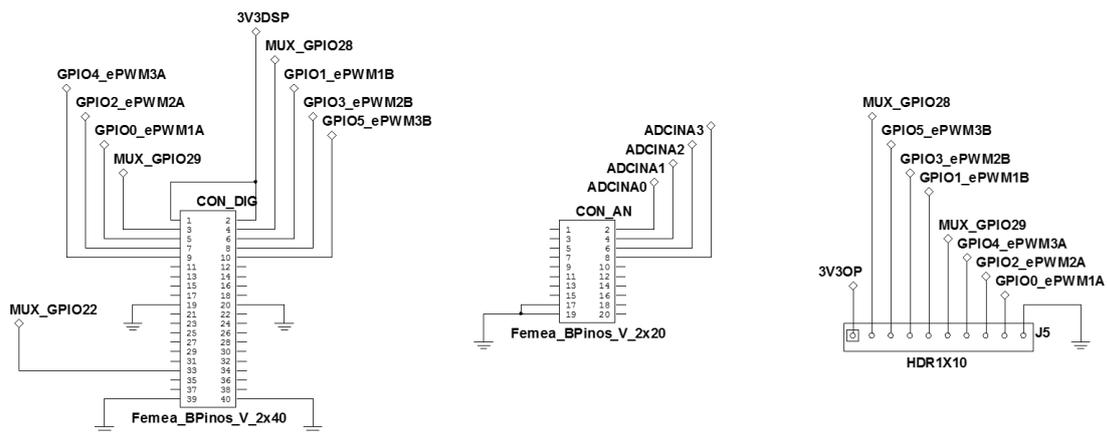


Figura B.14: Diagrama de conexões com o DSP.

Por fim, a Figura B.15 apresenta uma foto do conversor implementado.

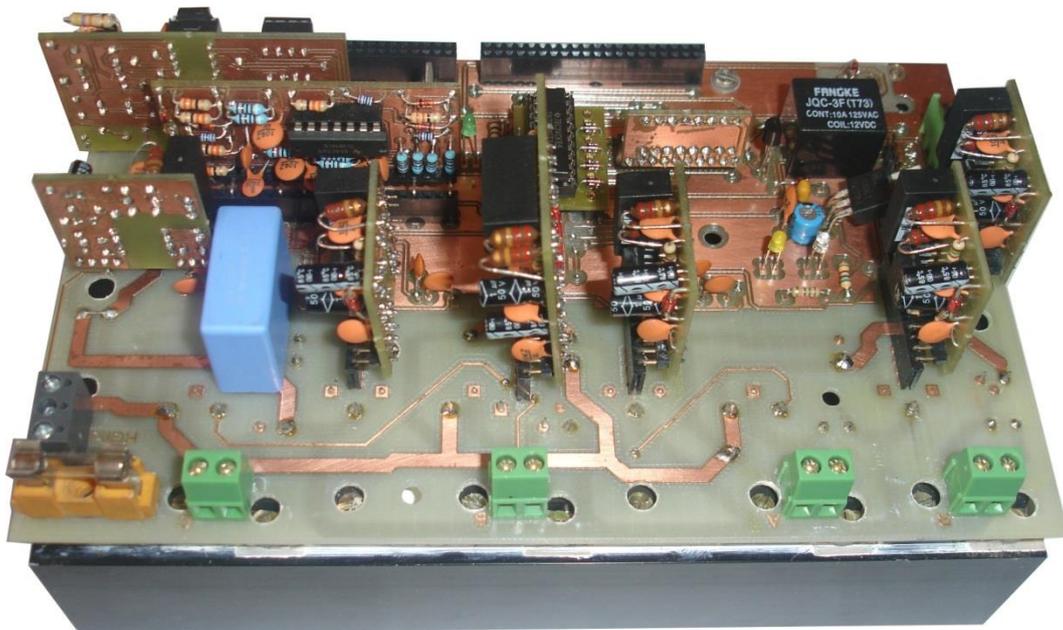


Figura B.15: Conversor implementado com vista para a conexão da SRM e da carga Rcc à esquerda (a visualização corresponde a 70% das dimensões reais).

Nesta figura podem-se notar os diversos componentes, placas, conectores etc. Na Figura B.16 é mostrada a foto da face inferior da placa principal do conversor contendo as chaves de potência.

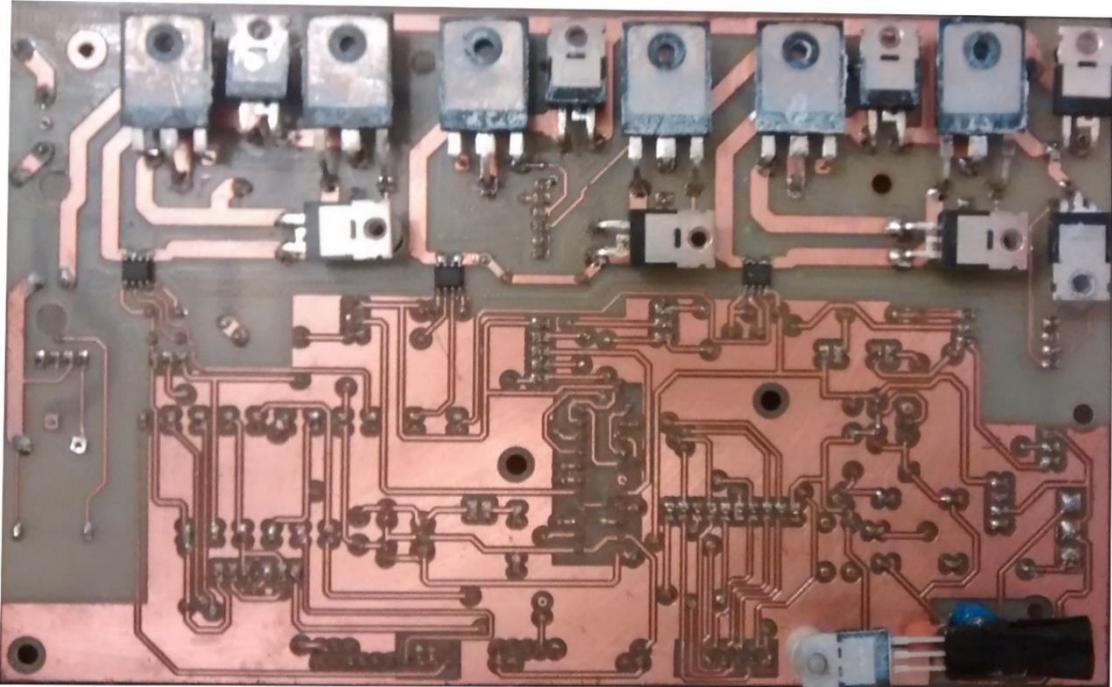


Figura B.16: Face inferior da placa principal do conversor de potência.

O sensor de corrente da fase B é ilustrado com detalhes na Figura B.17.

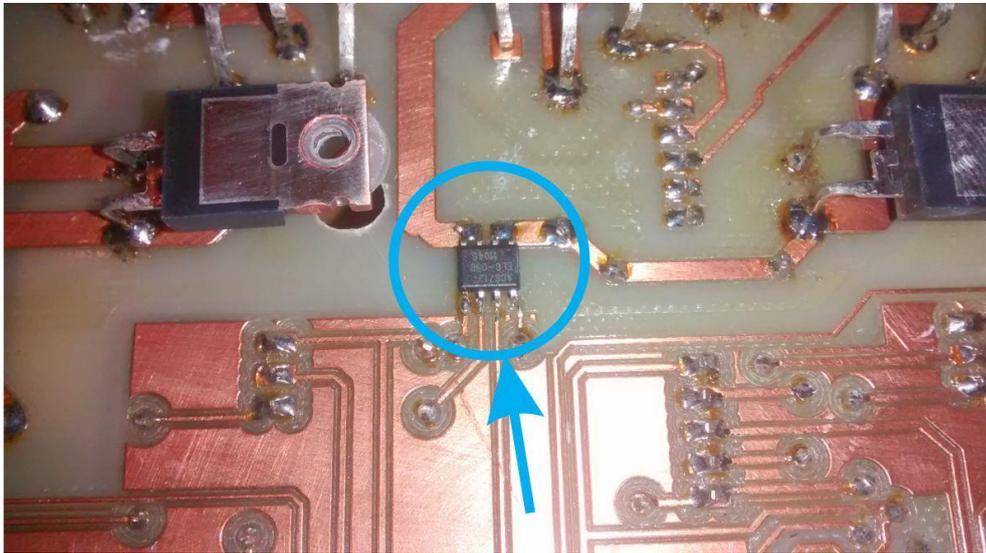


Figura B.17: Sensor de corrente da fase B.

## **APÊNDICE C Obtenção das curvas da SRM, do momento de inércia, das perdas mecânicas e magnéticas e do modelo do barramento CC**

Neste texto são apresentadas as curvas de fluxo enlaçado por corrente e posição angular obtidas através de ensaio sobre a máquina e o processo de aquisição dos dados. Destas curvas são geradas as curvas inversas de corrente por fluxo enlaçado e posição angular do rotor. Posteriormente as curvas de torque elétrico são obtidas calculando-se a co-energia magnética. Estas curvas são utilizadas para desenvolvimento do modelo de simulação.

São também apresentados os resultados dos ensaios realizados para a determinação do momento de inércia do rotor que permitirá estimar com maior precisão as energias presentes no sistema.

Também são determinadas as perdas mecânicas da máquina que geram contribuição para o modelo de simulação e estimadas as perdas magnéticas para contribuição nas análises de eficiência do protótipo.

O banco de capacitores foi também submetido a testes para obtenção de valores mais aproximados de sua especificação de capacitância e para permitir sua contribuição mais aproximada no modelo de simulação.

### **C.1 Ensaio utilizado para levantamento das curvas**

As curvas do fluxo enlaçado  $\Psi = f(\theta, i)$  foram obtidas amostrando a tensão e corrente no enrolamento utilizando-se o circuito da Figura C.1.

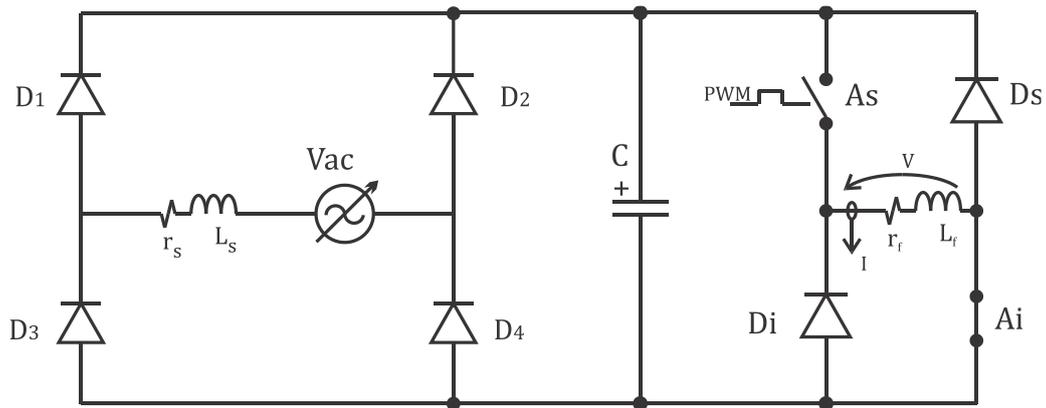


Figura C.1: Circuito de chaveamento para ensaio da SRM.

O valor da resistência ( $r_s$ ) e indutância ( $L_s$ ) que modelam a fonte  $v_{ca}$  foram obtidas por ensaio de curto circuito do variador de tensão e são dadas por

$$r_s = 0,86 \Omega, \quad (C.1)$$

e

$$L_s = 4,49 \text{ mH}. \quad (C.2)$$

Nestes ensaios foi utilizado um variador de tensão ca monofásico para a produção de tensão ajustável no barramento. Além do variador de tensão foi utilizado um retificador não controlado e o banco de capacitores de  $6000 \mu F \times 250 V$  (dados de especificação fornecidos pelo fabricante).

Os sinais de tensão e corrente foram capturados com um osciloscópio digital TDS1002 da Tektronix. Estes pares de sinais foram coletados para diferentes posições angulares do rotor como mostrado na Figura C.2.

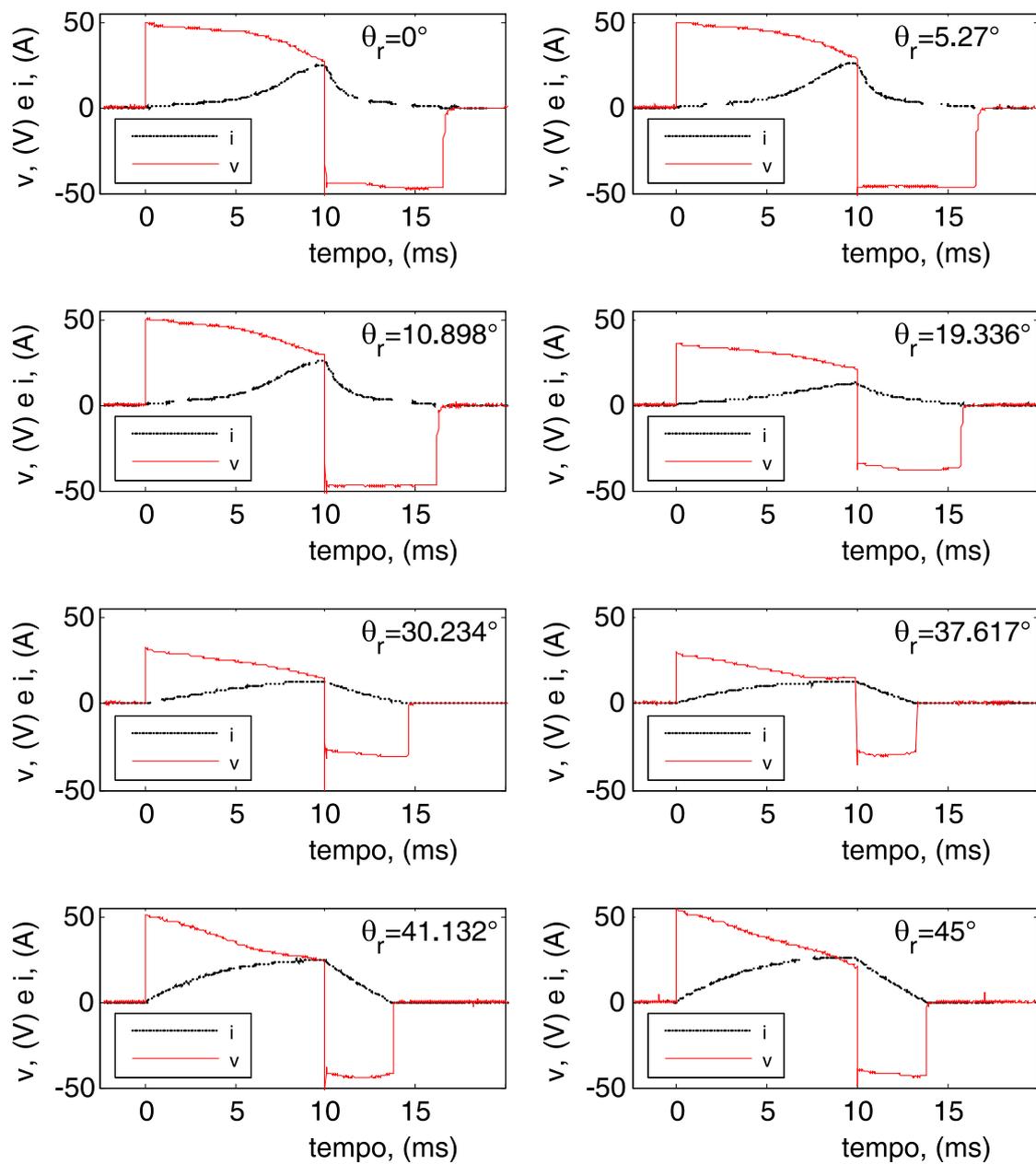


Figura C.2: Curvas de tensão e corrente capturadas nos ensaios da SRM para diferentes posições do rotor.

As curvas de correntes estão agrupadas na Figura C.3.

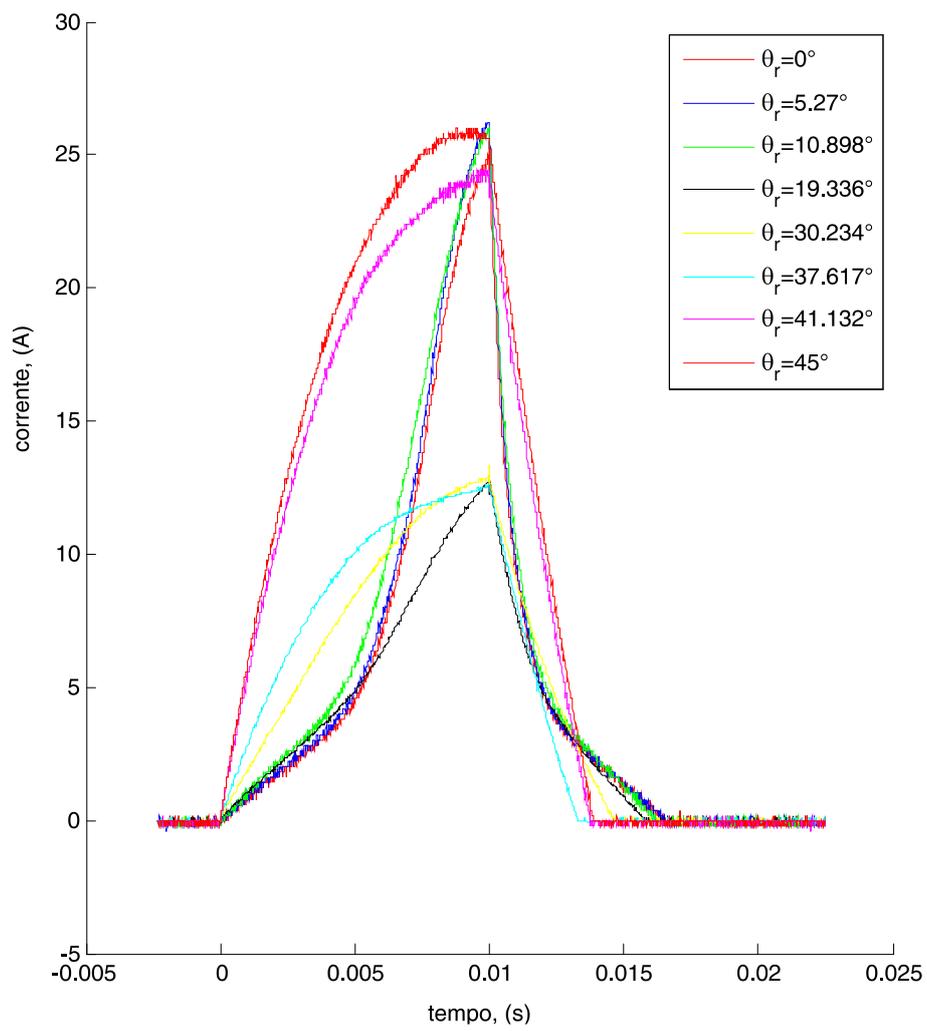


Figura C.3: Curvas de correntes (carga e descarga) para diferentes posições do rotor.

De igual modo a Figura C.4 apresenta as curvas de tensão.

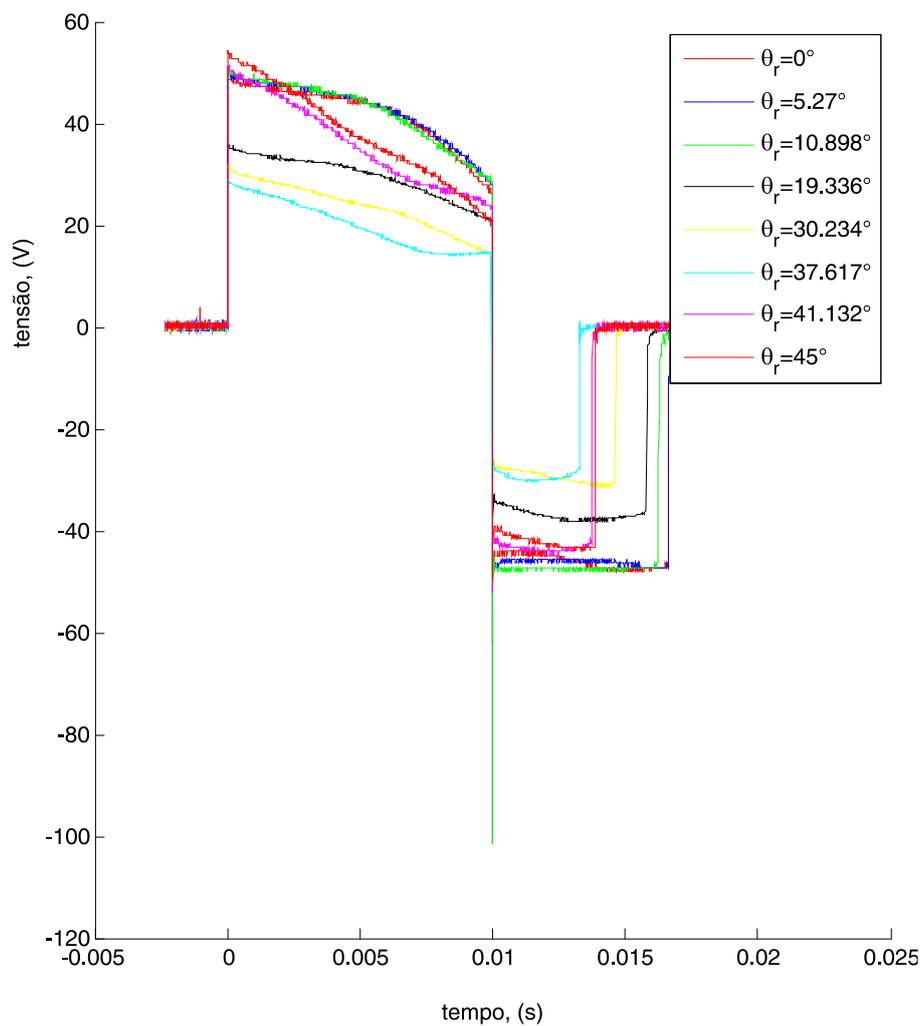


Figura C.4: Curvas de tensões (carga e descarga) para diferentes posições do rotor.

As curvas de correntes e tensões foram separadas pelas regiões de carga e descarga e realizada aproximação polinomial. A curvas de correntes durante a carga (capturadas e aproximadas) são mostradas Figura C.5.

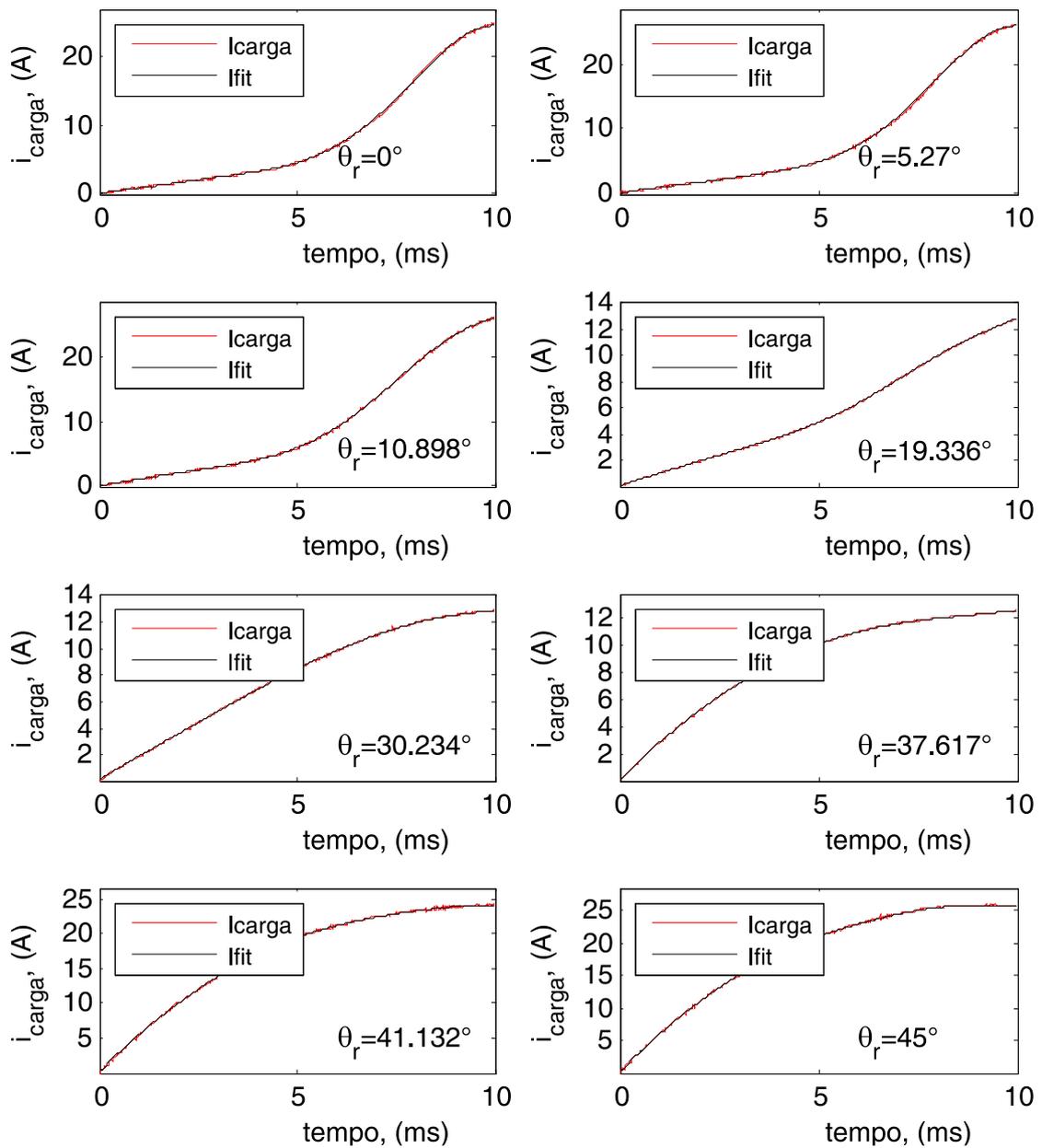


Figura C.5: Curvas de correntes (capturadas e aproximadas) durante a carga.

A curvas de correntes durante a descarga (capturadas e aproximadas) são mostradas Figura C.6.

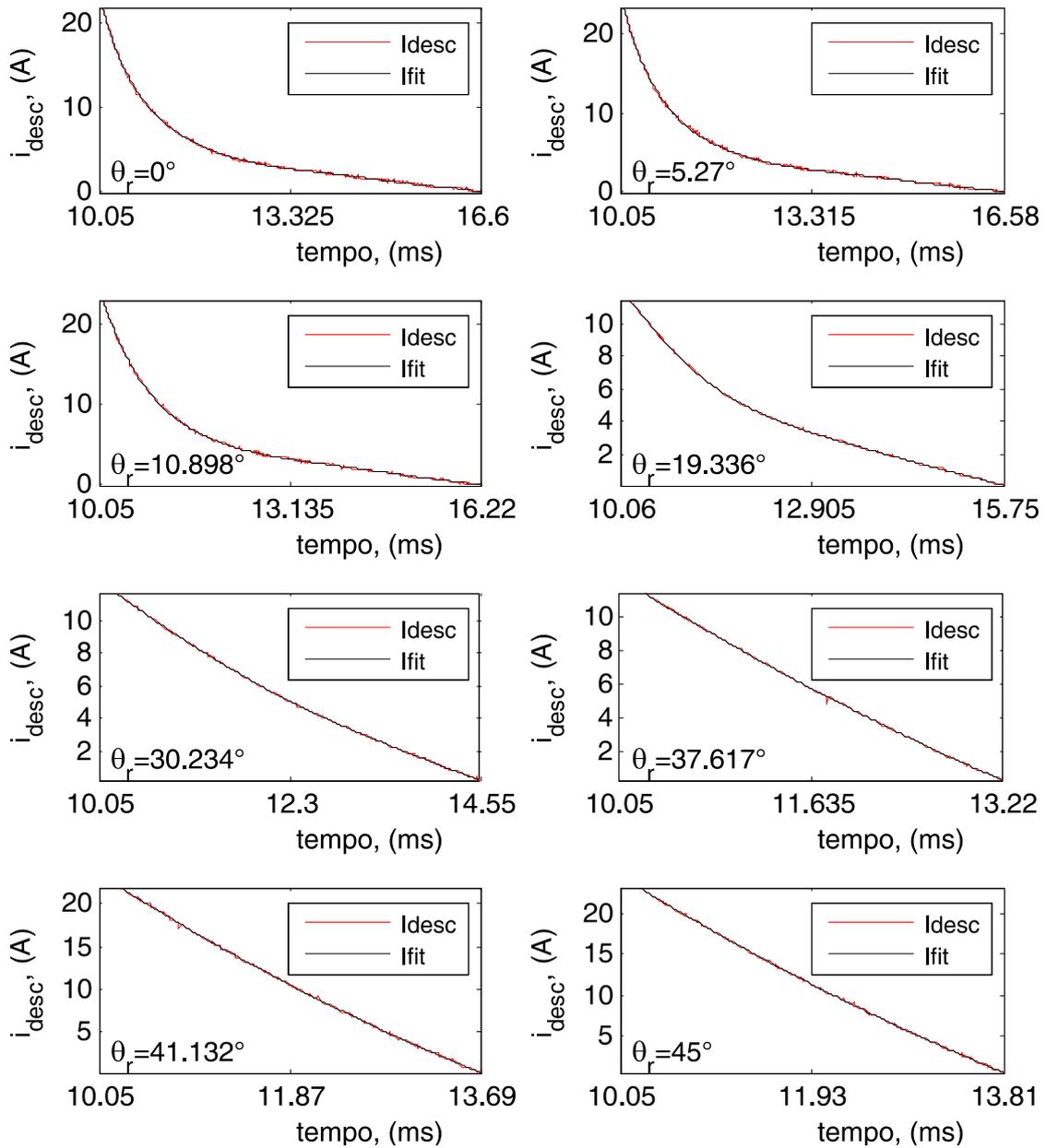


Figura C.6: Curvas de correntes (capturadas e aproximadas) durante a descarga.

A curvas de tensões durante a carga (capturadas e aproximadas) são mostradas  
 Figura C.7.

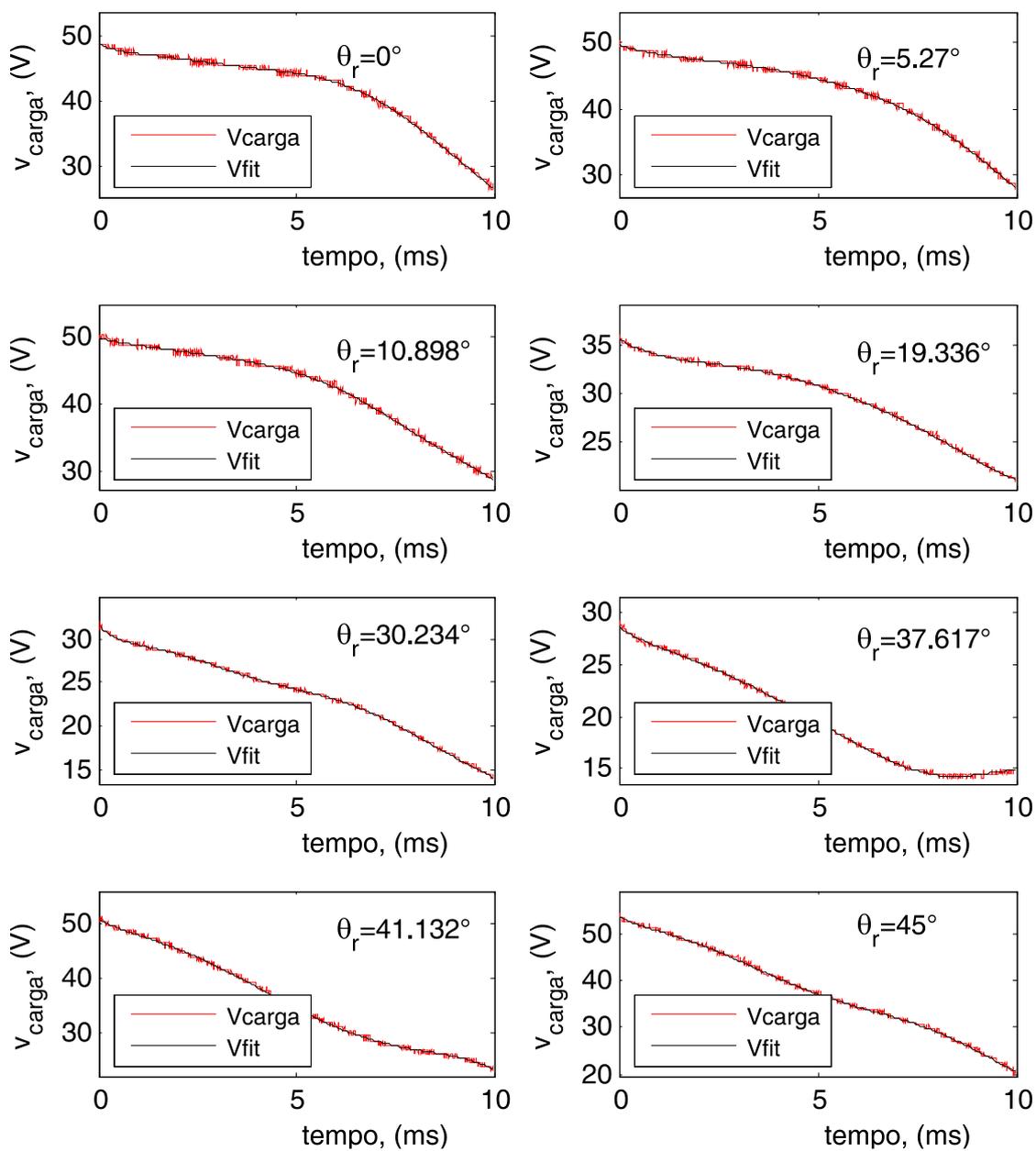


Figura C.7: Curvas de tensões (capturadas e aproximadas) durante a carga.

A curvas de tensões durante a descarga (capturadas e aproximadas) são mostradas Figura C.8.

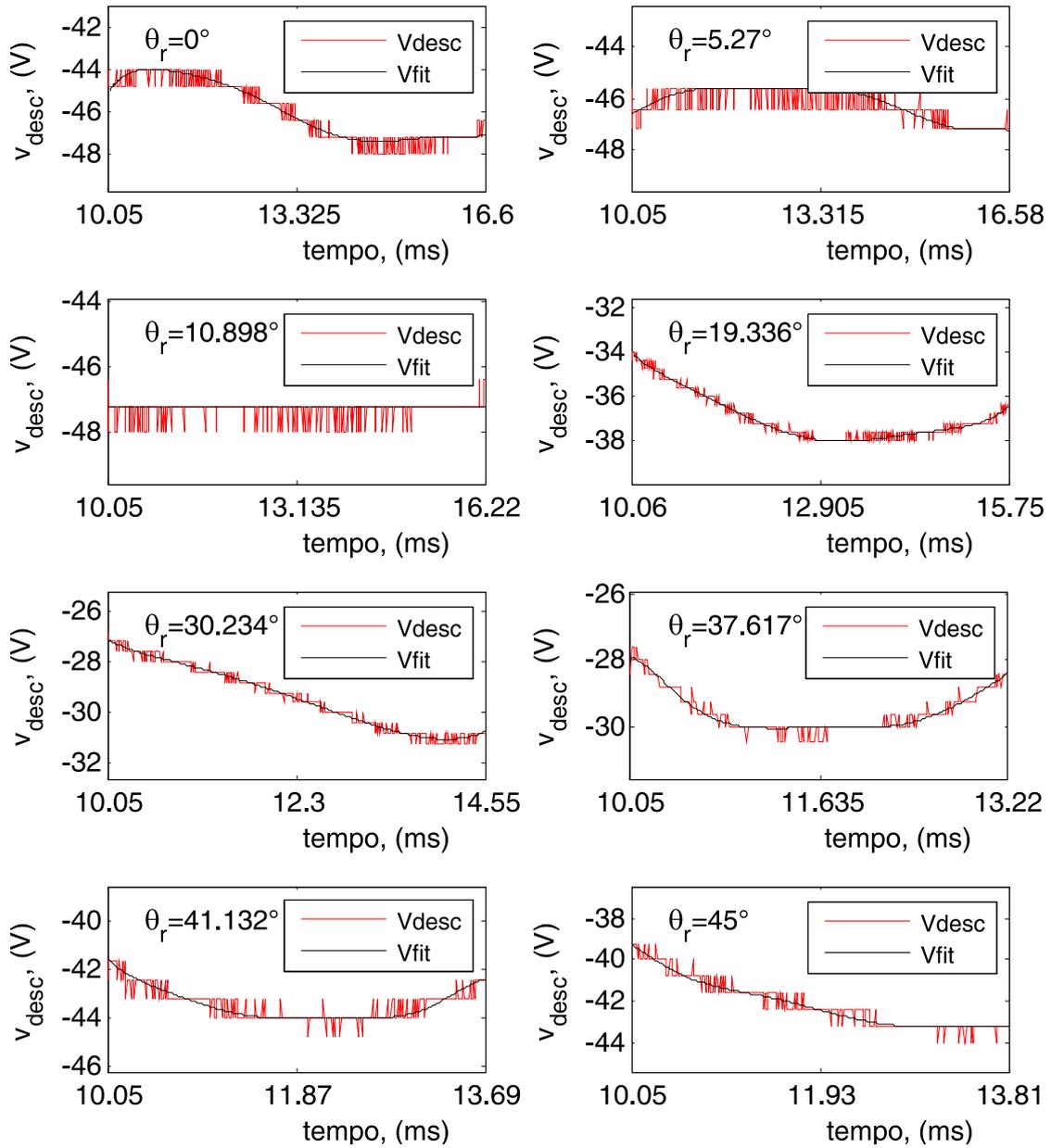


Figura C.8: Curvas de tensões (capturadas e aproximadas) durante a descarga.

As curvas de fluxo enlaçado foram obtidas fazendo-se

$$\Psi = \int (V - r_f i) dt. \quad (C.3)$$

O cálculo do fluxo enlaçado foi realizado com auxílio do Simulink<sup>TM</sup> tendo em vista que o valor de  $r_f$  também é desconhecido. Além disso, ajustando o software para passo fixo obtém-se novos valores já com nova taxa de amostragem. O modelo utilizado para calcular o fluxo enlaçado e a resistência  $r_f$  é mostrado na Figura C.9.

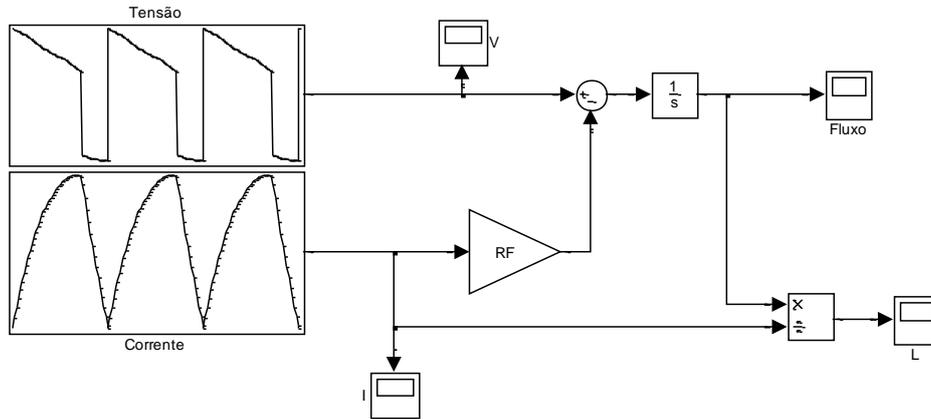


Figura C.9: Modelo para cálculo do fluxo enlaçado e da resistência do enrolamento ( $r_f$ ).

Neste modelo os blocos de entrada denominados por “Tensão” e “Corrente” são obtidos pelos polinômios<sup>42</sup> que aproximaram os dados capturados. O bloco “RF” consiste de um vetor que inicial com o valor mínimo de  $0,5 \Omega$  até o valor máximo investigado igual a  $3 \Omega$  com 50 elementos, resultando em um passo incremental de  $0,051 \Omega$ . Desta forma o modelo resulta de uma solução para cada valor de  $r_f$ . A solução adotada consiste em escolher o valor da resistência do enrolamento ( $r_f$ ) que tornou nulo (ou mínimo) o fluxo enlaçado tomado do início do processo de carga da indutância de fase até sua descarga completa, resultando no valor médio

$$r_f = 0,96 \Omega, \quad (C.4)$$

para as diferentes posições do rotor. Os valores de  $r_f$  sofreram variações máximas de  $\pm 0,05 \Omega$ .

<sup>42</sup> Os dados capturados foram separados em dois conjuntos: “carga” e “descarga” e consequentemente aproximados por polinômios distintos.

O cálculo da indutância apresentou erro na região inicial, onde a corrente e o fluxo enlaçado são ainda pequenos sendo mais propícios de produzirem resultados distorcidos pelos ruídos no processo de leitura dos sinais nos ensaios. Optou-se por aproximar o valor da indutância neste intervalo pelo valor máximo após a região distorcida. A Figura C.10 ilustra esta situação.

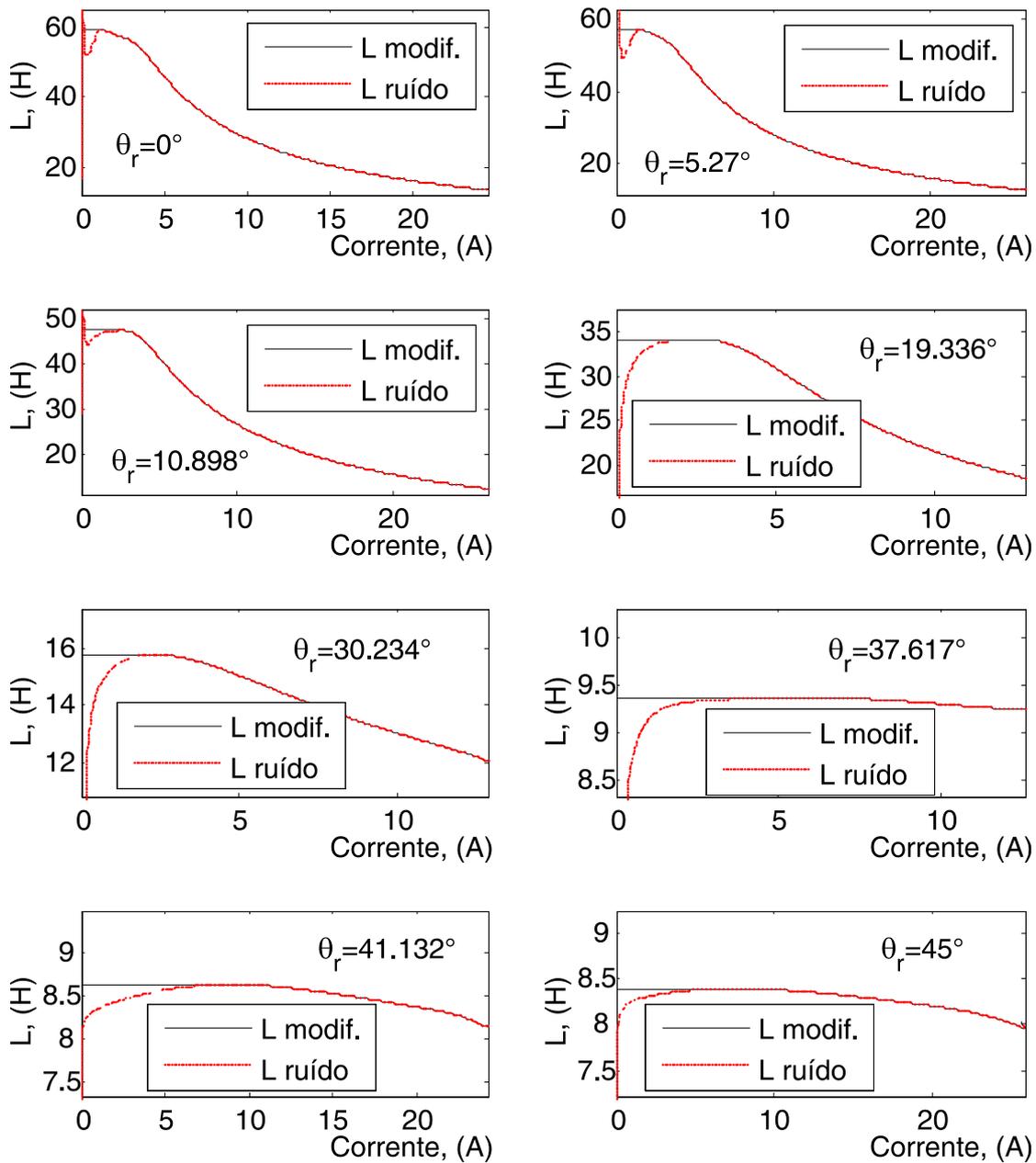


Figura C.10: Curvas da indutância de fase por corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.

As curvas de fluxo enlaçado foram também ajustadas em função da corrente e posição angular são mostradas na Figura C.11.

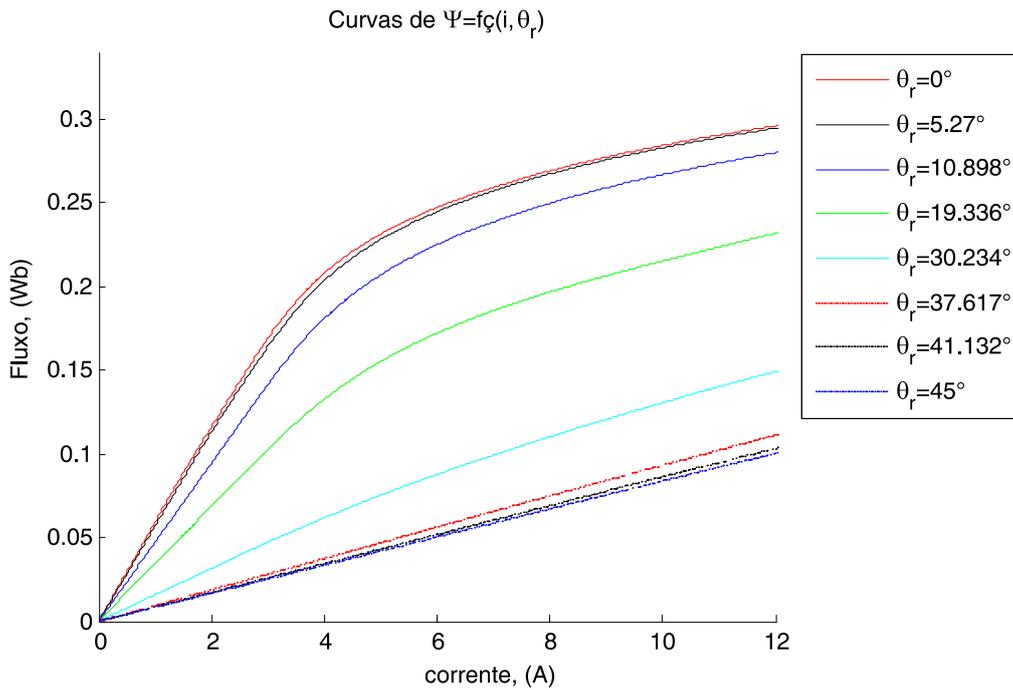


Figura C.11: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.

Para melhorar a resolução das curvas, as três grandezas fundamentais nesta análise tiveram seus limites e resoluções definidos conforme Tabela C.1.

Tabela C.1: Valores limites e resoluções para grandezas fundamentais das tabelas da SRM.

Grandeza	Valor mínimo ( $V_{min}$ )	Valor máximo <sup>43</sup> ( $V_{max}$ )	Resolução <sup>44</sup> ( $n_{pt}$ )
Corrente no enrolamento	0	12 A	36 pontos
Fluxo enlaçado no enrolamento	0	0,35 Wb	37 pontos
Posição angular do rotor	0	$\pi/4$ rad	31 pontos

<sup>43</sup> Acima destes valores ocorrem extrapolações lineares.

<sup>44</sup> O passo incremental ( $p_i$ ) do vetor é constante e dado por  $p_i = V_{max}/(n_{pt} - 1)$ .

Para implementar o aumento da resolução da posição angular, as curvas de fluxo enlaçado por corrente foram aproximadas por polinômios para representar o comportamento destas grandezas para quaisquer valores de  $\theta_r$  como mostrado na Figura C.12.

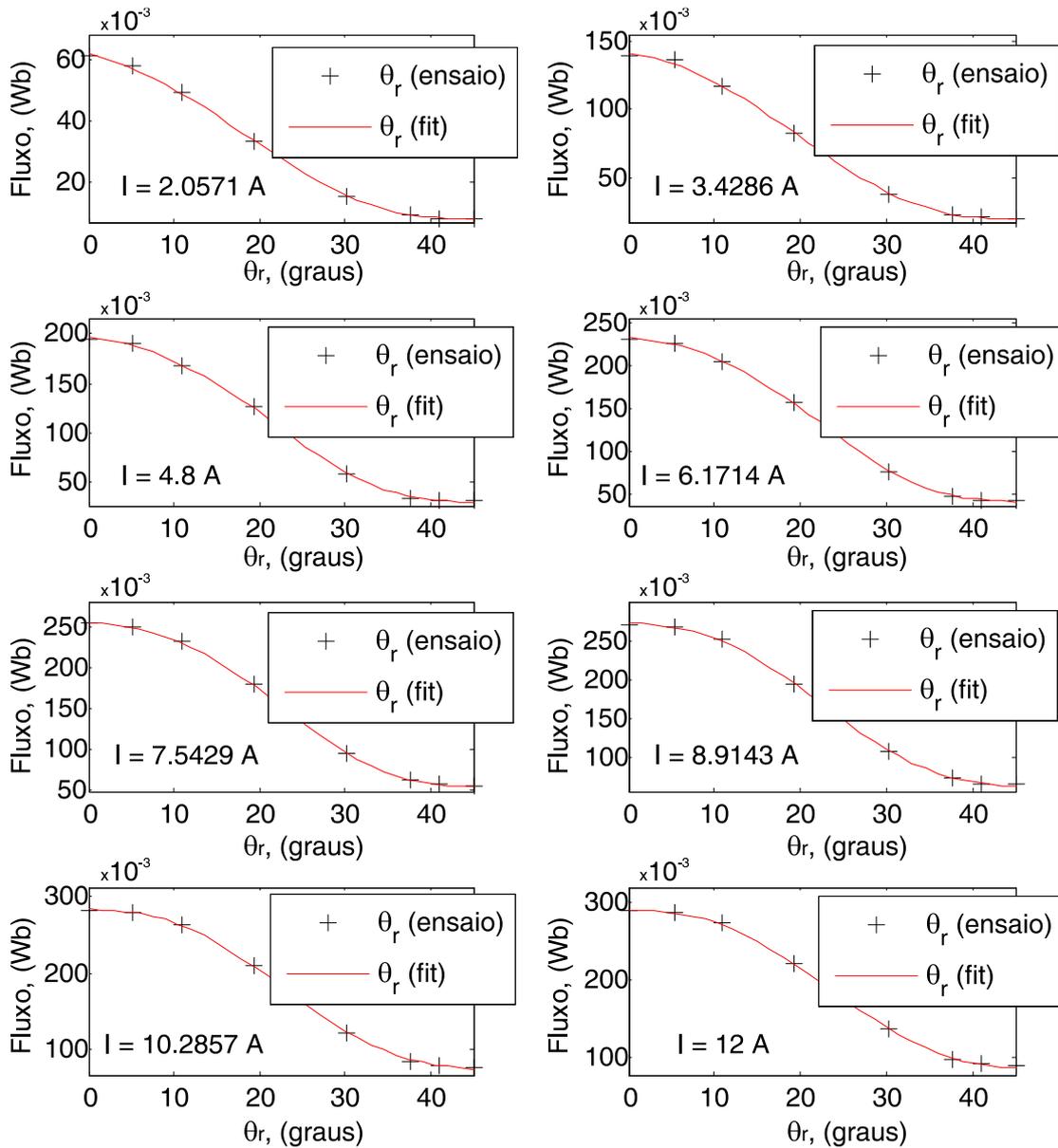


Figura C.12: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor e com aproximação polinomial.

As curvas de fluxo enlaçado em função da corrente e da posição angular foram reconstruídas com maior resolução conforme Figura C.13.

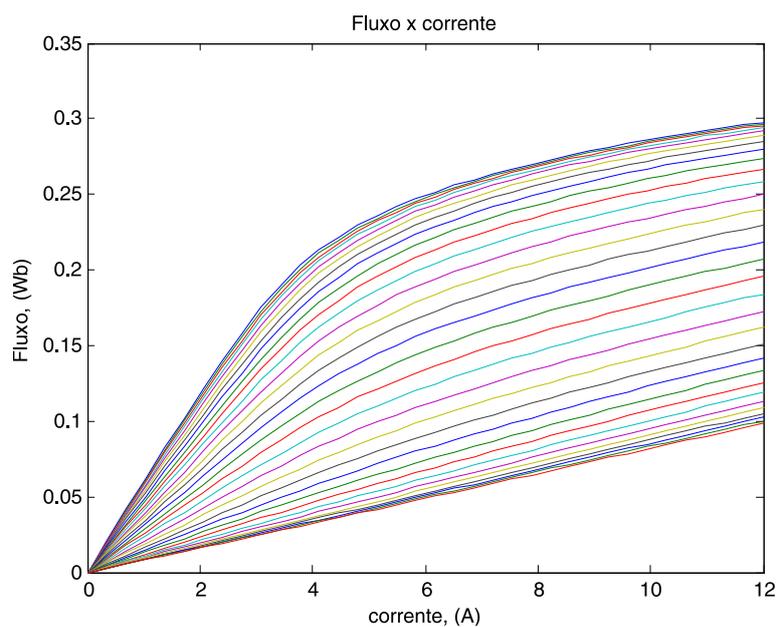


Figura C.13: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.

A superfície bilateral correspondente é mostrada na Figura C.14.

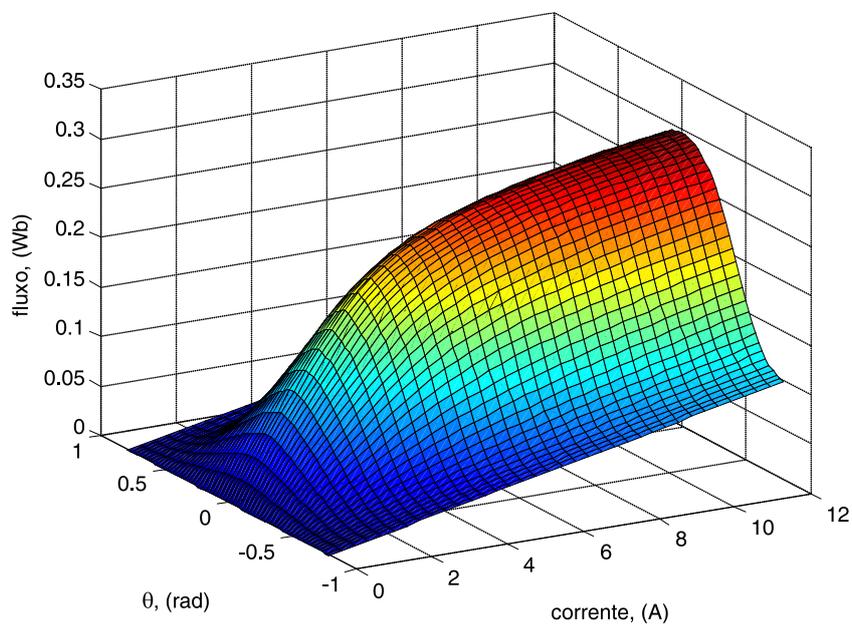


Figura C.14: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.

Para implementação do modelo de simulação da SRM foi necessário gerar as curvas inversas para obtenção das correntes nos enrolamentos

$$i = f(\Psi, \theta_r). \quad (C.5)$$

Estas curvas são apresentadas na Figura C.15.

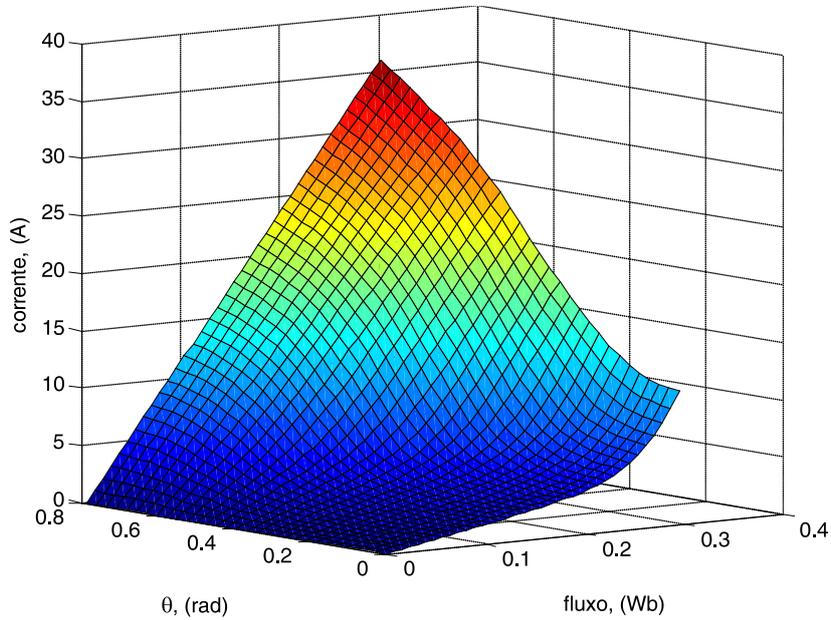


Figura C.15: Superfície da curva de corrente em função da posição angular e do fluxo enlaçado.

As mesmas curvas são apresentadas em gráficos bidimensionais pela Figura C.16.

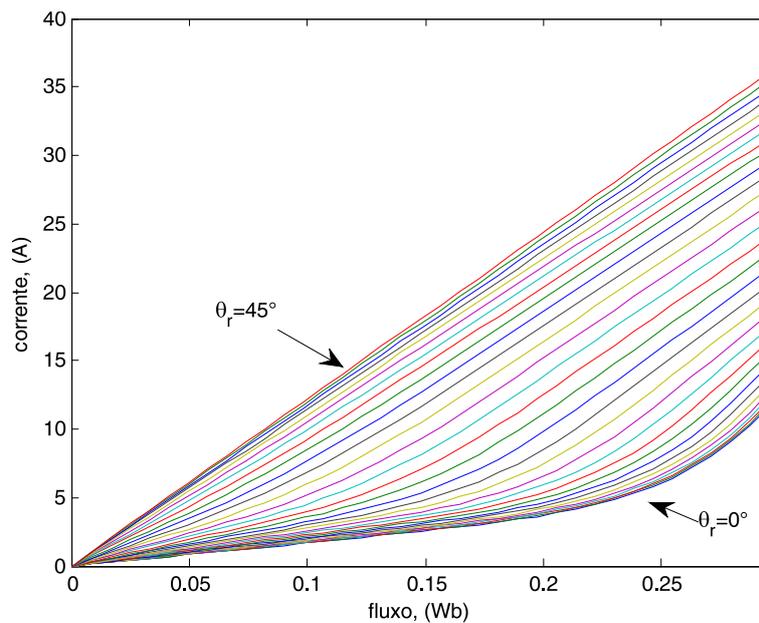


Figura C.16: Superfície da curva de corrente em função da posição angular e do fluxo enlaçado.

Para completar a modelagem é necessário obter as curvas de torque elétrico, o qual é dado por

$$T_e(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta}, \quad (\text{C.6})$$

onde  $W'(\theta, i) = \int_0^i \Psi(\theta, i) di$  é a co-energia. As curvas de torque resultantes são mostradas na Figura C.17.

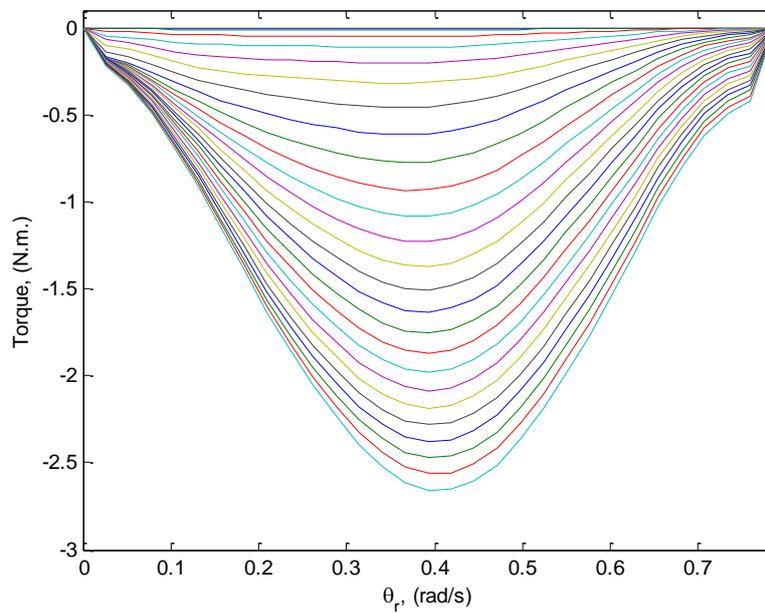


Figura C.17: Curvas de torque eletromagnético em função da posição angular para diferentes valores de corrente.

A Figura C.18 ilustra outra curva da máquina representando o fluxo enlaçado em função da posição do rotor para cada valor do vetor de corrente definido na Tabela C.1.

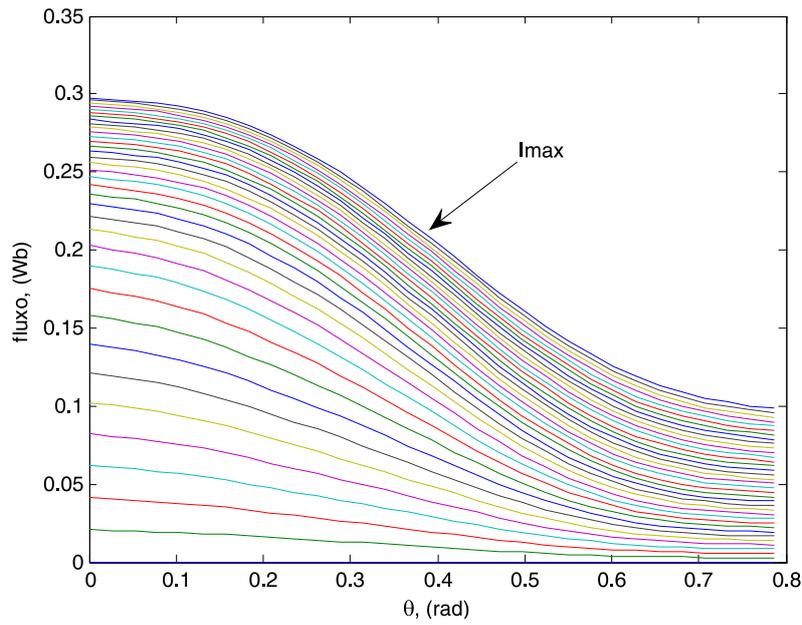


Figura C.18: Curvas de fluxo enlaçado em função da corrente para as diferentes posições ensaiadas do rotor.

De igual modo a Figura C.19 ilustra o comportamento da indutância de fase em função da posição angular do rotor e de valores discretos de corrente.

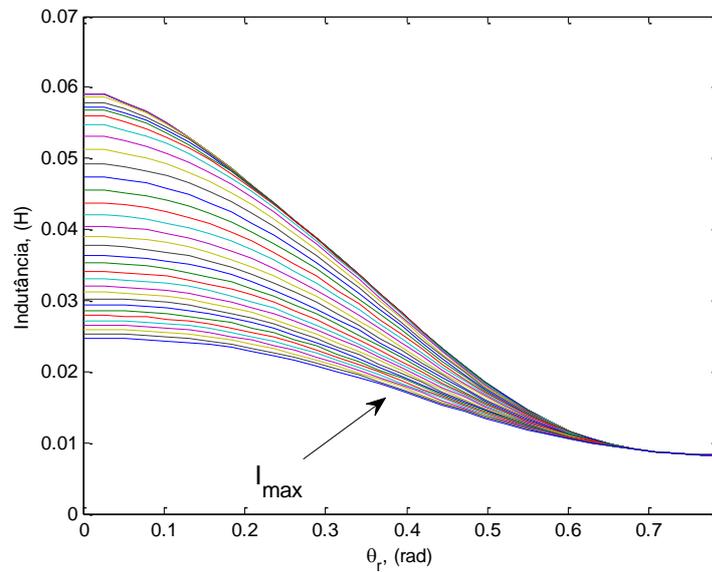


Figura C.19: Curvas da indutância de fase em função da posição angular para diferentes valores de corrente.

A Figura C.20 mostra as curvas da variação da indutância de fase em função da posição angular e da corrente do enrolamento.

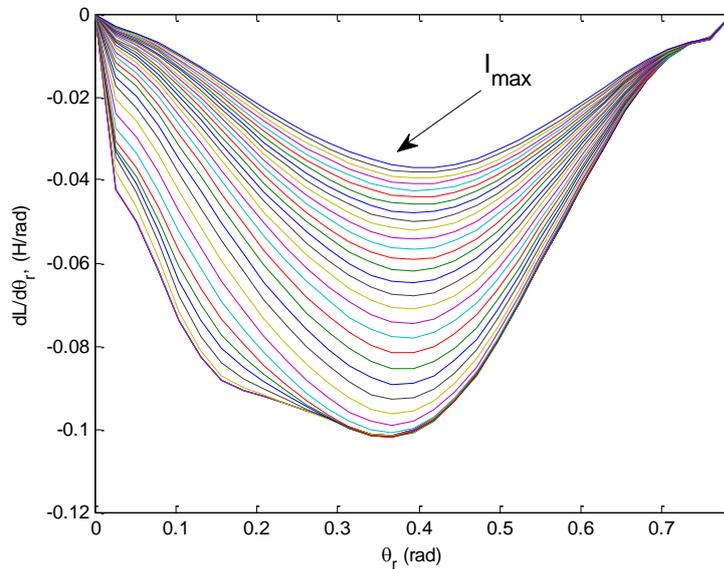


Figura C.20: Curvas da variação da indutância de fase em função da posição angular para diferentes valores de corrente.

Estas curvas contribuem no cálculo da f.c.e.m. podendo também ser utilizada na determinação do torque eletromagnético. Na próxima seção será apresentada a geometria do rotor e o valor do momento de inércia.

## **C.2 Obtenção de valor aproximado para o momento de inércia da SRM 6/4 rotor interno usada no protótipo**

A Figura C.21 mostra as dimensões construtivas aproximadas do rotor para a SRM 6/4 com rotor interno presente no protótipo.

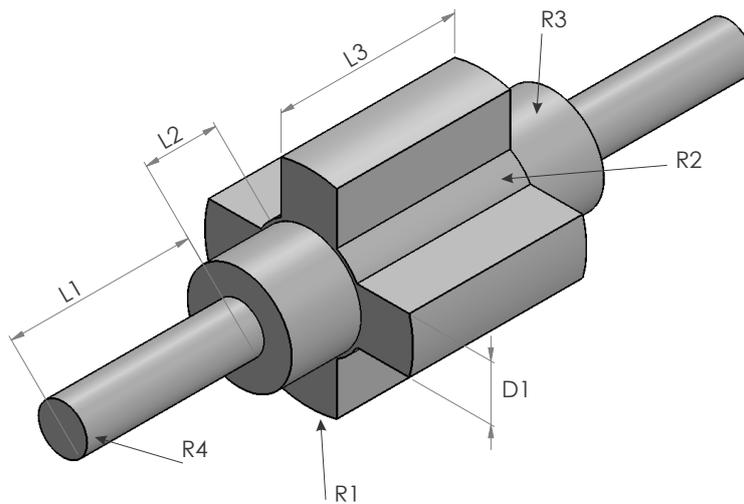


Figura C.21: Medidas aproximadas do rotor da SRM 6/4 do protótipo.

Nesta figura o rotor possui dimensões  $R_1 = 30 \text{ mm}$ ,  $R_2 = 16 \text{ mm}$ ,  $R_3 = 15 \text{ mm}$ ,  $R_4 = 7 \text{ mm}$ ,  $L_3 = 50 \text{ mm}$ ,  $L_2 = 20 \text{ mm}$ ,  $L_1 = 51 \text{ mm}$  e  $D_1 = 16 \text{ mm}$  além de ser supostamente formado por ferrosilício cuja densidade é  $d = 6190 \text{ kg/m}^3$ . O momento de inércia do rotor foi obtido por aproximações geométricas resultando em

$$J_P \approx 2,1 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2. \quad (\text{C.7})$$

Foram também realizados ensaios de desaceleração da máquina a partir de uma velocidade pré-definida e então desligando-se as chaves e capturando a curva de decaimento da velocidade angular. A máquina foi ensaiada para condições normais, acrescida de um volante de inércia de material plástico (polietileno) e também com um volante de alumínio. A partir das curvas de desaceleração foi obtido o valor aproximado do momento de inércia da máquina. A Figura C.22 mostra a foto dos volantes de inércia utilizados nos ensaios.

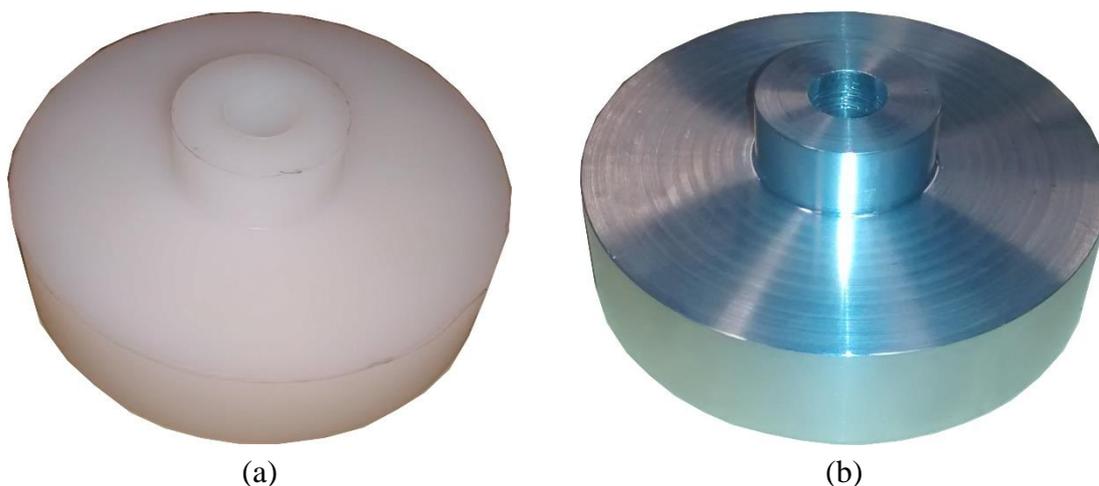


Figura C.22: Volantes de inércia para ensaio de desaceleração: (a) material plástico e (b) alumínio.

Os volantes de inércia possuem características apresentadas na Tabela C.2.

Tabela C.2: Características dos volantes de inércia.

Características	Plástico	Alumínio
Diâmetro maior do disco	100,1 mm	100,9 mm
Espessura associada ao maior diâmetro	23,48 mm	24,1 mm
Diâmetro do flange	34,12 mm	34,97 mm
Espessura do flange	15,28 mm	15,01 mm
Diâmetro do furo	14,47 mm	14,26 mm
Massa	177 g	539 g
Densidade calculada	978,3 kg/m <sup>3</sup>	2854 kg/m <sup>3</sup>
Densidade obtida em tabela	960 kg/m <sup>3</sup>	2700 kg/m <sup>3</sup>
Momento de inércia (calculado pela geometria e massa)	2,283 .10 <sup>-4</sup> kg.m <sup>2</sup>	7,058 .10 <sup>-4</sup> kg.m <sup>2</sup>

Observou que a potência de entrada sofreu pequeno aumento com a inserção dos volantes o que representa que o atrito viscoso teve seu valor ligeiramente elevado, em especial, pelo atrito das faces dos volantes com o ar. Este aumento da potência de entrada pode ser observado pelas curvas da corrente de fase (Figura C.23) já que o valor da tensão de alimentação foi mantido constante.

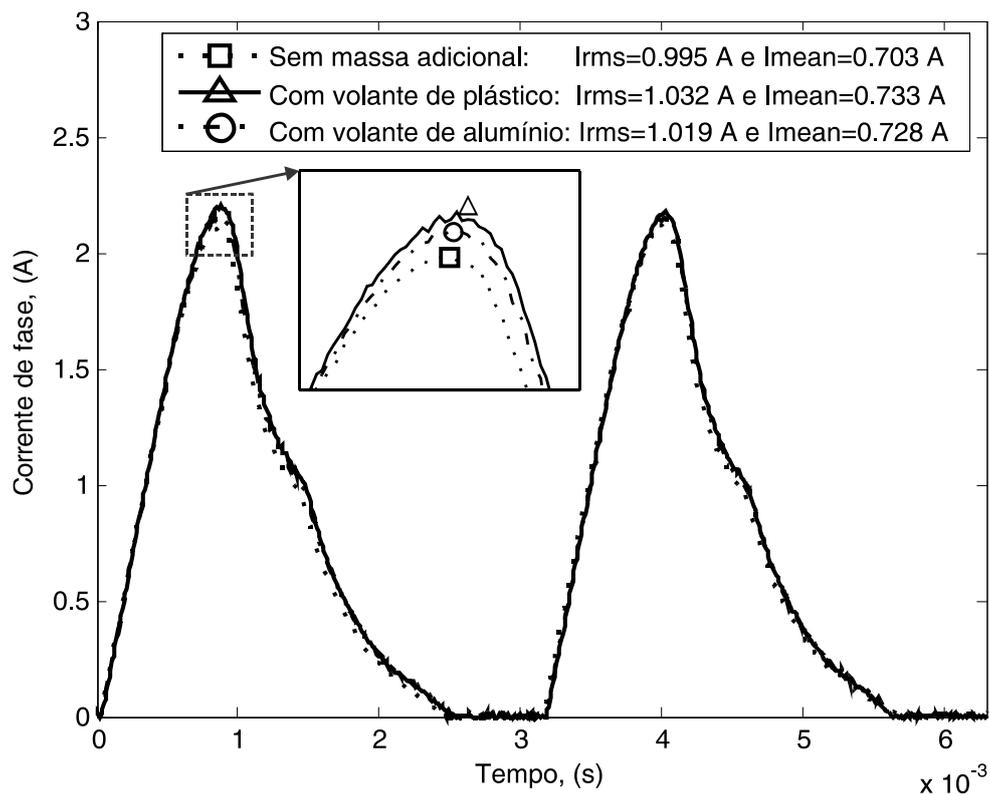


Figura C.23: Correntes de fase com e sem a inserção dos volantes de inércia.

A corrente com o volante de plástico ficou maior que com o volante de alumínio, podendo ser explicada pois as faces do material ficaram sensivelmente mais ásperas, o que eleva o atrito com o ar. O aumento da corrente com o volante de alumínio foi de aproximadamente 1,9% enquanto que com o volante plástico chegou a 3,2% em relação a amplitude destes valores.

As curvas de desaceleração nas condições ensaiadas são mostradas na Figura C.24.

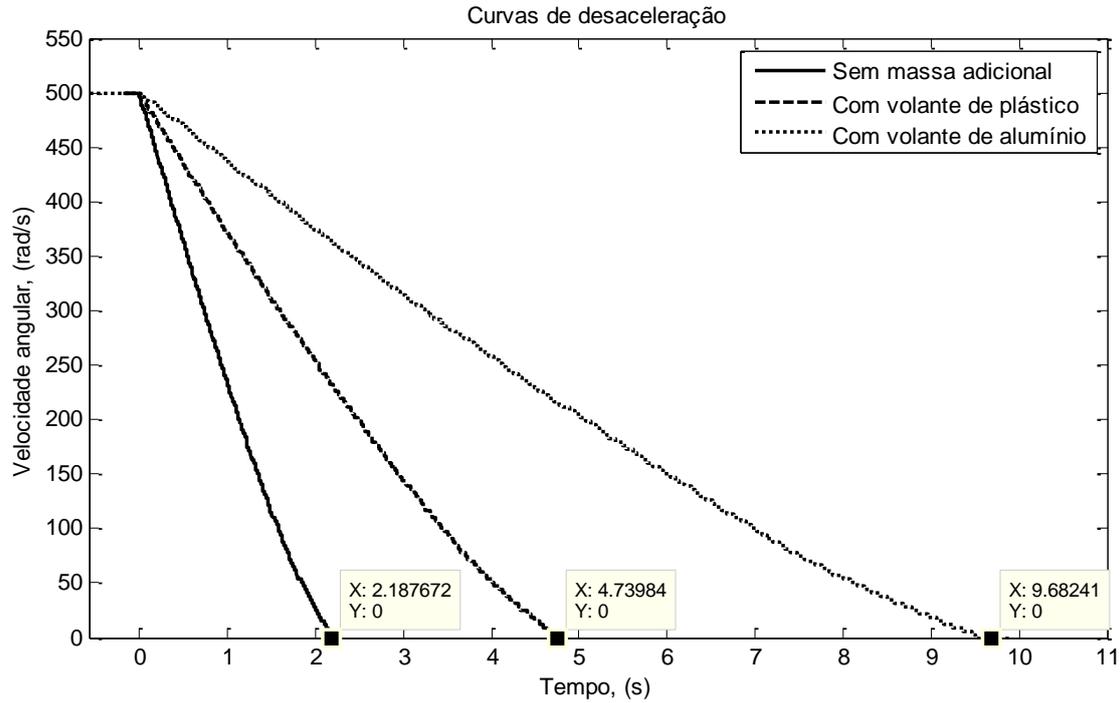


Figura C.24: Curvas de desaceleração do *flywheel* com velocidade inicial de  $\omega_i=500$  rad/s.

A Tabela C.3 mostra os resultados dos tempos de decaimento total do sistema.

Tabela C.3: Tempos totais de decaimento da velocidade.

	Sem volantes adicionais (T <sub>S</sub> )	Com volante de plástico (T <sub>P</sub> )	Com volante de alumínio (T <sub>A</sub> )
Tempo de decaimento ( $\omega_i = 500 \text{ rad/s}$ e $\omega_f = 0 \text{ rad/s}$ )	2,188 s	4,736 s	9,68 s

A partir do modelo de atrito escolhido, foram relacionadas três equações, para determinação das incógnitas A (coeficiente de atrito seco), B (coeficiente de atrito viscoso) e  $J_{srm}$  (momento de inércia do rotor da SRM obtido pelo ensaio) definidas por

$$\begin{cases} \frac{1}{2}J_{srm}\omega_{i1}^2 = \int_0^{t_{f1}} (A\omega + B\omega^2)dt \\ \frac{1}{2}(J_{srm} + J_p)\omega_{i2}^2 = \int_0^{t_{f2}} (A\omega + B\omega^2)dt, \\ \frac{1}{2}(J_{srm} + J_a)\omega_{i3}^2 = \int_0^{t_{f3}} (A\omega + B\omega^2)dt \end{cases} \quad (C.8)$$

onde  $J_p$  é o momento de inércia do plástico,  $J_a$  é o momento de inércia do alumínio,  $\omega_{i1} = \omega_{i2} = \omega_{i3} = 500 \text{ rad/s}$ ,  $t_{f1}$ ,  $t_{f2}$  e  $t_{f3}$  são os tempos em que a velocidade do rotor chegou a zero durante os ensaios sem massa adicional, com disco plástico e com disco de alumínio, respectivamente. Os resultados do sistema foram

$$A = 39 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.}, \quad (\text{C.9})$$

enquanto que

$$B = 45 \cdot 10^{-6} \text{ N.m.s}^2/\text{rad}^2, \quad (\text{C.10})$$

e

$$J_{srm} = 2,23 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2, \quad (\text{C.11})$$

que é um valor muito próximo do valor obtido em (C.7). O erro entre a média e o valor obtido por geometria do momento de inércia foi de 5,8 %.

### **C.3 Obtenção do valor aproximado das perdas mecânicas**

As perdas mecânicas da máquina foram obtidas por ensaio de desaceleração do rotor sem carga e sem corrente circulando nos enrolamentos cuja curva é apresentada na Figura C.25.

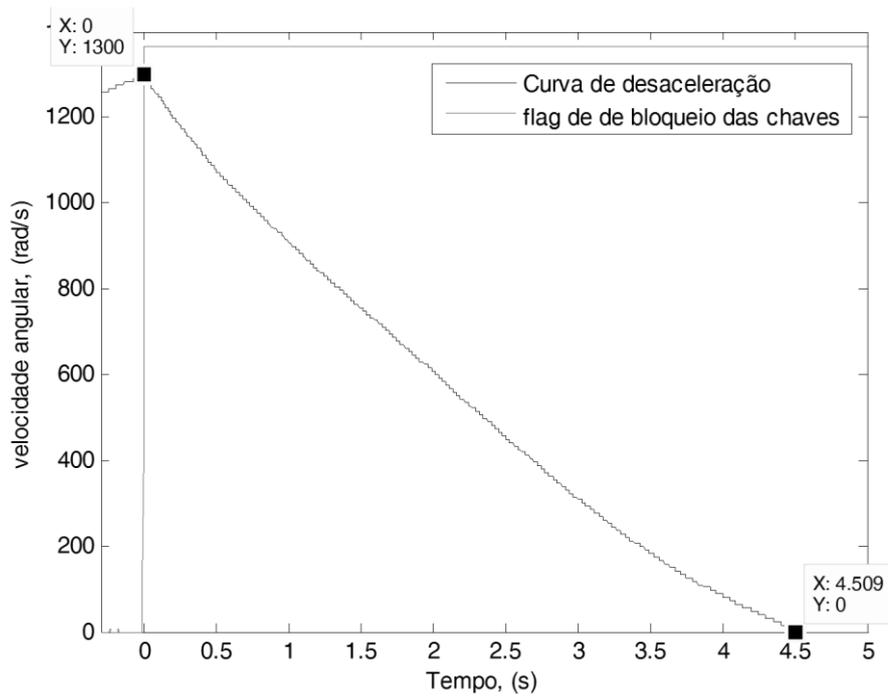


Figura C.25: Curva de desaceleração para levantamento das perdas mecânicas:  $\omega_r$  em amarelo e em azul é mostrado um *flag* gerado pelo DSP indicando o instante em que  $\omega_r=1300$  rad/s.

Neste ensaio a máquina foi acelerada até que sua velocidade atingisse  $1300$  rad/s. O DSP foi programado para desligar o chaveamento nesta velocidade porém, as leituras da posição angular continuaram sendo obtidas e o cálculo da velocidade do rotor sendo determinado.

A partir da Figura C.25 é possível então determinar o torque mecânico resistente por

$$T_{mec} = A + B\omega_r, \tag{C.12}$$

que contribui no modelo da SRM, enquanto que as perdas mecânicas podem ser determinadas por

$$P_{mec} = T_{mec}\omega_r. \tag{C.13}$$

A curva de perdas mecânicas em função da velocidade angular é mostrada na Figura C.26.

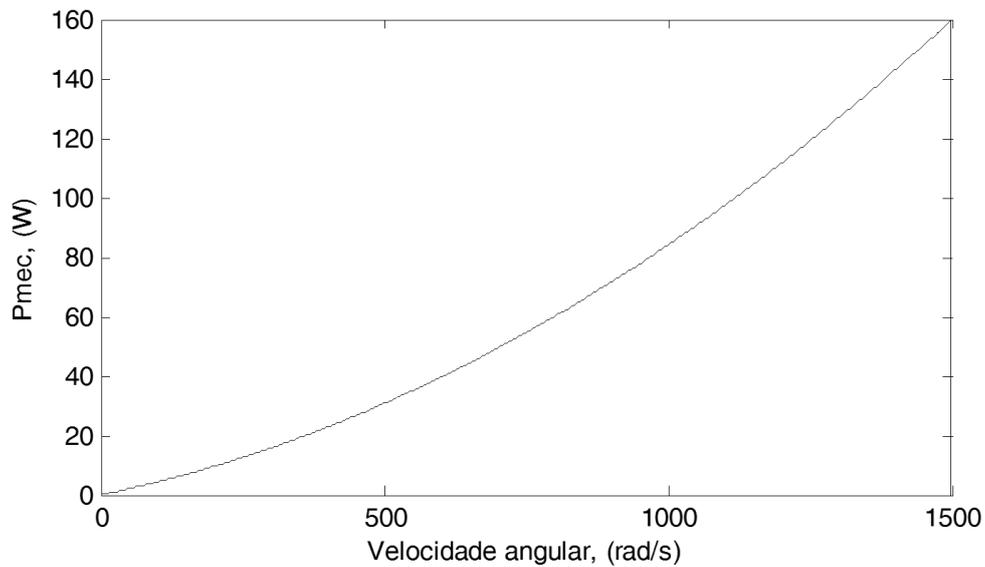


Figura C.26: Curva das perdas mecânicas em função da velocidade angular do rotor.

#### C.4 Obtenção aproximada das perdas magnéticas em função da velocidade angular

A partir da potência elétrica de entrada e das perdas mecânicas, as perdas de origem magnéticas foram calculadas como mostrado na Tabela C.4.

Tabela C.4: Tabela de perdas da SRM.

Velocidade angular (rad/s)	Potência de entrada - $v_i$ , (W)	Perdas da SRM, (W)		
		Cobre $r_f I^2$	Mecânicas	Magnéticas
<b>100</b>	9,8	1,9	<b>6,2</b>	1,68
<b>200</b>	17,0	1,05	<b>12,7</b>	3,27
<b>300</b>	25,5	1,23	<b>19,2</b>	5,09
<b>400</b>	33,1	1,46	<b>25,6</b>	6,01
<b>500</b>	41,3	1,62	<b>32,1</b>	7,60
<b>700</b>	58,2	3,58	<b>45,8</b>	8,86
<b>900</b>	77,2	4,17	<b>63,0</b>	10,01
<b>1100</b>	105,7	4,52	<b>88,6</b>	12,56

Pela dificuldade em relacionar as perdas magnéticas com a corrente, não foi implementada sua contribuição no modelo da máquina. Este resultado serve entretanto para se justificar diferenças nos comportamentos do modelo de simulação em relação ao protótipo.

### C.5 Modelo do banco de capacitores

O banco de capacitores do barramento CC é formado por seis capacitores eletrolíticos de alumínio de  $1000 \mu F \times 250 V$  e foi ensaiado para determinação mais precisa de suas características. O valor da capacitância, em especial, consiste em um parâmetro muito útil para a estimação da energia devolvida pelo *flywheel* durante uma descarga avaliando-se a variação de tensão em seus terminais. A Figura C.27 mostra as curvas de tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores obtidas de um ensaio.

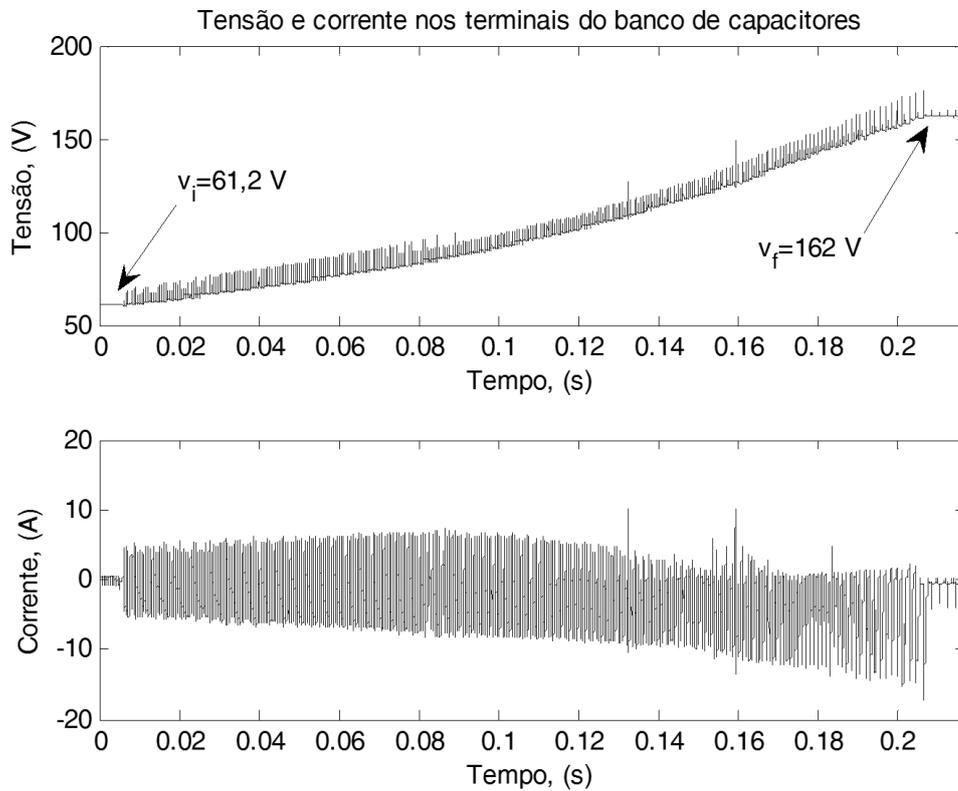


Figura C.27: Tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores obtidas de ensaio.

A partir desta figura são definidos os instantes de tempo inicial ( $t_i$ ) e final ( $t_f$ ) associados aos valores  $v_i$  e  $v_f$ , respectivamente, marcados na curva da tensão.

Na Figura C.28 são marcados pontos situados na parte inicial da curva de carga.

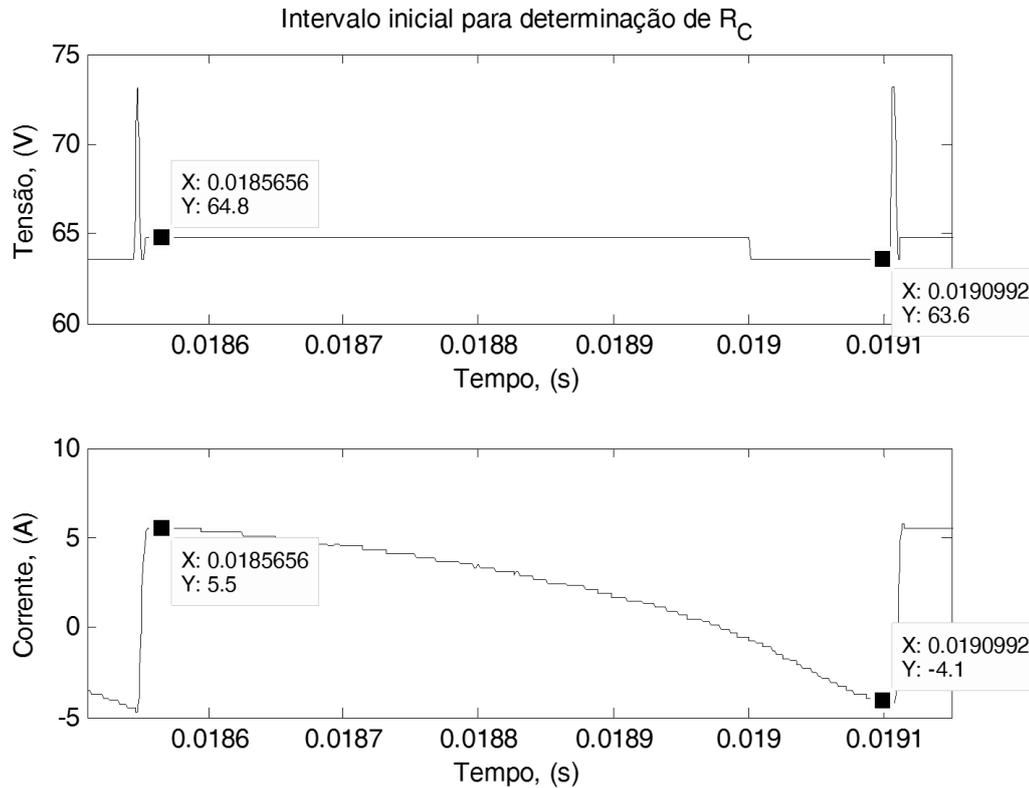


Figura C.28: Intervalo inicial de variações de da tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores para determinação de  $R_c$ .

Pela equação simplificada do modelo do banco de capacitores, pode-se escrever as seguintes relações

$$\begin{cases} 64,8 = v_{Ci} + 5,5R_{Ci} \\ 63,6 = v_{Ci} - 4,1R_{Ci} \end{cases} \rightarrow R_{Ci} = 130,4 \text{ m}\Omega \quad (\text{C.14})$$

onde  $R_{Ci}$  é o suposto valor da resistência do capacitor na faixa inicial de carga.

Na Figura C.29 são marcados pontos situados na parte final da curva de carga.

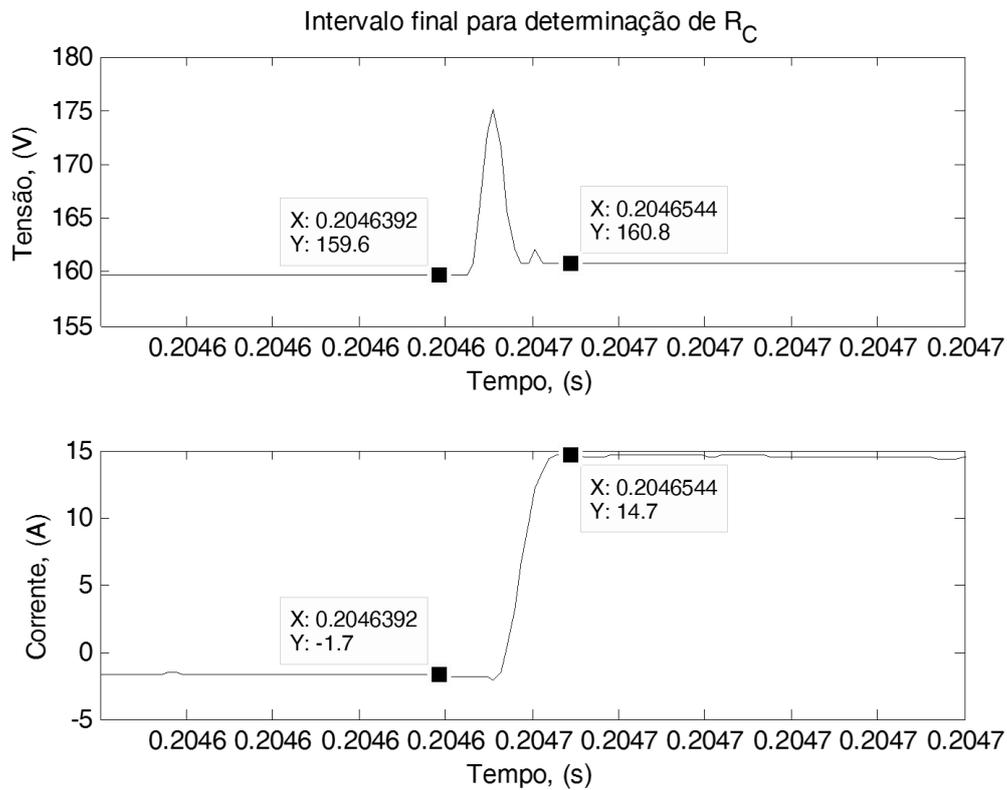


Figura C.29: Intervalo final de variações de da tensão e corrente nos terminais do banco de capacitores para determinação de de  $R_c$ .

De forma similar, pode-se escrever

$$\begin{cases} 160,8 = v_{cf} + 14,7R_{cf} \\ 159,6 = v_{cf} - 1,7R_{cf} \end{cases} \rightarrow R_{cf} = 73,2 \text{ m}\Omega, \quad (\text{C.15})$$

onde  $R_{cf}$  é valor da resistência do capacitor estimada ao final da carga. Foi então utilizado o valor médio dos extremos fornecendo

$$R_c = 101,8 \text{ m}\Omega. \quad (\text{C.16})$$

As variações da resistência interna do modelo do capacitor apresentam variações de valores para diferentes condições de operação como apresentado em (PU et al., 2013). Neste trabalho o valor desta resistência com o tempo é utilizado para indicar o tempo de vida do capacitor.

A energia total do sistema pode ser determinada por

$$W_T = \int_{t_i}^{t_f} v_C i_C dt = 74,87 J. \quad (C.17)$$

Enquanto que a energia dissipada na resistência é

$$W_R = \int_{t_i}^{t_f} R i_C^2 dt = 0,57 J. \quad (C.18)$$

A diferença destas energia resulta na energia armazenada no capacitor como

$$W_C = W_T - W_R = 74,3 J. \quad (C.19)$$

Este resultado permite determinar a capacitância do banco de capacitores por

$$C = \frac{2W_C}{v_f^2 - v_i^2} = 6605 \mu F. \quad (C.20)$$

Os resultados foram aplicados no modelo da Figura C.30 para comparação com os resultados experimentais.

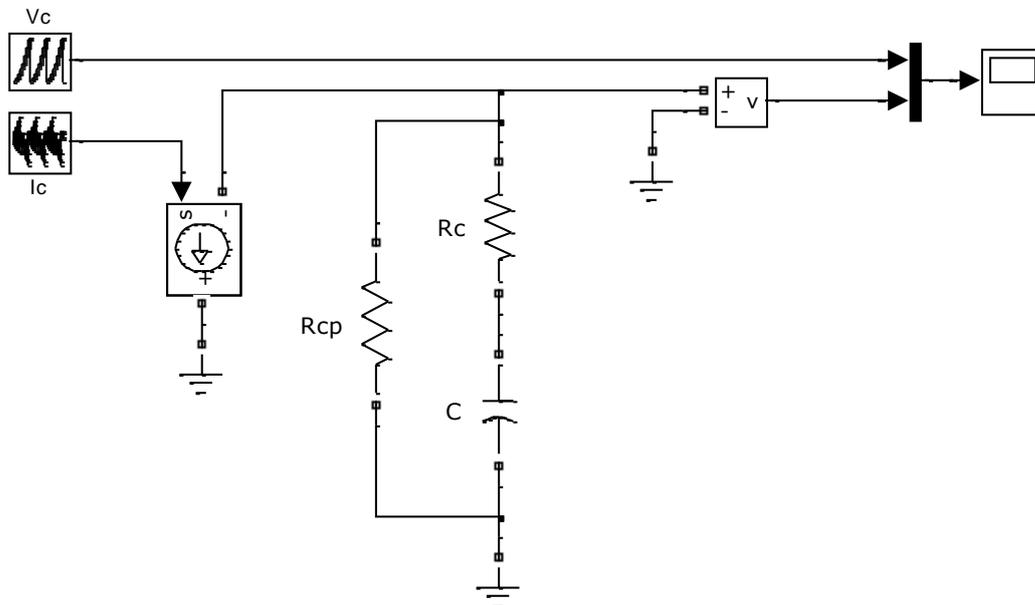


Figura C.30: Circuito de comparação do modelo computacional do banco de capacitores com os dados experimentais.

O resultado da modelagem é apresentado na Figura C.31.

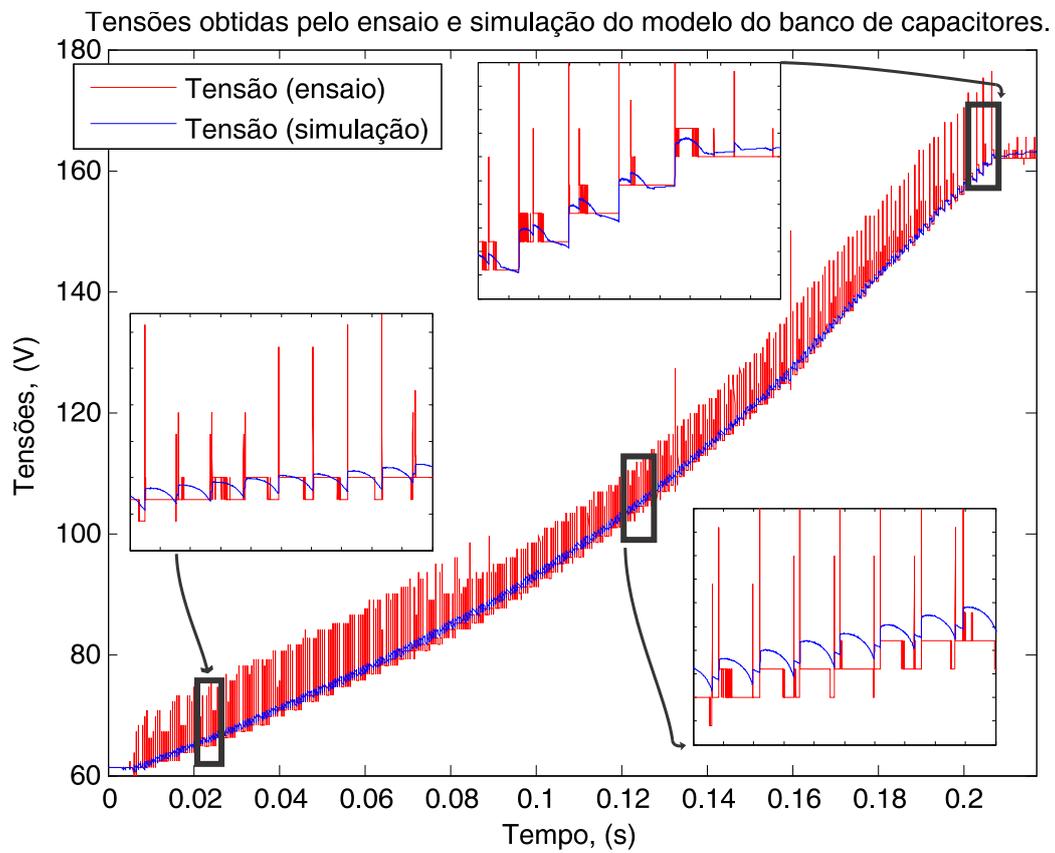


Figura C.31: Tensões obtidas pelo ensaio e simulação do modelo do banco de capacitores.

## APÊNDICE D Exemplo de dimensões comparativas para uma SRM com rotor externo

A SRM utilizada no protótipo deste trabalho tem o rotor com as dimensões da Figura C.21. Como alternativa para se obter uma máquina de dimensões reduzidas e capacidade energética similar, foi então esboçado um rotor para uma máquina de relutância com estator interno como mostra a Figura D.1.

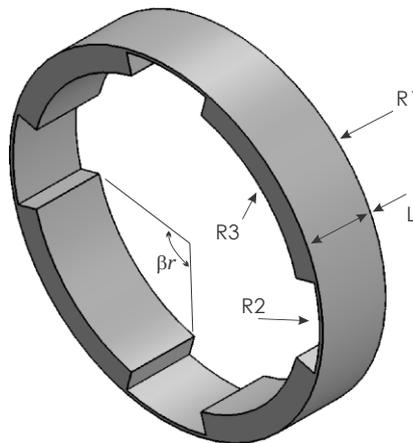


Figura D.1: Exemplo de SRM 6/4 com rotor externo.

Nesta figura o rotor possui dimensões  $R_1 = 5 \text{ cm}$ ,  $R_2 = 4,9 \text{ cm}$ ,  $R_3 = 4,3 \text{ cm}$ ,  $L = 2 \text{ cm}$  e  $\beta_r = 60^\circ$  além de ser formado por ferrosilício cuja densidade é  $d = 6190 \text{ kg/m}^3$ .

O valor aproximado do momento de inércia para o rotor com estas dimensões é

$$J = 4,44 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2, \quad (\text{D.1})$$

que é um pouco superior ao dobro do valor do rotor interno usado no protótipo.

# ANEXO I Resumo da folha de dados do sensor de efeito hall utilizado

Neste anexo são mostradas as principais características do sensor de efeito hall (ACS712ELCTR-05B-T) utilizado na medição das correntes nos enrolamentos (INC., 2010).

Os recursos e forma de conexão são apresentados na Figura I.1.

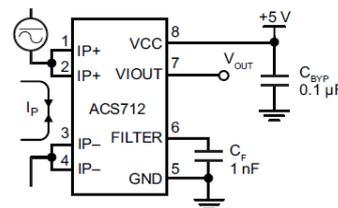
### Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5  $\mu$ s output rise time in response to step input current
- 80 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at  $T_A = 25^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2  $\text{m}\Omega$  internal conductor resistance
- 2.1 kVRMS minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Package: 8 Lead SOIC (suffix LC)



### Typical Application



(a)

(b)

Figura I.1: Recursos e conexão: (a) lista de recursos do dispositivo e (b) encapsulamento e conexão dos pinos.

A Tabela I.1 apresenta os modelos disponíveis deste dispositivo e também algumas de suas características fundamentais.

Tabela I.1: Guia de seleção dos modelos disponíveis.

Part Number	Packing*	$T_A$ (°C)	Optimized Range, $I_p$ (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	$\pm 5$	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	$\pm 20$	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	$\pm 30$	66

A Figura I.2 mostra a curva característica da tensão de saída e as margens de precisão *versus* a corrente bidirecional medida.

Output Voltage versus Sampled Current  
Accuracy at 0 A and at Full-Scale Current

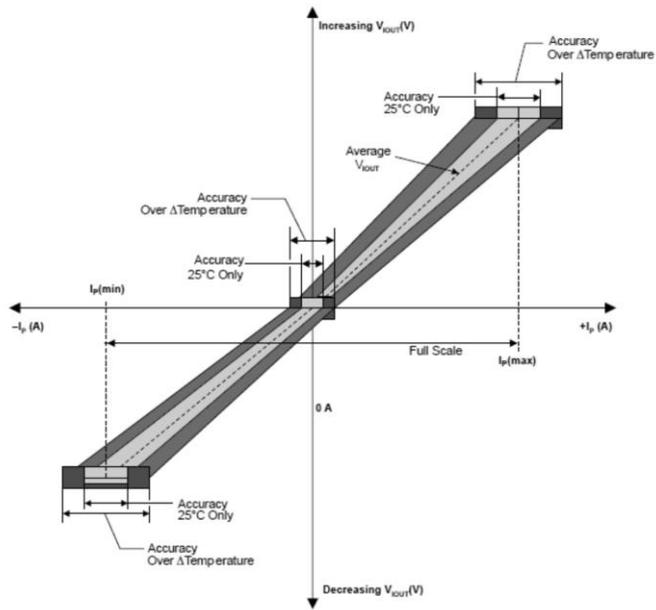


Figura I.2: Curva característica da tensão de saída *versus* corrente medida.

## ANEXO II Resumo da folha de dados do par ótico utilizado no medidor de tensão

Neste anexo são mostradas as principais características do dispositivo ótico (LOC110, IL300 ou HCNR200), também denominado acoplador ótico linear, utilizado na medição da tensão no barramento CC. Foi utilizado o IL300 cujas características são descritas neste anexo (KRAUSE, 2001; SIEMENS).

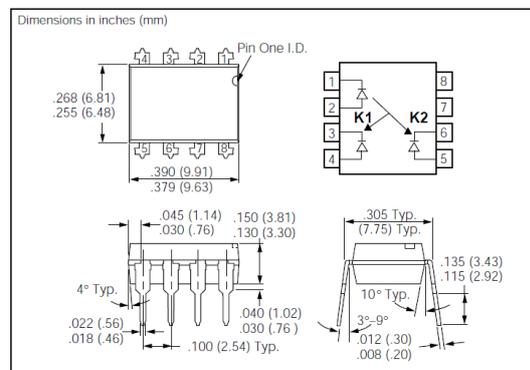
Os recursos e a pinagem são apresentados na Figura II.1.

### FEATURES

- Couples AC and DC signals
- 0.01% Servo Linearity
- Wide Bandwidth, >200 KHz
- High Gain Stability,  $\pm 0.005\%/C$
- Low Input-Output Capacitance
- Low Power Consumption, < 15mw
- Isolation Test Voltage, 5300 VAC<sub>RMS</sub>, 1 sec.
- Internal Insulation Distance, >0.4 mm for VDE
- Underwriters Lab File #E52744
- VDE Approval #0884 (Optional with Option 1, Add -X001 Suffix)
- IL300G Replaced by IL300-X006

### APPLICATIONS

- Power Supply Feedback Voltage/Current
- Medical Sensor Isolation
- Audio Signal Interfacing
- Isolate Process Control Transducers
- Digital Telephone Isolation



(a)

(b)

Figura II.1: Recursos e conexão: (a) lista de recursos e (b) encapsulamento e conexão dos pinos.

A Figura II.2 mostra o circuito típico de aplicação do IL300

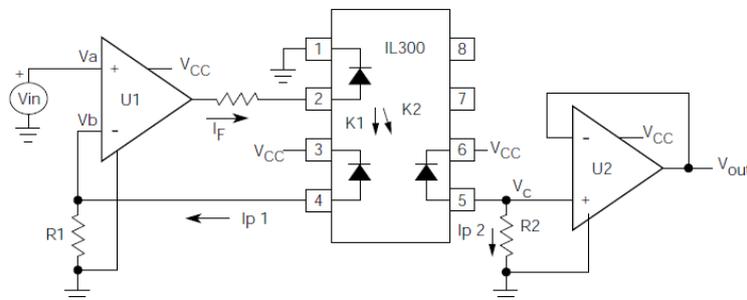


Figura II.2: Circuito típico de aplicação do IL300.