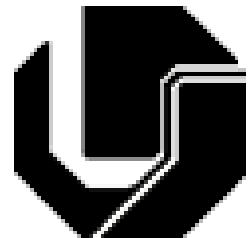


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**GERADOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM CONEXÃO COM A REDE
ELÉTRICA PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA**

GHUNTER PAULO VIAJANTE

SETEMBRO

2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**GERADOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM CONEXÃO COM A
REDE ELÉTRICA PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA**

Tese apresentada por **Ghunter Paulo Viajante** à Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica**, realizada em 27/09/2013 pela Banca Examinadora:

Prof. **Darizon Alves de Andrade**, PhD (UFU) – Orientador
Prof. **João Onofre Pereira Pinto**, PhD (UFMS)
Prof. **Humberto Pinheiro**, PhD (UFSM)
Prof. **Luciano Coutinho Gomes**, Dr. (UFU)
Prof. **Ernane Antônio A. Coelho**, Dr. (UFU)

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**GERADOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL EM CONEXÃO COM A
REDE ELÉTRICA PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA**

TESE APRESENTADA POR GHUNTER PAULO VIAJANTE À UNIVERSIDADE
FEDERAL DE UBERLÂNDIA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DARIZON ALVES DE ANDRADE, PhD
Orientador

EDGARD A. LAMOUNIER JÚNIOR, PhD
Coordenador do Programa de Pós-graduação stricto sensu em Engenharia Elétrica da UFU

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG - Brasil

V598g Viajante, Ghunter Paulo, 1976-
2013 Gerador a relutância variável em conexão com a rede
elétrica para injeção de potência ativa / Ghunter Paulo
Viajante. - 2013.
 169 f. : il.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.
Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Geradores elétricos -
Teses. 3. Mecanismo de distribuição elétrica - Teses. 4.
Redes elétricas – Teses. I. Andrade, Darizon Alves de. II.
Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

DEDICATÓRIA

A minha amada esposa Katiúscia Daiane Ferreira, pelo amor, carinho e confiança e aos nossos filhos Davi Ferreira e Isabela Ferreira que nos traz tantas alegrias.

AGRADECIMENTOS

Ao amigo, professor e orientador Darizon Alves de Andrade, pela dedicação e atenção permanente.

Aos meus pais: Luis Paulo Viajante (*in memoriam*) e Divina Rosa Viajante que sempre incentivaram os meus estudos.

Aos meus irmãos: Hitler Paulo e Rídina Rosa pelo apoio e orações.

A todos os meus familiares, principalmente ao Sr. Batista, Nice, Lorena, Paulinho, Flávia, Murilo, Dalmy, Pedro Henrique e João Vitor, pela torcida e orações.

Ao colega e amigo do IFG, Marcos Antônio que contribuiu de forma significativa, principalmente no início deste trabalho, com seu vasto conhecimento em simulação de máquinas elétricas.

Ao colega e amigo, Luciano Coutinho que auxiliou em todos os sentidos para execução deste trabalho o qual não teria a mesma magnitude sem seu auxilio.

Ao professor Ernane Coelho pela imensurável ajuda em relação a programação do DSP e conexão com a rede elétrica.

Aos colegas e amigos do LAcE, Augusto W. Fleury e Victor Bernadeli que participaram de forma decisiva durante toda pesquisa.

Aos colegas e amigos: Eric Nery, Felippe dos Santos, Josemar Alves, Cassio, Vandear, Élvis e Roberto que também contribuíram de forma significativa.

Especialmente, quero agradecer ao Instituto Federal de Goiás – IFG pela oportunidade e incentivo à minha qualificação profissional.

“Entende bem o eu quero dizer.

O Senhor há de dar-te inteligência em tudo”

II Tim 2,7

RESUMO

Este trabalho apresenta uma contribuição ao estudo da Máquina a Relutância Variável acionada como gerador para conexão com rede elétrica e injeção de potência ativa. O objetivo principal é apresentar o comportamento do Gerador a Relutância Variável sob diversas condições de operação, bem como o desenvolvimento de um conversor eletrônico para a sua conexão a rede elétrica de baixa tensão. Assim, é apresentado um modelo matemático para o Gerador a Relutância Variável que contempla a saturação do circuito magnético e um modelo computacional para análise em regime permanente e transitório. Também é apresentada uma estratégia de controle da tensão gerada através da variação do ângulo de magnetização atuando apenas nas chaves superiores do conversor assimétrico *Half Bridge*. Uma etapa intermediária no chaveamento foi acrescentada à estratégia de controle para diminuir a quantidade de energia fornecida pela fonte de excitação e obter melhor aproveitamento da conversão eletromecânica. Uma descrição detalhada do equacionamento do sistema de controle do estágio CC-CA, do algoritmo de PLL e projeto do compensador da corrente injetada são apresentados e discutidos. Por fim, construiu-se uma plataforma experimental em laboratório para a comprovação dos estudos teóricos e de simulação.

Palavras Chaves: Gerador à Relutância Variável, Conexão com a Rede Elétrica e Compensador P+RES.

ABSTRACT

This work shows a contribution to the study of the Switched Reluctance Machine driven as a generator to connecting in the grid to inject active power. The main objective is show the Switched Reluctance Generator behavior under various operating conditions, as well as the development of an electronic converter to connect it to the low voltage grid. Thus, it presents a mathematical model for the Switching Reluctance Generator which includes the magnetic circuit saturation and a computational model for analyzing steady state and transient. Also it is presented a strategy of generated voltage control by the magnetization angle variation acting only in the top switch of the Asymmetrical Half Bridge converter. An intermediate stage was added in the switching control strategy to reduce the energy amount provided by the excitation source and get better utilization of electromechanical conversion. A detailed description of the control system equations of the DC-AC stage, PLL algorithm and design of injected current compensator are presented and discussed. Finally, it was constructed in laboratory a experimental platform for verification of the theoretical and simulation.

Keywords: Switched Reluctance Generator, Grid Connect *and* P+RES Compensator

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Vistas em perspectiva e frontal do motor a relutância chaveado 6/4.....	29
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um acionamento para MRV.	29
Figura 2.3 – Perfil de indutância e sinal de corrente de um gerador à relutância variável [7].	31
Figura 2.4 – Conversor <i>half-bridge</i> utilizado para acionar o GRV.....	32
Figura 2.5 – Circuito de magnetização das fases do GRV.	32
Figura 2.6 – Circuito de desmagnetização do GRV.	33
Figura 2.7 – Diagrama de blocos de um controle genérico de tensão na carga de um GRV... ..	34
Figura 3.1 – Circuito de uma fase do GRV	40
Figura 3.2 – Curva de magnetização típica para uma fase do gerador.	42
Figura 3.3 – Representação aproximada da curva da indutância utilizando “j” segmentos de linhas retas	46
Figura 3.4 – Indutância em função da posição dividida por segmentos de linhas retas	48
Figura 3.5 – Perfil indutância incremental em 3D para diferentes valores de corrente e posição.	49
Figura 3.6 – Perfil indutância incremental em 2D para diferentes valores de corrente e posição.	50
Figura 3.7 – Perfil de fluxo em 3D obtido para diferentes valores de corrente e posição.....	51
Figura 3.8 – Perfil de Conjugado em 3D obtido para diferentes valores de corrente e posição.	52
Figura 4.1 – Perfil Conversor HB.....	55
Figura 4.2 – Foto do protótipo do GRV de 5kW 6x4.....	55
Figura 4.3 – Fluxograma do modelo computacional utilizado na simulação do GRV.	56

Figura 4.4 – Alguns itens elétricos disponíveis no <i>SimpowerSystems Toolbox</i> do <i>MATLAB</i> ...	57
Figura 4.5 – Diagrama da simulação.	57
Figura 4.6 – Diagrama de blocos da simulação computacional do conversor HB	58
Figura 4.7 – Subsistema computacional para solução da matriz de estados.	59
Figura 4.8 – MRV 6/4 com três fases.	60
Figura 4.9 – Perfis de indutâncias das fases em relação à posição do rotor.	60
Figura 4.10 – Lógica para controle e geração dos pulsos de disparo dos IGBT's do conversor <i>Half-Bridge</i>	61
Figura 4.11 – Interior do bloco lógica para controle e geração dos pulsos	61
Figura 4.12 – Variação de θ em rad/s.....	62
Figura 4.13 – Variação de indutância, variação de θ e gatilho em uma fase	62
Figura 4.14 – Curvas de corrente e indutância em uma das fases do GRV.	64
Figura 4.15 – Sinais de corrente nas fases do GRV.	64
Figura 4.16 – Zoom nos sinais de corrente nas fases do GRV.....	65
Figura 4.17 – Sinais de tensão na fase A, corrente na fase A e o respectivo sinal de gatilho..	65
Figura 4.18 – Sinal de conjugado eletromagnético do GRV.....	66
Figura 4.19 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).	67
Figura 4.20 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).	68
Figura 4.21 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).	68
Figura 4.22 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).	69
Figura 4.23 – Gráfico de Tensão gerada em função da tensão de excitação.....	70

Figura 4.24 – Comportamento da potência gerada em função de θ_{on} e θ_{off}	71
Figura 4.25 – Curvas de corrente em uma fase para diversos valores de θ_{off}	72
Figura 4.26 – Curvas de tensão em uma fase para diversos valores de θ_{off}	72
Figura 4.27 – Curvas magnetização em função da excitação.....	73
Figura 4.28 – Curvas magnetização em função de θ_{off}	73
Figura 5.1 – Diagrama esquemático do conversor HB.....	76
Figura 5.2 – Indutância e corrente de uma fase em função da posição do rotor.	76
Figura 5.3 – Região de excitação (a), Região de <i>flux boosting</i> (b) Região de roda livre de geração (c).	79
Figura 5.4 – Diagrama em blocos do modelo computacional	80
Figura 5.5 – Relação entre a potência entregue na carga com a potência de excitação em função de θ_{off} para as estratégias clássica e com <i>flux boosting</i>	81
Figura 5.6 – Operação sem etapa de <i>flux boosting</i> . Corrente da Fase A e Pulsos S ₁ e S ₂	82
Figura 5.7 – Operação com etapa de <i>flux boosting</i> . Corrente da Fase A e Pulsos S ₁ e S ₂	82
Figura 5.8 – Diagrama em blocos da simulação.....	83
Figura 5.9 – Comportamento da tensão gerada (superior) e corrente de fase (abaixo) durante transitório de carga.	84
Figura 5.10 – Corrente na Fase A e Pulsos S ₁ e S ₂ para carga de 25Ω.	85
Figura 5.11 – Corrente na Fase A e Pulsos S ₁ e S ₂ para carga de 11Ω.	85
Figura 5.12 – Potências de excitação, mecânica, perda e saída com etapa de <i>flux boosting</i>	86
Figura 5.13 – Potências de excitação, mecânica, perda e saída sem a etapa de <i>flux boosting</i> . 86	
Figura 6. 1 – Diagrama em blocos da plataforma experimental.....	89
Figura 6. 2 – Instalação do disco externo com os sensores ópticos (a). Instante de chaveamento do GRV (b).....	90
Figura 6. 3 - Conversor <i>Half Bridge</i>	90

Figura 6.4 – Esquema de montagem do conversor HB.....	91
Figura 6.5 - Módulo de IGBT.....	91
Figura 6.6 - Circuito isolado de acionamento.	92
Figura 6. 7 - Estratégia experimental para variação do ângulo de magnetização das chaves superiores.....	93
Figura 6. 8 – Circuito da placa integradora dos pulsos.	94
Figura 6. 9 - Pulsos da chave inferior e superior do conversor HB.....	94
Figura 6. 10 - Placa condicionadora de sinais.	95
Figura 6. 11 - Circuito do controlador de tensão gerada	96
Figura 6. 12 - Circuito do compensador de tensão	98
Figura 6. 13 - Plataforma experimental do controle de tensão do GRV.	98
Figura 6. 14. – Ensaio com Tensão de Excitação: 50V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).	99
Figura 6. 15. – Ensaio com Tensão de excitação: 60V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)	100
Figura 6. 16. – Ensaio com Tensão de excitação: 70V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).	100
Figura 6. 17. – Ensaio com Tensão de excitação: 80V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).	100
Figura 6. 18. – Ensaio com Tensão de excitação: 90V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).	101
Figura 6. 19. – Ensaio com Tensão de excitação: 100V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).	101
Figura 6. 20. – Gráfico de tensão de excitação x tensão gerada.....	102

Figura 6. 21. Velocidade rotórica: 1200 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).....	103
Figura 6. 22. Velocidade rotórica: 1500 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).....	103
Figura 6. 23. Velocidade rotórica: 1800 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).....	103
Figura 6. 24. Velocidade rotórica: 2000 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).....	104
Figura 6. 25. Velocidade rotórica: 2200 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior).....	104
Figura 6. 26. – Gráfico da tensão gerada em função da velocidade rotórica	105
Figura 6. 27 – Corrente A com variação de θ_{off} (a) Experimental – (b) Simulado	106
Figura 6. 28 – Tensão na fase A com variação de θ_{off} (a) Experimental – (b) Simulado.....	106
Figura 6. 29 – Operação sem a estratégia de <i>flux boosting</i> . Pulso S1 e S2 (a) – Corrente na Fase A (b) – Tensão na fase A (c) – Tensão na Carga (d).....	108
Figura 6. 30 – Operação com a estratégia de <i>flux boosting</i> . Pulso S1 e S2 (a) – Corrente na Fase A (b) – Tensão na fase A (c) – Tensão na Carga (d).....	109
Figura 6. 31 – Operação em malha fechada durante transitório de carga. Tensão na carga e corrente na fase A (a) – Tensão e corrente na fase A (b).	109
Figura 6. 32 – Comportamento do GRV em velocidade variável – Perfil senoidal de velocidade.....	110
Figura 6. 33 - Comportamento do GRV em velocidade variável – Perfil de velocidade em rampa	111
Figura 7. 1 – Diagrama da conexão do GRV com a rede elétrica	113
Figura 7. 2 – Inversor com conexão à rede elétrica.....	114

Figura 7. 3 – Etapas do inversor nos dois intervalos de chaveamento	114
Figura 7. 4 - Esquema do PLL.....	123
Figura 7. 5- Malha de controle da corrente de saída do conversor CC-CA	124
Figura 7. 6 - Diagrama do lugar das raízes e de Bode do sistema compensado com o PI projetado.	126
Figura 7. 7 - Tensão gerada (superior) e corrente de fase (abaixo) durante transitorio de carga	127
Figura 7. 8 - Corrente da Fase A e Pulso Q ₁ e Q ₂	128
Figura 7. 9 – Potência no link CC e Potência entregue à rede durante o transitorio de carga	128
Figura 7. 10 – Tensão da rede e corrente injetada na rede	129
Figura 7. 11 –Referência senoidal e corrente injetada na rede.....	129
Figura 8. 1 – Fotos do inversor utilizado.....	133
Figura 8.2 – Esquema geral do processador digital de sinais TMSF28335	134
Figura 8.3 – Esquema dos barramentos de dados, memória e de periféricos.....	135
Figura 8.4 – Foto do TMS320F28335 <i>eZdsp Starter Kit</i>	135
Figura 8.5 – Foto do indutor de acoplamento.....	136
Figura 8.6 - Placa de condicionamento de sinais digitais.....	137
Figura 8.7 - Placa de condicionamento de sinais analógicos.	138
Figura 8.9 –Formas de onda da rede elétrica (superior) e PLL (inferior) amostradas pelo DSP 28335	140
Figura 8.10 – Ensaio de conexão à rede elétrica utilizando Compensador PI. (a) Formas de onda de Tensão na rede e corrente injetada. (b) Zoom das formas de ondas	140
Figura 8.11 – Diagrama de Bode do compensador P+RES Tipo 1	142
Figura 8.12 – Esquema de ligação para conexão do GRV à rede elétrica CA	147
Figura 8.13 – Fluxograma básico para conexão do inversor CC-CA.....	148

Figura 8. 14 – Conexão com a rede elétrica - (a) Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada - (b) Zoom das formas de ondas.....	150
Figura 8.15 – Desconexão com a rede elétrica - (a) Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada - (b) Zoom das formas de ondas.....	151
Figura 8.16 – Injeção de potência na rede – Corrente injetada 10A. Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada. ..	152
Figura 8.17 – Degrau de corrente injetada na rede – de 4A para 10A. Formas de onda da Tensão.....	153
Figura 8.18 – Corrente injetada na rede amostrada pelo DSP e referência de corrente.	154
Figura 8.19 – Análise espectral do sinal de corrente injetada na rede.....	154
Figura 8.20 – Foto da plataforma experimental do GRV conectado à rede elétrica	155
Figura 8.21 – Foto de parte da plataforma experimental.....	155

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Dados do protótipo do GRV	50
Tabela 5.1 - Rendimento do GRV	81
Tabela 7.1 - Parâmetros do conversor conectado à rede elétrica.....	119

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C.A. Corrente Alternada

C.C. Corrente Contínua

T_e Conjugado eletromagnético

C_{cg} Conjugado de carga

D Coeficiente de atrito viscoso

e Força contra-eletromotriz gerada

GRV Gerador à Relutância Variável

i Corrente de fase

Ia Corrente na fase “a”

I_{ref} Corrente de referência

J Momento de inércia

L Indutância de fase

La Indutância máxima

Ld Indutância mínima

m Número de fases do motor à relutância

MRV Motor à Relutância Variável

N_r Número de polos do rotor

p_e Potência de entrada

p_{ent} Potência no entreferro

R_f Resistência de fase do motor

RPM Rotações por minuto

t	Tempo em segundos
V	Tensão aplicada na fase do motor
V_{cc}	Tensão do barramento de corrente contínua
W	Watts (unidade de potência)
W'	Co-energia
W	Energia armazenada no campo
ω_m	Velocidade angular do rotor em rad/s
λ	Fluxo enlaçado pela fase
θ	Ângulo de deslocamento do rotor em radianos
θ_{on}	Ângulo de fechamento das chaves do conversor
θ_{off}	Ângulo de abertura das chaves do conversor

PLL *Phase locked Loop*

P+RES Proporcional Ressonante

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	21
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	23
CAPÍTULO 2.....	27
2.1 - INTRODUÇÃO	27
2.2 - GERADOR À RELUTÂNCIA VARIÁVEL	31
2.2.1 - TÉCNICAS DE CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA PARA GERADORES À RELUTÂNCIA VARIÁVEL (GRV).....	35
2.2.2 - APLICAÇÕES EM ENERGIA EÓLICA	36
2.2.3 - GRV EM CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA.....	38
2.3 - CONCLUSÃO	39
CAPÍTULO 3.....	40
3.1 - INTRODUÇÃO	40
3.2 - EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MECÂNICAS	40
3.3 - REPRESENTAÇÃO DO PERFIL DE INDUTÂNCIA POR MEIO DA SÉRIE DE FOURIER	44
3.3.1 - DEPENDÊNCIA DA INDUTÂNCIA COM A CORRENTE – INDUTÂNCIA INCREMENTAL.....	47
3.3.2 - EXPRESSÃO ANALÍTICA DA CO-ENERGIA LEVANDO EM CONTA A SATURAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO ...	50
3.3.3 - EXPRESSÃO ANALÍTICA DO CONJUGADO LEVANDO EM CONTA A SATURAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO....	51
3.4 - CONCLUSÃO	53
CAPÍTULO 4.....	54
4.1 - INTRODUÇÃO	54
4.2 - CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA	54
4.3 - PROTÓTIPO DO GRV	55

4.4 - O MODELO COMPUTACIONAL	56
4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES.....	63
4.6 - CONCLUSÃO	74
CAPÍTULO 5.....	75
5.1 - INTRODUÇÃO	75
5.2 - ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO	76
5.3 - MODELO COMPUTACIONAL COM CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA	79
5.3.1 - <i>OPERAÇÃO DO GRV EM MALHA ABERTA.....</i>	80
5.3.2 - <i>OPERAÇÃO DO GRV EM MALHA FECHADA: ESTRATÉGIA DE CONTROLE BASEADA NA VARIAÇÃO DO ÂNGULO DE MAGNETIZAÇÃO.....</i>	82
5.4 - CONCLUSÃO	87
CAPÍTULO 6.....	88
6.1 - INTRODUÇÃO	88
6.2 - CONVERSOR HB E CIRCUITO DE DISPARO DOS IGBT'S.....	89
6.3 - CIRCUITO GERADOR DE PULSOS	92
6.4 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS	95
6.5 - CONTROLADOR DE TENSÃO - PI ANALÓGICO	95
6.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	99
6.6.1 - <i>ENSAIO COM TENSÃO DE EXCITAÇÃO VARIÁVEL E VELOCIDADE FIXA</i>	99
6.6.2 - <i>ENSAIO COM TENSÃO DE EXCITAÇÃO FIXA E DIFERENTES VELOCIDADES.....</i>	102
6.6.3 - <i>ENSAIO COM TENSÃO DE EXCITAÇÃO FIXA E VELOCIDADE FIXA E ÂNGULO θ_{OFF} VARIÁVEL.....</i>	105
6.6.4 - <i>ENSAIO COM ETAPA DE FLUX BOOSTING – OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA E MALHA FECHADA.....</i>	107
6.6.5 - <i>ENSAIO EM VELOCIDADE VARIÁVEL – MALHA FECHADA DE TENSÃO GERADA.....</i>	110
6.7 - CONCLUSÃO	111

CAPÍTULO 7.....112

7.1 - INTRODUÇÃO	112
7.2 - ESTRATÉGIA DE ACOPLAMENTO À REDE CA	112
7.2.1 - MODELAGEM DO CONVERSOR PARA O CONTROLE DA CORRENTE DO INVERSOR.....	113
7.2.2 - SISTEMA DE SINCRONISMO COM A TENSÃO DA REDE ELÉTRICA.....	123
7.2.3 - PROJETO DO COMPENSADOR PI DA CORRENTE INJETADA NA REDE ELÉTRICA	124
7.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	126
7.4 - CONCLUSÃO	130

CAPÍTULO 8131

8.1 - INTRODUÇÃO	131
8.2 - MÓDULO INVERSOR.....	132
8.3 - PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS - DSP	133
8.4 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE CONEXÃO.....	135
8.5 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	137
8.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	138
8.6.1 - ENSAIO UTILIZANDO UM AUTO TRAFO PARA FORNECIMENTO DO LINK CC	138
8.6.2 - COMPENSADOR P+RES	141
8.6.3 - ENSAIO PARA INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA NA REDE UTILIZANDO GRV.....	146
8.7 - CONCLUSÃO	155

CAPÍTULO 9.....156

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A utilização das máquinas a relutância variável de forma viável teve que aguardar pelo desenvolvimento de sistemas de acionamento capazes de satisfazer seus requisitos de operação, que exigem a rápida comutação de corrente entre as fases da máquina, além da necessidade de conhecimento da posição instantânea do eixo da mesma.

O advento da Eletrônica de Potência e rápido desenvolvimento dos sistemas micro processados de alto desempenho e baixo custo, têm contribuído de forma sistemática para que a máquina a relutância variável se torne uma forte candidata a ser utilizada como gerador devido às suas características intrínsecas, que são: robustez, ausência de enrolamentos e imãs permanentes no rotor, boa relação peso/potência, alto conjugado de partida, capacidade de operar com falta de uma das fases, no caso de máquinas polifásicas, baixo custo de construção e facilidade de projeto [2].

Estas características positivas da máquina à relutância variável fizeram com que o número de publicações de caráter científico, relatando contribuições para o avanço de sua tecnologia, aumentasse显著mente.

1.2 Objetivos do Trabalho

Este trabalho dá sequência ao estudo da máquina a relutância variável operando como gerador no Laboratório de Acionamentos Elétricos (LAcE) da Universidade Federal de Uberlândia, a partir de um protótipo da máquina projetado e construído para funcionar como motor.

As metas do trabalho são as seguintes:

1. Construir um modelo matemático que represente o funcionamento Máquina à Relutância Variável operando como gerador.
2. Programar o modelo matemático, utilizando o software MATLAB/SIMULINK® e configurá-lo com os parâmetros do protótipo disponível no laboratório.
3. Simular o Gerador a Relutância Variável (GRV) sob diversas condições de operação
4. Desenvolver uma estratégia de controle de tensão gerada pelo GRV.
5. Montar uma plataforma experimental para ensaios práticos da estratégia de controle de tensão desenvolvida.
6. Traçar um paralelo entre os resultados obtidos com a bancada e os obtidos através do modelo computacional.
7. Desenvolver uma simulação computacional utilizando o software MATLAB/SIMULINK® para a construção de um conversor CC-CA.
8. Simular o GRV juntamente com o conversor CC-CA e realizar a conexão com a rede elétrica.
9. Desenvolver experimentalmente o conversor CC-CA e acoplá-lo ao GRV para conexão com a rede elétrica e injeção de potência ativa.
10. Obter contribuições científicas com o trabalho, publicando-as em conferências e periódicos, e abrir essa linha de pesquisa no Laboratório de Acionamentos Elétricos da UFU, propondo novas pesquisas para serem efetuadas a partir do trabalho proposto.

1.3 Apresentação do conteúdo do trabalho

Para alcançar os objetivos expostos, este trabalho foi organizado da seguinte forma:

O capítulo 2 apresenta um estudo feito na literatura científica com a intenção de encontrar as tendências e os principais pontos focados pelos pesquisadores na utilização da MRV operando como gerador, bem como a questão da conexão do GRV com a rede elétrica.

O capítulo 3 discorre a respeito da modelagem matemática da MRV e sua respectiva implementação computacional para obtenção de resultados simulados. A simulação foi programada para representar a operação da MRV como gerador e utiliza a Série de Fourier para a representação da indutância da máquina.

No capítulo 4 é apresentado um modelo computacional completo usando o modelo não linear do GRV. São apresentados resultados de simulação para o funcionamento do GRV em diversos modos de operação.

O capítulo 5 apresenta uma estratégia de controle de tensão gerada através da variação do ângulo de magnetização (θ_{off}) atuando apenas nas chaves superiores do conversor *HB*. Uma etapa nomeada de *flux boosting* é acrescentada à estratégia de controle para diminuir a quantidade de energia fornecida pela fonte de excitação e obter melhor aproveitamento da energia mecânica, o que traz uma melhoria da eficiência da conversão eletromecânica do GRV.

No capítulo 6 é apresentado uma plataforma experimental desenvolvida em laboratório para o controle da tensão gerada do Gerador à Relutância Variável. São abordados detalhes da construção do conversor *HB*, circuitos de acionamento e controle, condicionadores de sinais e por último a apresentação de resultados experimentais.

No capítulo 7 é abordado o controle da corrente de saída e do conversor *CC-CA* conectado à rede elétrica. Primeiramente é feito o equacionamento da corrente do conversor, realizado por intermédio de espaços de estados médios. Em seguida é apresentado o esquema de *PLL* utilizado para a realização do sincronismo. Na sequência é mostrado o projeto do compensador da corrente injetada e finalmente são apresentados resultados de simulação.

No capítulo 8 São descritos os principais componentes e o desenvolvimento da plataforma experimental para conexão do GRV com a rede elétrica. É apresentada também uma descrição do compensador P+RES utilizado neste trabalho como uma alternativa ao uso do compensador PI. Os resultados experimentais comprovam o bom funcionamento do GRV quando conectado à rede elétrica e fornecendo potência ativa.

No capítulo 9 é apresentada a conclusão e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

2.1 - INTRODUÇÃO

A primeira Máquina a Relutância Variável (MRV) registrada, data do ano de 1838 [1]. O seu funcionamento é baseado na comutação de correntes nas diferentes fases, sincronizada com a posição do rotor. Na impossibilidade de atender de maneira eficiente esta exigência naquela época, as máquinas à relutância foram preteridas em relação às demais opções construtivas, isto é, máquinas de corrente contínua, síncronas e de indução. Foi somente a partir de 1970 que a máquina a relutância foi sendo desenvolvida, principalmente para aplicações de tração elétrica e ventilação [2, 3].

Do ponto de vista construtivo, a MRV é robusta, simples de ser projetada e construída, possui considerável relação conjugado/volume. Não utiliza imãs permanentes e não possui enrolamentos no rotor, o que a torna mais barata em relação às máquinas elétricas de mesma potência e rotação [2, 11]. É tolerante a falhas, no sentido em que o controle das diversas fases é feito de modo independente. Assim, na ocorrência de falha em uma das fases, o sistema de controle tem a capacidade de manter a MRV em funcionamento [6, 16].

Embora este trabalho trate exclusivamente das MRV, cabe destacar que uma opção construtiva que não exige comutação de corrente entre as fases é a chamada máquina síncrona à relutância variável. Nela, também não há excitação no rotor. O torque de relutância é criado através barreiras de fluxo no rotor, que são regiões sem material magnético, como ranhuras, com a função dar preferência à passagem do fluxo em uma dada direção (chamada de eixo direto) e dificultar a sua passagem em outra direção (chamada de eixo em quadratura). O

estator é liso, os enrolamentos são senoidalmente distribuídos de forma semelhante à máquina síncrona ou de indução convencionais. Apresenta robustez, baixo custo, facilidade de fabricação e pelo fato de ser síncrona, se mostra adequada para várias aplicações em velocidade constante com variação da carga. Já existe produção comercial deste tipo de máquina [69, 70].

Já em relação à MRV, a produção comercial e o desenvolvimento experimental de acionamentos de alto desempenho, ainda é uma novidade para o mercado e para a comunidade científica [4, 5, 6]. Embora conhecidas desde o século XIX [1, 2], essas máquinas estão entre as que mais se beneficiam dos avanços recentes da Eletrônica de Potência e do microprocessamento. Com isto tornaram-se viáveis, confiáveis e eficientes [1, 4, 5, 6]. A eletrônica torna a máquina à relutância variável competitiva em relação a outros tipos de máquina [7] e permite defender a sua superioridade em aplicações específicas, como, operação com ampla faixa de variação de velocidade [1, 3, 6], incluindo velocidades altíssimas [8], aplicações que requerem alto conjugado de partida [1] e tolerância a falta de fases [9, 10].

Associado à simplicidade do conversor e a redução generalizada nos custos dos componentes eletrônicos necessários para o acionamento de alto desempenho, a MRV torna-se uma forte concorrente em aplicações que requerem velocidade variável.

A MRV possui como principal característica a presença de polos salientes tanto no rotor quanto no estator, sendo que as bobinas das fases se constituem por enrolamentos concentrados nos polos do estator [6, 12]. Na Figura 2.1 é possível observar as características da máquina à relutância variável. Os enrolamentos de cada uma das fases são constituídos pelas bobinas presentes nos polos opostos do estator, por exemplo, A e A', constituem uma fase [7].

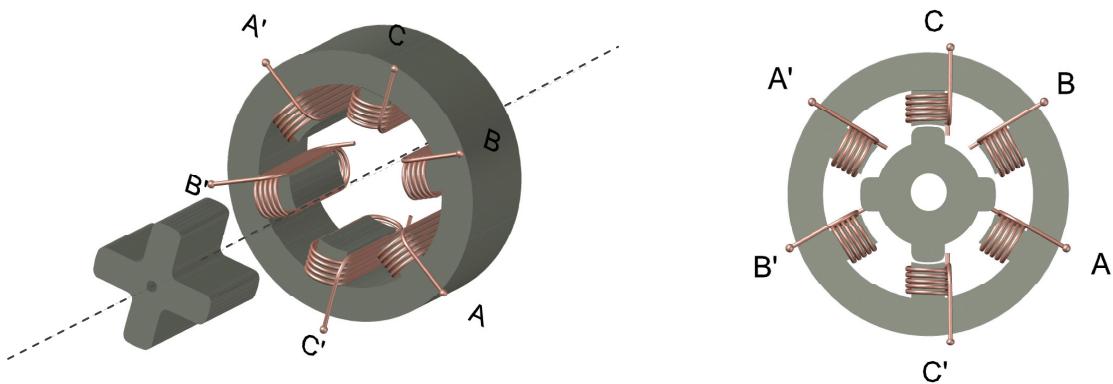


Figura 2.1 – Vistas em perspectiva e frontal do motor a relutância chaveado 6/4.

Com relação aos sistemas de acionamento para a MRV, eles apresentam estrutura similar aos sistemas de acionamento para velocidade variável, desenvolvidos para máquinas de indução ou máquinas de corrente contínua [12, 13]. Sua estrutura é composta basicamente de um conversor de energia, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas e/ou mecânicas, conforme mostrado no diagrama de blocos da Figura 2.2, que representa uma MRV que quando acionada como motor pode ser acoplado a uma carga e caso seja acionada como gerador é acoplada a uma máquina primária para o fornecimento da potência mecânica.

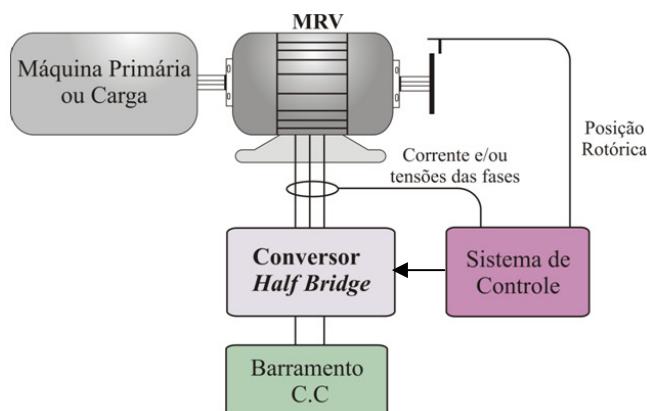


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um acionamento para MRV.

Como as máquinas elétricas podem ser classificadas levando em consideração a forma de produção de conjugado, a MRV pertence ao grupo de máquinas que produzem conjugado

devido à variação da relutância do circuito magnético, portanto, a MRV opera segundo o princípio de máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja, mínima relutância. Assim, quando uma determinada fase da máquina é energizada, os polos do rotor mais próximos da fase energizada, tendem a alinhar-se com estes, caso o rotor esteja livre [6, 12, 14]. Uma mudança cíclica na energização das fases fará com que o rotor da máquina acompanhe a sequência de energização das mesmas, desta forma, o rotor girará sincronamente à energização das fases do estator, caracterizando a operação motora [5, 6, 12].

Diante destas informações a respeito do funcionamento da MRV, fica evidenciado a necessidade do conhecimento da posição rotórica, para um correto funcionamento, tanto como motor, quanto como gerador, sendo indispensável à utilização de sensores de posição e/ou velocidade [1, 5], ou a utilização de técnica de estimativa da posição rotórica [15]. Em [16] é apresentado um estudo, relacionando as diferentes maneiras de se obter a posição rotórica de maneira direta ou indireta. Além disso, o artigo mostra comparações entre as diferentes técnicas ressaltando as vantagens e desvantagens de cada método.

Muitos autores citam a necessidade de conhecimento da posição rotórica como uma das grandes desvantagens deste tipo de máquina. Mas a máquina de indução trifásica, tipo de máquina elétrica mais utilizada no mercado, quando acionada para operar em regime de velocidade variável, utilizando técnicas de controle de alto desempenho, como controle vetorial ou controle direto de torque, também necessita do conhecimento da posição rotórica para que as transformadas de coordenadas necessárias a este tipo de controle possam ser efetuadas, existindo trabalhos que utilizam sensores de velocidade e outros que propõem técnicas de estimativa de posição [17].

Outra desvantagem da MRV bastante citada é que o conjugado produzido apresenta oscilações decorrentes de sua estrutura de dupla saliência e dos efeitos do chaveamento de corrente entre as fases, afastando a MRV de aplicações que exigem alto desempenho

relacionado à precisão, como em aplicações na área de robótica. Porém, podem ser encontrados diversos artigos que descrevem estratégias que visam minimizar estas oscilações [13, 18, 19, 20], reduzindo problemas relacionados a ruídos acústicos e a vibração mecânica [21]. A maioria das técnicas de minimização de oscilação de conjugado é baseada no controle dos instantes de aplicação e na forma de onda das correntes das fases [13, 20] e prometem com sua evolução tornar a MRV competitiva em áreas onde ainda não é cogitada a sua aplicação.

2.2 - GERADOR À RELUTÂNCIA VARIÁVEL

A máquina a relutância variável como qualquer outra máquina elétrica pode funcionar também como gerador. Neste caso, o gerador de relutância variável (GRV) é um conversor eletromecânico de energia capaz de converter energia mecânica em energia elétrica.

Para a MRV operar como gerador é necessário magnetizar as fases da máquina durante a diminuição do valor da indutância em relação variação da posição rotórica, conforme esboçado pela Figura 2.3.

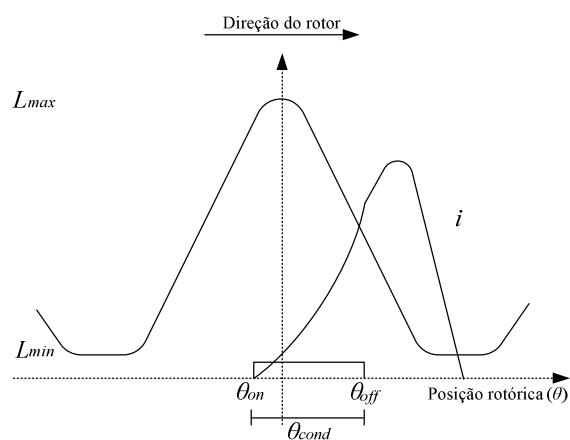


Figura 2.3 – Perfil de indutância e sinal de corrente de um gerador à relutância variável [7].

A magnetização da fase somada à entrada de conjugado mecânico no eixo faz com que apareça uma força contra eletromotriz que aumenta a taxa de crescimento da curva de

corrente, caracterizando o processo de geração de energia elétrica. Após o desligamento das chaves do conversor, os diodos que constituem o circuito de desmagnetização das bobinas são polarizados diretamente e permitem que a energia armazenada, que é a soma da energia fornecida pela fonte durante a magnetização com a energia convertida de mecânica para elétrica, descontadas as perdas, seja entregue à carga do gerador. A Figura 2.4 apresenta o desenho esquemático do conversor *half-bridge* (HB) adaptado para a MRV operar como gerador, com o circuito de alimentação da carga do GRV separado do circuito de magnetização das fases.

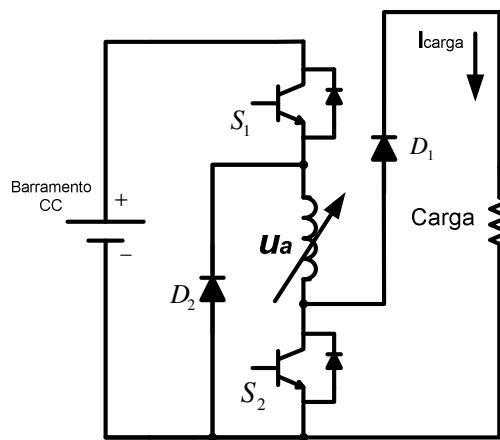


Figura 2.4 – Conversor *half-bridge* utilizado para acionar o GRV.

Os circuitos de magnetização e desmagnetização das fases da máquina operando como gerador podem ser observados nas figuras 2.5 e 2.6, respectivamente.

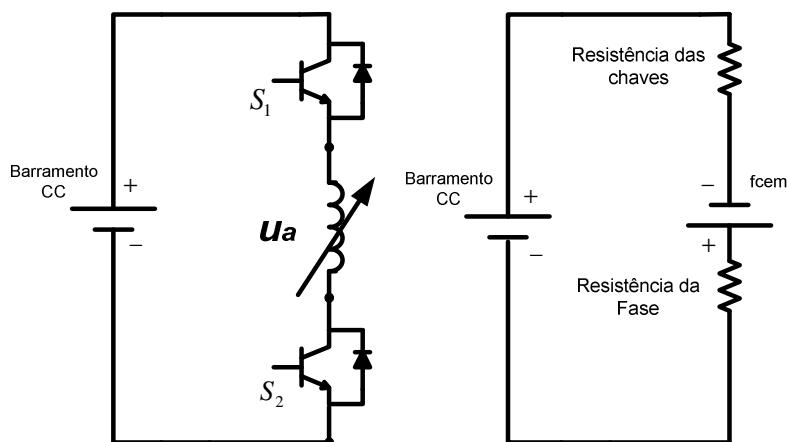


Figura 2.5 – Circuito de magnetização das fases do GRV.

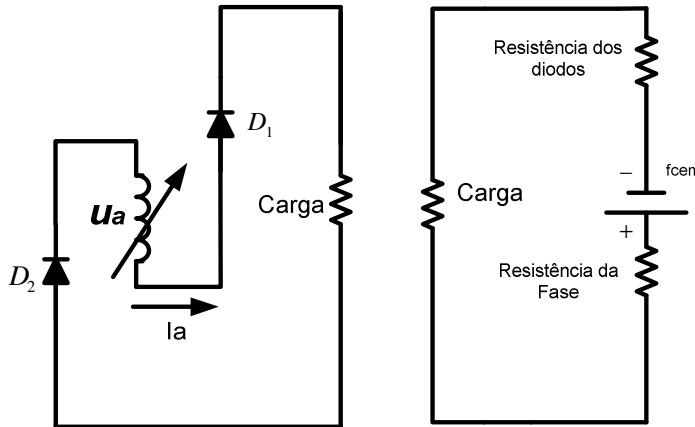


Figura 2.6 – Circuito de desmagnetização do GRV.

A crescente atenção dada ao gerador à relutância variável nas duas últimas décadas se deve às características da MRV já mencionadas na seção 2.1. Estas características construtivas somadas à operabilidade em larga faixa de variação da velocidade de operação, incluindo velocidades altíssimas, fez com que pesquisas fossem desenvolvidas no sentido de aprimorar o projeto da máquina para ser utilizada como gerador, desenvolver estratégias de controle visando otimizar a geração [22] e/ou torná-la aplicável aos sistemas já mencionados.

Com relação ao controle de corrente durante a operação como gerador, trata-se de uma tarefa difícil devido à força contra eletromotriz, na operação geradora, ser uma fonte de tensão que age de forma a aumentar a circulação de corrente na fase [7]. Mesmo durante a etapa de roda livre, ilustrada na Figura 2.6, a corrente continua crescendo, portanto é difícil implementar uma estratégia semelhante à da operação motora, onde geralmente se utiliza controlador por histerese para regular a corrente. É importante ressaltar que a falta de controle da amplitude de corrente de fase do GRV ocorre em velocidades elevadas, situação em que a f_{cem} atinge valor elevado, maior que o valor de tensão do barramento cc da carga do gerador, fazendo com que a corrente continue crescendo por algum tempo, mesmo que o controle abra simultaneamente as duas chaves relacionadas à fase em processo de excitação.

Com relação às estratégias de controle para etapa geradora, quando comparada com a MRV operando como motor, pode-se dizer que as estratégias de controle para o GRV ainda

foram pouco exploradas, existindo ainda muito para ser desenvolvido para que o acionamento do mesmo atinja o ponto desejado.

Grande parte das pesquisas existentes tem procurado desenvolver estratégias para fazer com que o GRV opere em seu ponto ótimo de geração [22, 23, 24], sendo isso importante para aplicações relacionadas à geração para sistemas de eletrificação de cidades, como em sistemas de geração eólica interligada [23]. O trabalho descrito em [22], mostra uma estratégia de controle de potência na carga, onde o controlador PI produz o valor do θ_{on} das fases do GRV para manter o valor da potência dissipada na carga em torno da referência. O valor do θ_{off} é obtido consultando uma tabela com os valores ótimos para uma dada potência e velocidade de operação.

Outro tipo de controle para GRV que tem sido estudado é o controle de malha fechada de tensão na carga do gerador, importante para aplicações embarcadas, como veiculares e aeroespaciais [25, 26, 27]. Ainda existem poucos trabalhos publicados a respeito. Na Figura 2.7, pode ser observado um diagrama de blocos de um controle de tensão na carga genérico, ou seja, o controlador poderá atuar nos ângulos de acionamento das chaves do conversor, θ_{on} ou no θ_{off} ou em ambos, simultaneamente, ou ainda no valor médio da tensão aplicada nas fases acionadas com ângulo de condução fixo. Como este tipo de controle ainda não foi muito explorado e têm grande importância para tornar a MRV competitiva em aplicações envolvendo a geração de energia, um dos focos do presente trabalho, é o estudo e o desenvolvimento de uma estratégia de controle de tensão na carga do GRV e também de uma técnica para a melhoria da conversão eletromecânica de energia.

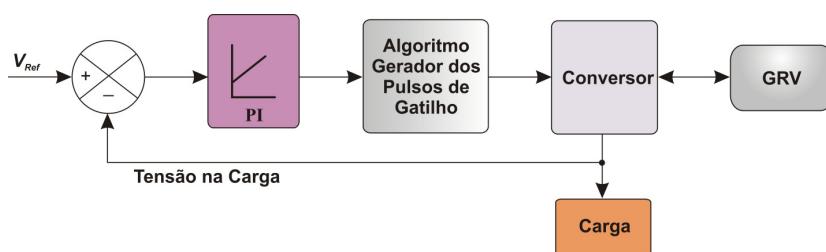


Figura 2.7 – Diagrama de blocos de um controle genérico de tensão na carga de um GRV.

2.2.1 - Técnicas de controle de tensão na carga para geradores à relutância variável (GRV)

Conforme mencionado anteriormente, a MRV é uma opção para ser usada em aplicações que requerem boa capacidade de controle e eficiência, operando em velocidade variável. Nas aplicações eólicas, por exemplo, existe a necessidade de se manter a tensão no barramento cc (link cc) com valor constante [28-31].

Existem trabalhos na literatura abordando este tipo de controle visando extrair a máxima potência do GRV independentemente de sua carga ou velocidade [22]. Nestas estratégias, a tensão na carga altera com a variação da impedância da mesma e da velocidade de operação. Estas estratégias são indicadas para aplicações em que é necessário extrair continuamente o máximo da capacidade de geração da máquina, como em turbinas eólicas interligadas ao sistema de eletrificação das cidades [22, 29].

Com relação a técnicas de controle de tensão na carga do gerador, em [32] os autores propõem uma estratégia de controle utilizando um controlador *fuzzy* para variar o ângulo de magnetização das fases do gerador. Os resultados apresentados mostram que para cargas pequenas esta estratégia produz grandes oscilações no valor de amplitude das correntes de fase do GRV, o que é indesejável já que isso reflete no conjugado eletromagnético produzido pela máquina, aumentando bastante as vibrações e ruídos.

Em [26] os autores também usaram um controlador *fuzzy* para fechar a malha de tensão na carga do GRV, porém a saída do controlador foi utilizada para variar a largura dos pulsos de gatilho aplicados às chaves do conversor de potência durante o processo de magnetização. Alguns resultados experimentais foram apresentados para diferentes velocidades de operação, mostrando que o valor de tensão estabiliza-se em torno do sinal de referência dado ao controlador, com o GRV sempre operando com valor de carga fixo.

O trabalho apresentado em [33] descreve uma estratégia de controle para GRV que emprega um controlador PI, o qual produz uma referência de corrente em função do erro entre a referência de tensão na carga e a tensão aplicada na mesma. Resultados de simulação foram apresentados e demonstraram que a estratégia proposta neste artigo apresenta uma lenta resposta aos transitórios de carga. Em [34] uma estratégia similar é apresentada, porém o controlador PI atua tanto na corrente aplicada nas fases quanto no valor do ângulo de inicio da magnetização (θ_{on}). Esta estratégia foi testada através de uma simulação computacional e não foi validada experimentalmente.

Os autores relacionados em [25] desenvolveram uma estratégia de controle de tensão para GRV que utiliza um controlador PI para gerar uma referência de potência a ser dissipada na carga do gerador. Este sinal de referência entra em outro controlador PI que, baseado no erro entre a referência de potência e a potência dissipada na carga, calculada à partir do produto entre corrente e tensão na carga, produz o valor do ângulo θ_{on} . Nesta estratégia o valor do ângulo de término da magnetização das fases, momento em que as chaves do conversor relacionadas à fase em processo de magnetização se abrem (θ_{off}), é definido utilizando uma tabela com valores de (θ_{off}) que fornece o valor ótimo tendo como entrada a velocidade de operação e a referência de potência na carga do GRV. Os autores validaram a estratégia proposta através de simulações e experimentalmente.

Devido à importância de se desenvolver as estratégias de controle de magnetização para GRV, ainda pouco exploradas, este é um dos assuntos do presente trabalho o qual será discutido com maior profundidade.

2.2.2 - Aplicações em Energia Eólica

O mercado da energia eólica é dominado pelas máquinas síncronas e assíncronas, mas o gerador a relutância variável tem sido alvo de várias investigações científico-tecnológicas, as

quais apontam o GRV como uma alternativa para tal aplicação. O vento tem regime instável e o GRV pode funcionar bem em regime de velocidades variáveis. É por isto que as investigações sobre o GRV eólico são intensas [16,30,35,37].

Máquinas colocadas em torres de mais de cem metros de altura, podem exigir uma caixa de câmbio avantajada, pesada, de manutenção frequente e difícil. Isto compromete a estrutura da torre, a eficiência e a confiabilidade do sistema, além de estreitar a faixa de velocidades operacionais. Como o GRV é intrinsecamente uma máquina em cc à velocidade variável, a conjugação da possibilidade de eliminar ou aliviar o peso da caixa de câmbio, instalada no alto da torre, e de produzir tensão alternada através de um inversor, naturalmente justifica os esforços dos cientistas para viabilizar aplicações práticas do GRV eólico [6].

A seguir são destacadas algumas pesquisas sobre o uso de GRV para o aproveitamento eólico. Em [30] os autores apresentaram um sistema eólico, com GRV em velocidade variável. Usaram duas estratégias de controle da potência de saída: ângulo de condução fixo com controle PWM ou ângulo de acionamento variável com cortes fixos. Os experimentos mostraram alta eficiência e baixo pico de corrente de fase numa ampla faixa de velocidades, com controle PWM. No entanto [35] contesta o uso do controle PWM em situações de velocidade largamente variável.

Um estudo do controle em um GRV eólico de 7,5 KW apresenta custo competitivo em relação ao motor de indução em gaiola [30]. Também trata da eficiência e confiabilidade superiores e acionamento mais barato e sugere que esse tipo de máquina ainda não foi bem investigada.

Em [36] é apresentado um estudo de um GRV de 500W com velocidade nominal de 400rpm, cujo controle da potência de saída do gerador é implementado através de lógica fuzzy. Neste caso, foi mantido fixo o ângulo de desligamento das chaves (θ_{off}) e variado o ângulo de ligamento das chaves (θ_{on}). Em [37] é apresentado estudo sobre a influência do

número de polos no rotor e no estator de um GRV eólico operando a baixa velocidade; até 100 rpm. Uma topologia alternativa de conversor para o acionamento do GRV abaixo da velocidade nominal é apresentada em [38]. Neste caso, o conversor é capaz de excitar a máquina com tensão variável de acordo com a velocidade em que se encontra. Em [38] foi feito um estudo de um pequeno sistema de geração eólica utilizando GRV. É proposto um MPPT (rastreamento de ponto máximo de potência) pelo método do controle da corrente de excitação usando uma curva de magnetização.

Outros trabalhos envolvendo o aproveitamento da energia dos ventos com o uso de GRV são reportados em [30,31, 36-40].

2.2.3 - GRV em Conexão com a Rede Elétrica

Embora existam muitos trabalhos de aplicação de GRV em energia eólica, são raros os trabalhos que tratam do GRV em conexão com a rede elétrica. Uma intensa pesquisa foi realizada onde foram estudados diversos artigos e poucos trabalhos tratam especificamente do assunto da conexão do GRV com rede elétrica. Isto se justifica pelo fato que as pesquisas sobre a máquina a relutância operando como gerador serem recentes, existindo ainda a necessidade de se evoluir nas técnicas de acionamento da MRV para este fim.

Em [41] os autores apresentam uma micro-rede utilizando GRV. A tensão gerada de 48V é amplificada para 400V por um conversor *push-pull* (CFPP) DC-DC e posteriormente um inversor PWM é projetado para fornecer tensão senoidal na saída. Para garantir o funcionamento do sistema em caso de falha do gerador, um banco de bateria fornece energia para o sistema. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados. Já em [42] é apresentado uma pesquisa sobre um GRV de 750W com um inversor com modulação SVPWM (*Space Vector PWM*) acoplado na saída. O controle da tensão gerada pelo GRV é

realizado através de um algoritmo *PID-Fuzzy*. Este artigo se limita a mostrar os resultados de simulação.

2.3 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a máquina à relutância variável, descrevendo suas principais características e aplicações. Diversos autores têm sugerido o emprego da MRV como gerador para aplicações envolvendo o aproveitamento da energia eólica. Entretanto, uma lacuna que se observa nitidamente é o tratamento da conexão do GRV com a rede elétrica. Esta tese endereça este aspecto.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM MATEMÁTICA DO GERADOR A RELUTÂNCIA VARIÁVEL INCLUINDO A SATURAÇÃO MAGNÉTICA

3.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta uma estratégia de modelagem matemática para o Gerador à Relutância Variável que incorpora os efeitos da saturação magnética. O objetivo fundamental é apresentar um modelo matemático que represente a máquina a relutância variável, suas equações elétricas e mecânicas, representação do perfil de indutância, indutância incremental, fluxo, co-energia e conjugado.

A seguir serão detalhados os modelos dos circuitos elétricos e mecânicos do gerador juntamente com as deduções das equações que exprimam o comportamento dinâmico da máquina. A representação do perfil de indutância em função da corrente e posição rotórica é realizada por meio da Série de Fourier.

3.2 - EQUAÇÕES ELÉTRICAS E MECÂNICAS

O circuito de uma fase do GRV é apresentado na Figura 3.1. A equação de uma fase pode ser escrita conforme equação 3.1.

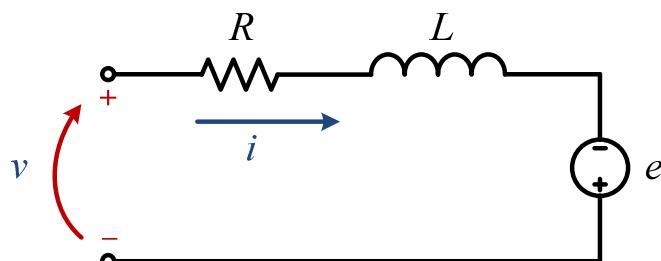


Figura 3.1 – Circuito de uma fase do GRV

$$v = Ri + \frac{d\lambda(i, \theta)}{dt} \quad (3.1)$$

A equação da tensão na fase pode ser escrita como:

$$v = Ri + L(i, \theta) \frac{di}{dt} + e \quad (3.2)$$

onde v é a tensão aplicada, i é a corrente da fase, R é a resistência da fase, L é a indutância incremental da fase e θ é a posição do rotor. Denomina-se indutância no trabalho o valor de indutância em função da posição. A variação dessa mesma indutância em função da posição e de corrente será chamada de indutância incremental.

O terceiro termo do lado direito da igualdade é a força contra-eletromotriz e , que isoladamente pode ser escrita como:

$$e = i\omega \frac{dL(i, \theta)}{d\theta} \quad (3.3)$$

Onde, $\omega = d\theta/dt$ é a velocidade angular do rotor.

A equação mecânica da máquina pode ser obtida a partir da análise da sua dinâmica de movimento. O que se observa é que no gerador a máquina primária deve fornecer conjugado mecânico (T_m) capaz de equilibrar o conjugado eletromagnético resistente, de vencer a inércia rotacional nas variações de velocidade e de vencer o atrito dinâmico nos mancais de sustentação e guia do rotor. O conjugado eletromagnético é de natureza resistente, isto é, atua de forma a se opor à causa que o provocou, de modo que é intrinsecamente negativo em relação ao sentido de rotação do GRV [6]. Assim, a equação do conjugado no GRV se apresenta na forma:

$$T_m = T_{emag} + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.4)$$

onde: T_m = conjugado mecânico aplicado; T_{emag} = conjugado eletromagnético; ω = velocidade angular; J = momento de inércia; D = coeficiente de atrito viscoso.

Para obter uma equação do conjugado eletromagnético baseou-se na Figura 3.2 que mostra a curva de magnetização típica para uma fase de um GRV em uma certa posição θ do rotor. Esta curva mostra a saturação do material magnético.

A co-energia (W^{co}) da fase de ordem j , para a posição θ do rotor, é dada por:

$$W_j^{co}(\theta, i) = \int_0^i \lambda(\theta, i) di \quad (3.5)$$

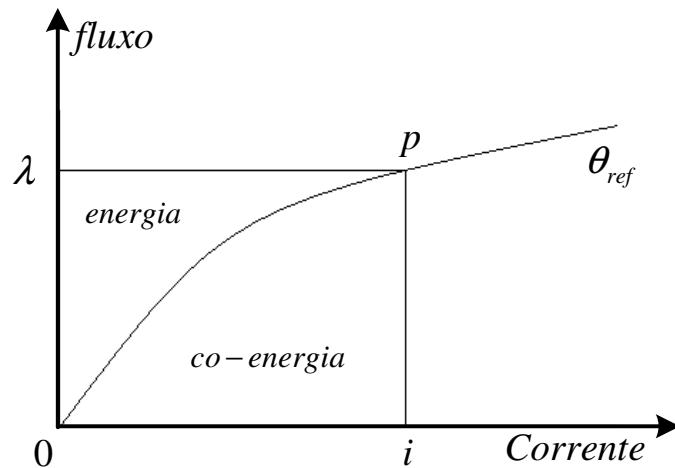


Figura 3.2 – Curva de magnetização típica para uma fase do gerador. [6]

Como esta equação se aplica a cada fase da máquina, a co-energia instantânea do GRV será dada por:

$$W^{co} = W_1^{co} + W_2^{co} + \dots + W_F^{co} \quad (3.6)$$

Ou, mais formalmente, por:

$$W^{co}(i, \theta) = \sum_{k=1}^F W_k^{co}(i, \theta) \quad (3.7)$$

Segundo [41], o conjugado eletromagnético instantâneo é dado pela equação:

$$T_{emag} = \frac{\partial W^{co}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (3.8)$$

cuja expansão é:

$$T_{emag} = \frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} + \frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} + \dots + \frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta} \quad (3.9)$$

A substituição da equação 3.4 na equação 3.9 resulta em:

$$T_m = \left(\frac{\partial W_1^{co}}{\partial \theta} + \frac{\partial W_2^{co}}{\partial \theta} + \dots + \frac{\partial W_F^{co}}{\partial \theta} \right) + D\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.10)$$

As equações elétricas 3.1, 3.2 e 3.3 e a equação mecânica do GRV podem ser agrupadas e reescritas na forma matricial, considerando-se uma máquina de três fases, conforme mostrado na equação 3.11, o que facilita o emprego de métodos numéricos para sua solução. Não foi contemplado neste trabalho o efeito das indutâncias mútuas entre as fases, uma vez que, o seu valor é inferior a 1% do valor da indutância própria da fase [6].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ T_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 \\ r_1 & r_2 & r_3 & D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a(i, \theta) & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a(i, \theta)}{\partial \theta} \\ 0 & L_b(i, \theta) & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b(i, \theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c(i, \theta) & 0 & i_c \frac{\partial L_c(i, \theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Onde:

$$r_1 = \frac{1}{2} i_a \cdot \frac{\partial L_a(i, \theta)}{\partial \theta}$$

$$r_2 = \frac{1}{2} i_b \cdot \frac{\partial L_b(i, \theta)}{\partial \theta}$$

$$r_3 = \frac{1}{2} i_c \cdot \frac{\partial L_c(i, \theta)}{\partial \theta}$$

Designando por $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $\dot{[I]}$ as matrizes na ordem em que aparecem em 3.11 obtém-se:

$$[V] = [R][I] - [L] \dot{[I]} \quad (3.12)$$

Da equação 3.12 é possível escrever a equação de estados da máquina isolando-se a matriz $\dot{[I]}$ de modo a obter:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (3.13)$$

Esta equação de estados descreve completamente o estado de cada fase da máquina a qualquer instante. Os valores de resistências e das indutâncias das fases que formam os elementos da matriz $[R]$ e $[L]$ são determinados por características construtivas da máquina. Estes são medidos em máquinas já fabricadas, ou calculadas durante a fase do projeto. A equação 3.13 trata-se de uma equação diferencial e para cada vetor de entrada $[V]$ é possível encontrar o vetor de saída $[I]$. A solução desse sistema é acessível através de métodos numéricos computacionais iterativos.

3.3 - REPRESENTAÇÃO DO PERFIL DE INDUTÂNCIA POR MEIO DA SÉRIE DE FOURIER

Conhecido o comportamento da relação fluxo enlaçado por corrente nas fases, o comportamento da máquina à relutância fica completamente acessível. De fato, todo o funcionamento da máquina é baseado nas variações de indutância $L(\theta)$ (máquina com circuito magnético linear) ou indutância incremental $L(\theta, i)$ (quando a relação fluxo enlaçado por corrente não é constante em relação à posição do rotor). Assim a representação analítica desse parâmetro, se possível, é de fundamental importância na análise do funcionamento. Como esse parâmetro varia ciclicamente em função da posição do rotor, é possível fazer sua representação utilizando-se o conceito de Série de Fourier.

A representação da indutância por meio da Série de Fourier torna-se muito atrativa pelo fato de representar com precisão os efeitos devido a saturação do circuito magnético. A

implementação deste método permite simular computacionalmente a operação dinâmica do GRV com maior precisão.

A estratégia adotada para representar o perfil da indutância incremental para diferentes correntes e posições do rotor, é baseada na aproximação da curva utilizando segmentos de linhas retas, conforme Figura 3.3. Na figura, foi adotada esta representação para a indutância por conveniência matemática [52].

As equações que representam a indutância como função da posição a partir da Figura 3.3 podem ser escritas como:

$$L(\theta) = -a_j \theta + b_j \quad (3.14)$$

para o $j^{\text{\'esimo}}$ segmento de $\theta < 0$

$$L(\theta) = a_j \theta + b_j \quad (3.15)$$

para o $j^{\text{\'esimo}}$ segmento de $\theta > 0$, onde

$$\begin{cases} a_j = \frac{l_{(j+1)} - l_j}{\alpha_{(j+1)} - \alpha_j}, \\ b_j = l_j - a_j \cdot \alpha_j, \end{cases}$$

Sendo l_j a indutância para o $j^{\text{\'esimo}}$ segmento, e α a posição associada a esta indutância.

Devido à simetria na forma de onda, a Série de Fourier contém apenas termos de cosseno, simplificando a equação final que fornece os valores da indutância analiticamente. Logo, para uma máquina com P_r polos na parte fixa do núcleo magnético, a indutância de fase é descrita por

$$L(\theta) = L_0 + \sum_{n=1}^{\infty} L_n \cos(nP_r \theta) \quad (3.16)$$

onde L_0 é um termo constante, L_n é um coeficiente associado à ordem harmônica, n é a ordem harmônica, θ é a posição e P_r é um valor associado ao número de polos do rotor. Este último está relacionado ao período da indutância G por meio de

$$G = \frac{2\pi}{P_r} \quad (3.17)$$

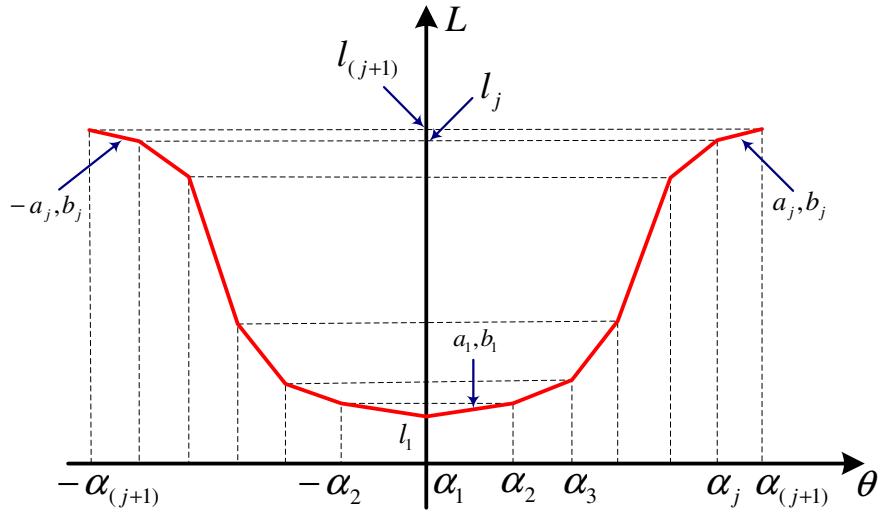


Figura 3.3 – Representação aproximada da curva da indutância utilizando “j” segmentos de linhas retas [52]

O termo constante L_0 é obtido como

$$L_0 = \frac{1}{G} \int_{-G/2}^{G/2} L(\theta) d\theta = \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m \left(\int_{-\alpha_{(j+1)}}^{-\alpha_j} (-a_j \theta + b_j) d\theta + \int_{\alpha_j}^{\alpha_{(j+1)}} (a_j \theta + b_j) d\theta \right) \quad (3.18)$$

Onde m é o número de segmentos de linhas retas utilizado. Através de manipulações matemáticas a equação 3.16 resulta em

$$L_0 = \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m [l_{(j+1)} + l_j] \cdot [\alpha_{(j+1)} - \alpha_j] \quad (3.19)$$

O coeficiente L_n da equação 3.16 é deduzido como

$$\begin{aligned} L_n &= \frac{2}{G} \int_{-G/2}^{G/2} L(\theta) \cos(nN_r \theta) d\theta = \\ &\frac{2}{G} \sum_{j=1}^m \left(\int_{-\alpha_{(j+1)}}^{-\alpha_j} (-a_j \theta + b_j) \cos(nP_r \theta) d\theta + \int_{\alpha_j}^{\alpha_{(j+1)}} (a_j \theta + b_j) \cos(nP_r \theta) d\theta \right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Desenvolvendo os termos que constituem o coeficiente L_n na equação anterior e manipulando algebricamente, a equação 3.20 fica

$$L_n = \sum_{j=1}^m \left[l_{(j+1)} \cdot A_{(j,n)} - l_j \cdot B_{(j,n)} \right] \quad (3.21)$$

onde

$$A_{(j,n)} = \frac{2}{n\pi} \left\{ \sin[nP_r \alpha_{(j+1)}] + \frac{\cos[nP_r \alpha_{(j+1)}] - \cos[nP_r \alpha_j]}{nP_r [\alpha_{(j+1)} - \alpha_j]} \right\} \quad (3.22)$$

e

$$B_{(j,n)} = \frac{2}{n\pi} \left\{ \sin[nP_r \alpha_{(j+1)}] + \frac{\cos[nP_r \alpha_{(j+1)}] - \cos[nP_r \alpha_j]}{nP_r [\alpha_{(j+1)} - \alpha_j]} \right\} \quad (3.23)$$

Por fim, a indutância $L(\theta)$ do enrolamento é obtida realizando as substituições das equações 3.18 até 3.23 na equação 3.16, resultando na expressão

$$\begin{aligned} L(\theta) &= \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m (l_{(j+1)} + l_j)(\alpha_{(j+1)} - \alpha_j) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{j=1}^m (l_{(j+1)} A_{(j,n)} - l_j B_{(j,n)}) \right) \cos(nP_r \theta) \end{aligned} \quad (3.24)$$

A equação 3.24 torna possível a construção do perfil de indutância em função da posição, que a partir de dados obtidos com softwares de análise de elementos finitos ou dados reais obtidos experimentalmente, da máquina projetada, torna-se possível sua representação pela Série de Fourier.

3.3.1 - Dependência da Indutância com a corrente – Indutância Incremental

Na máquina real, a relação fluxo enlaçado por corrente depende também da corrente de fase. Essa dependência ocorre devido ao efeito de saturação magnética do material que

constitui o circuito magnético. A Figura 3.4 mostra o perfil de indutância para diferentes valores de corrente, sendo i_1 o menor valor e i_3 o maior. Na operação da máquina as correntes variam de valores baixos a valores elevados dentro de um ciclo de operação e, portanto, a curva deve ser ajustada. Conforme mencionado anteriormente, a dependência do fluxo enlaçado com a posição do rotor e a corrente é dado o nome de indutância incremental.

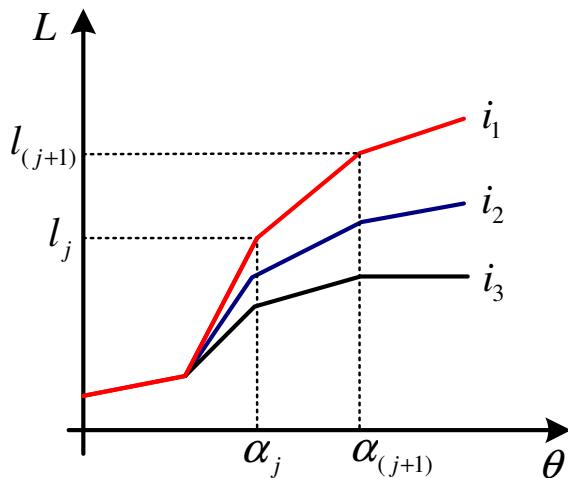


Figura 3.4 – Indutância em função da posição dividida por segmentos de linhas retas [52]

Na equação 3.24 existe a dependência da posição do rotor, termos (α_j), pelo número de segmentos de linhas retas.

A curva da indutância incremental em função da corrente corresponde aos termos l_j da equação 3.24. Estes valores mudam para cada corrente sendo possível representar analiticamente estes termos dentro da equação 3.24, através de $l_j = l_j(i, \alpha_j)$. Finalmente, a indutância incremental $L(i, \theta)$ é obtida. O último passo para representar a indutância incremental é fazendo um ajuste polinomial através de uma interpolação de terceira ordem para adequar os valores obtidos com a série de Fourier. A expressão $l_j = l_j(i, \alpha_j)$ é dada por:

$$l_j(i, \alpha_j) = C_{3j}i^3 + C_{2j}i^2 + C_{1j}i + C_{0j} \quad (3.25)$$

Finalmente, ao substituir a equação 3.24 em 3.25 obtém-se a expressão da indutância incremental.

$$L(i, \theta) = \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m (l_{(j+1)}(i, \alpha_j) + l_j(i, \alpha_j))(\alpha_{(j+1)} - \alpha_j) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{j=1}^m (l_{(j+1)}(i, \alpha_j)A_{(j,n)} - l_j(i, \alpha_j)B_{(j,n)}) \right) \cos(nP_r\theta) \quad (3.26)$$

Com este modelo matemático é possível obter resultados factíveis que levam em consideração a saturação do circuito magnético. O perfil de indutância incremental da máquina utilizada no trabalho é apresentado nas curvas das Figuras 3.5 e 3.6.

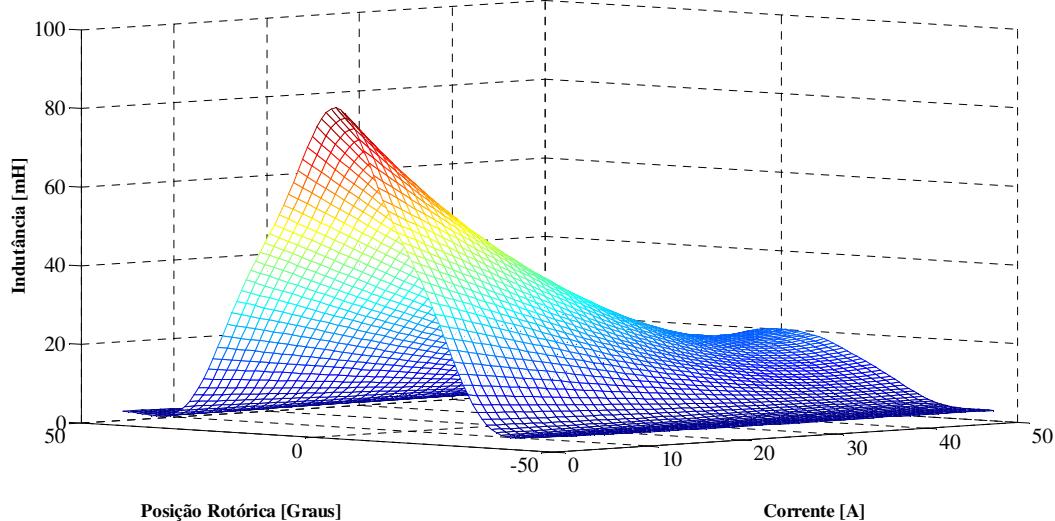


Figura 3.5 – Perfil indutância incremental em 3D para diferentes valores de corrente e posição.

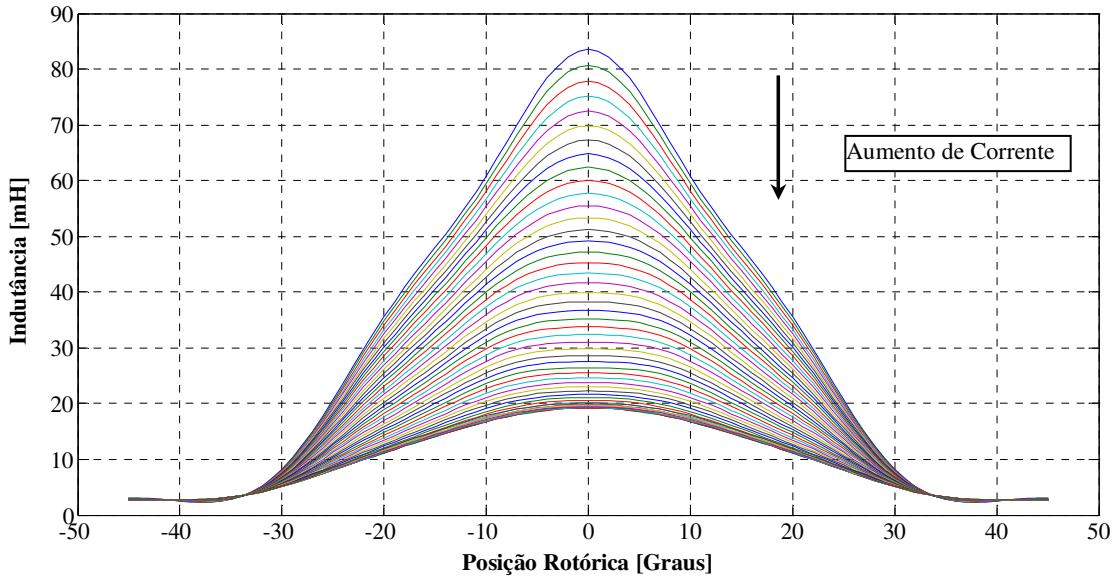


Figura 3.6 – Perfil indutância incremental em 2D para diferentes valores de corrente e posição.

3.3.2 - Expressão analítica da co-energia levando em conta a saturação do circuito magnético.

A expressão da co-energia pode ser obtida a partir da expressão de fluxo. Dessa forma, primeiramente com base na equação 3.26 da indutância incremental, a expressão que relaciona o fluxo pela corrente e posição é escrita como:

$$\begin{aligned} \lambda(i, \theta) = L(i, \theta)i = \\ \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m \left(\begin{array}{l} (C_{3(j+1)} + C_{3j})i^4 + \dots + \\ (C_{0(j+1)} + C_{0j})i \end{array} \right) (\alpha_{(j+1)} - \alpha_j) + \\ \sum_{n=1}^{\infty} \left(\begin{array}{l} \sum_{j=1}^m (C_{3(j+1)}i^4 + \dots + C_{0(j+1)}i) A_{(j,n)} \\ - (C_{3j}i^4 + \dots + C_{0j}i) B_{(j,n)} \end{array} \right) \cos(nP_r\theta) \end{aligned} \quad 3.27$$

A partir desta equação é possível obter a curva que relaciona o fluxo pela corrente e posição, conforme Figura 3.7.

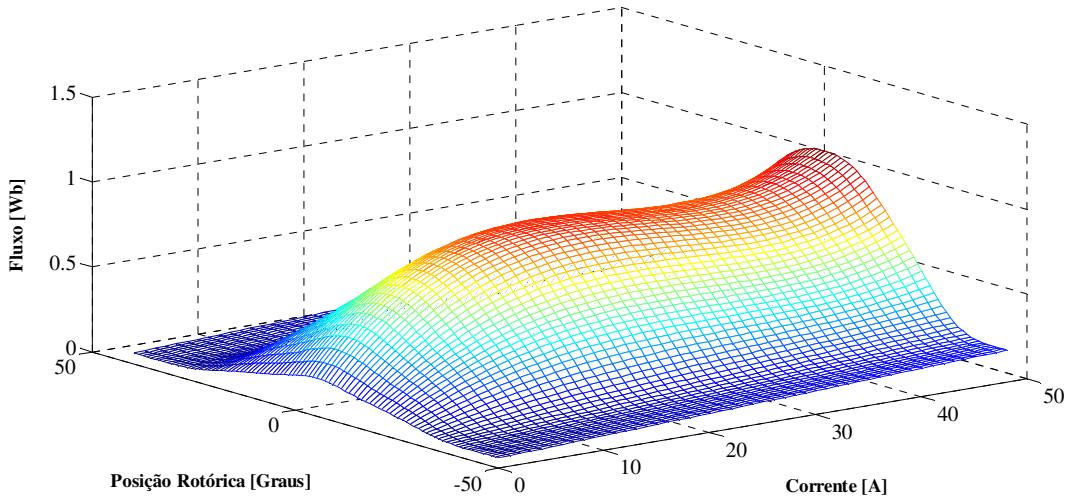


Figura 3.7 – Perfil de fluxo em 3D obtido para diferentes valores de corrente e posição.

Agora, integrando a equação 3.27 é possível obter a expressão analítica da co-energia levando em conta a saturação do material magnético. Esta expressão é apresentada na equação 3.28.

$$\begin{aligned}
 W'(i, \theta) = & \int_0^i \lambda(i, \theta) di = \\
 & \frac{1}{G} \sum_{j=1}^m \left(\left(\frac{C_{3(j+1)} + C_{3j}}{5} i^5 + \dots + \right) (\alpha_{(j+1)} - \alpha_j) + \right. \\
 & \left. \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{j=1}^m \left(\left(\left(\frac{C_{3(j+1)}}{5} i^5 + \dots + \left(\frac{C_{0(j+1)}}{2} i^2 \right) A_{(j,n)} \right) \right) \cos(nP_r \theta) \right) \right. \right. \\
 & \left. \left. - \left(\left(\frac{C_{3j}}{5} i^5 + \dots + \left(\frac{C_{0j}}{2} i^2 \right) B_{(j,n)} \right) \right) \right) \right)
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

3.3.3 - Expressão analítica do conjugado levando em conta a saturação do circuito magnético.

A equação do conjugado é escrita a partir da expressão 3.28 que representa a co-energia. Assim, o conjugado é expresso analiticamente como

$$\begin{aligned}
 T_{e_{mag}} &= \frac{\partial W(i, \theta)}{\partial(\theta)} = & (3.29) \\
 &= -nP_r \sum_{n=1}^{\infty} \left(\sum_{j=1}^m \left(\begin{array}{l} \left(\left(\frac{C_{3(j+1)}}{5} \right) i^5 + \dots + \left(\frac{C_{0(j+1)}}{2} \right) i^2 \right) A_{(j,n)} \\ - \left(\left(\frac{C_{3j}}{5} \right) i^5 + \dots + \left(\frac{C_{0j}}{2} \right) i^2 \right) B_{(j,n)} \end{array} \right) \right) \sin(nP_r \theta)
 \end{aligned}$$

A Figura 3.8 apresenta o perfil de conjugado obtido a partir da equação 3.29 para diferentes valores de posição rotórica e corrente.

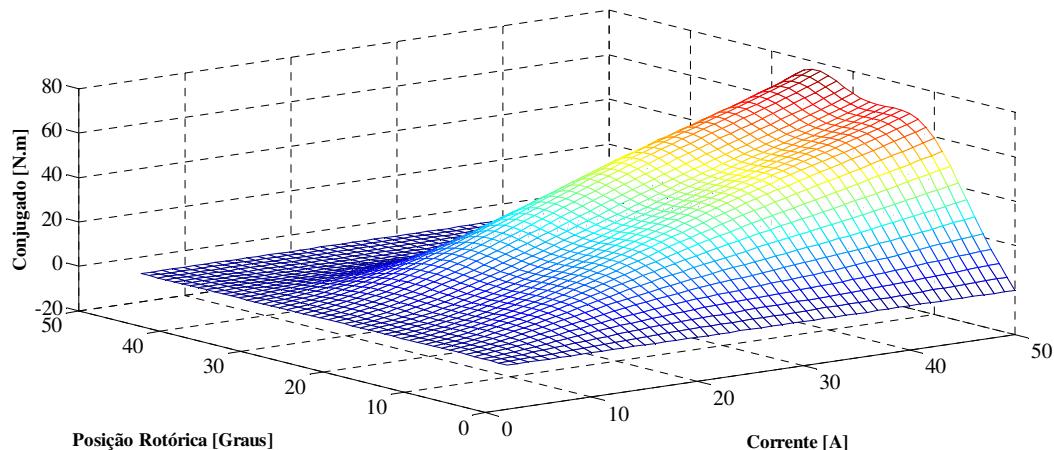


Figura 3.8 – Perfil de Conjugado em 3D obtido para diferentes valores de corrente e posição.

A grande importância de se expressar analiticamente as relações não lineares de fluxo, corrente e posição na MRV é que através da indutância incremental pode-se expressar analiticamente a co-energia e também o conjugado.

3.4 - CONCLUSÃO

Foi apresentado um modelo matemático para o Gerador a Relutância Variável que contempla a saturação do circuito magnético. O desenvolvimento completo deste modelo tornou viável a obtenção de resultados com simulação dinâmica, uma vez que as equações foram implementadas em linguagem computacional facilitando o estudo e análise do GRV em regime permanente e transitório. A simulação será apresentada no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÃO DINÂMICA DO GERADOR À RELUTÂNCIA VARIÁVEL

4.1 - INTRODUÇÃO

As simulações computacionais são de fundamental importância, pois auxiliam projetistas, engenheiros e usuários a prever o comportamento de determinados sistemas sem que estes sistemas precisem necessariamente existir ou serem modificados [6].

Basicamente a simulação de uma máquina elétrica consiste em solucionar de forma computacional o seu modelo matemático e permitir que sua dinâmica possa ser observada ao longo do tempo com razoável grau de precisão. Os resultados obtidos de simulações podem melhorar projetos e reduzir seus custos, bem como contribuir para a compreensão experimental do sistema projetado.

Neste Capítulo é apresentada a simulação computacional completa realizada em ambiente Matlab/Simulink, usando o modelo não linear do GRV apresentado no capítulo anterior. A modelagem matemática utilizada para o desenvolvimento da simulação foi apresentada no Capítulo 3, onde as equações foram mostradas, bem como a representação da indutância através da Série de Fourier.

4.2 - CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA

Em sua operação como gerador, a máquina à relutância variável necessita de um conversor que forneça excitação para que a mesma possa gerar energia elétrica. Na literatura são apresentadas várias topologias de conversores utilizados para operação da máquina como

motor e que podem ser utilizados na operação como gerador; entre estes, o conversor meia ponte assimétrico conhecido como conversor clássico ou *Half-Bridge* (HB) [6].

Nenhum conversor foi ainda definido como padrão para operação do GRV. Entretanto, o mais utilizado devido as suas características operacionais, é o HB. O circuito deste conversor para uma máquina 6x4 é apresentado na Figura 4.1 e algumas de suas características são detalhadas no decorrer do trabalho.

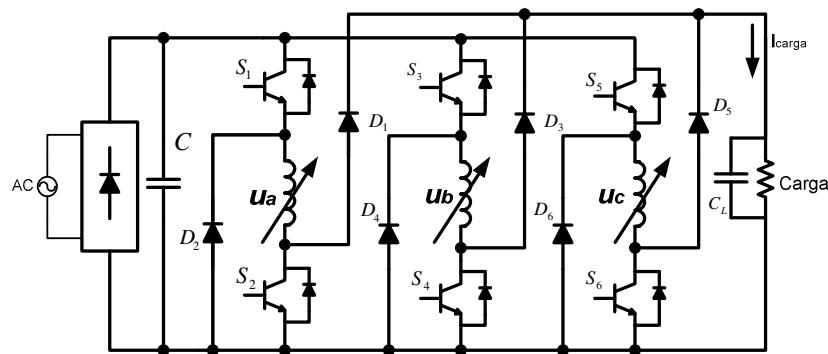


Figura 4.1 – Perfil Conversor HB

4.3 - PROTÓTIPO DO GRV

Para a implementação da simulação foi utilizada uma máquina a relutância variável de 5kW, 6x4 mostrada na Figura 4.2 [47]. Este protótipo fornece os parâmetros para a simulação. O projeto do protótipo foi desenvolvido em trabalhos anteriores no laboratório de acionamentos elétricos da UFU, bem como a assistência à fabricação.



Figura 4.2 – Foto do protótipo do GRV de 5kW 6x4

As principais características da máquina são apresentadas na tabela 4.1.

TABELA 4.1
Dados do Protótipo do GRV

Características	Valores
Potência de Saída	5,0 KW
Atrito Viscoso	0.006 N.m.s
Indutância (Posição Alinhada)	0.07748 H
Indutância (Posição Desalinhada)	0.00262 H
Momento de Inércia	0.04806 kg.m ²
Resistência do enrolamento de fase	0.5 Ω

4.4 - O MODELO COMPUTACIONAL

O modelo computacional desenvolvido para verificar o comportamento dinâmico do GRV considera todos os elementos necessários ao acionamento da máquina. A Figura 4.3 apresenta o fluxograma da simulação.

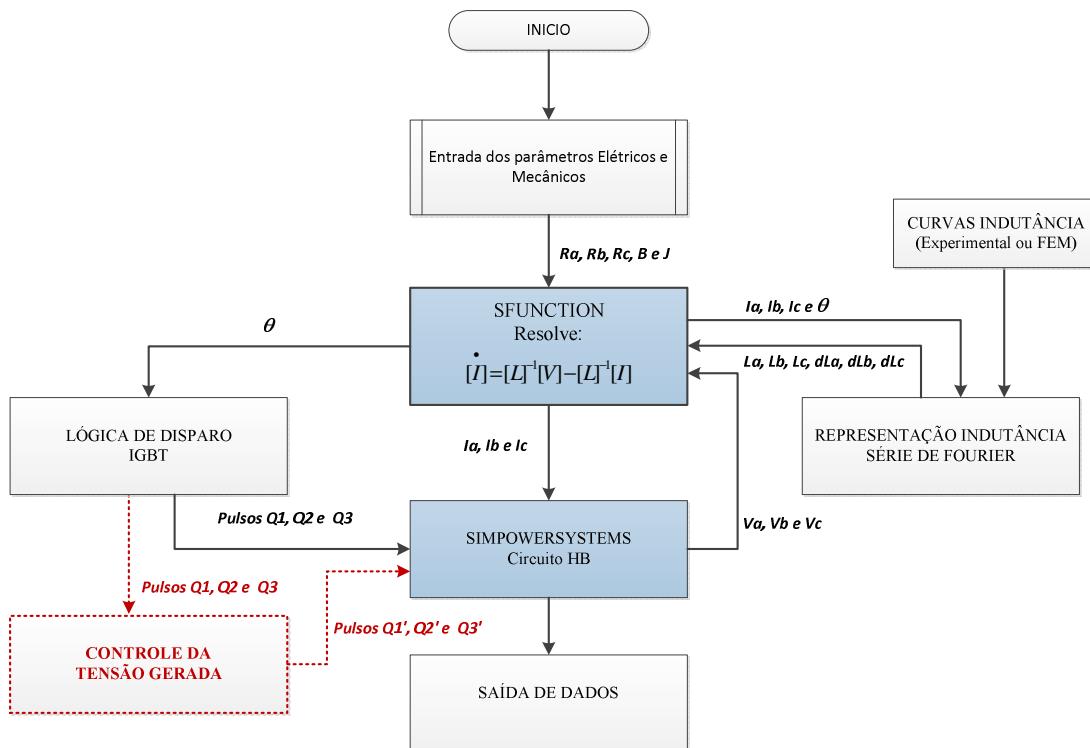


Figura 4.3 – Fluxograma do modelo computacional utilizado na simulação do GRV.

Este modelo computacional contempla a simulação do GRV em malha aberta e em malha fechada com controle da tensão gerada. Com a biblioteca *Simpowersystem* foi possível fazer a simulação do conversor HB através de circuitos eletrônicos e sua interação com as variáveis vindas da resolução das equações diferenciais elétricas e mecânicas do GRV.

A Figura 4.4 apresenta os principais componentes utilizados para simular o conversor de potência. Esses componentes permitem ser configurados com parâmetros do protótipo real. Assim, o GRV foi simulado na forma de diagrama de blocos, conforme pode ser visto na Figura 4.5. Uma fonte de tensão cc externa foi adicionada ao modelo para permitir a excitação do GRV com diversos valores de tensão. Um capacitor foi colocado na saída do GRV para filtrar a tensão gerada que possui característica pulsada, devido à contribuição de cada fase da máquina no processo de geração de energia elétrica.

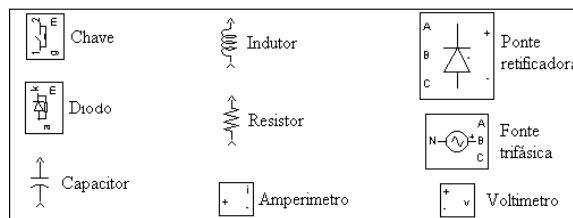


Figura 4.4 –Alguns itens elétricos disponíveis no *SimpowerSystems Toolbox* do *MATLAB*.

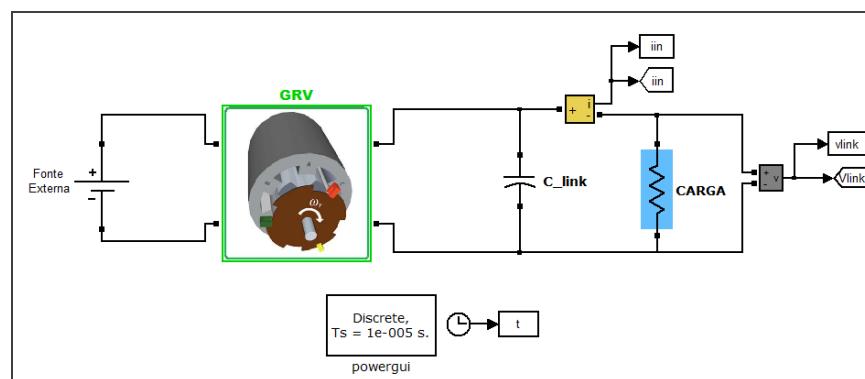


Figura 4.5 – Diagrama da simulação.

O bloco GRV da Figura 4.5 é composto por um conversor HB, uma fonte corrente controlada que simula o enrolamento de fase, um bloco com a lógica de disparo das chaves e

uma função *S-Function* onde são inseridas todas as expressões em matrizes de estados, conforme Figura 4.6 e Figura 4.7.

No subsistema do circuito elétrico do conversor HB mostrados na Figura 4.6, são utilizados medidores de tensão para encontrar os valores de tensão nas fases (Va, Vb, Vc), que são os dados de entrada da matriz de estados do GRV. Os parâmetros g1, g2, g3 da parte central do conversor HB são os sinais de disparo para as chaves das fases, os quais respondem pelo início e pelo término da excitação em cada uma delas. O disparo das chaves é definido pela posição angular instantânea do rotor.

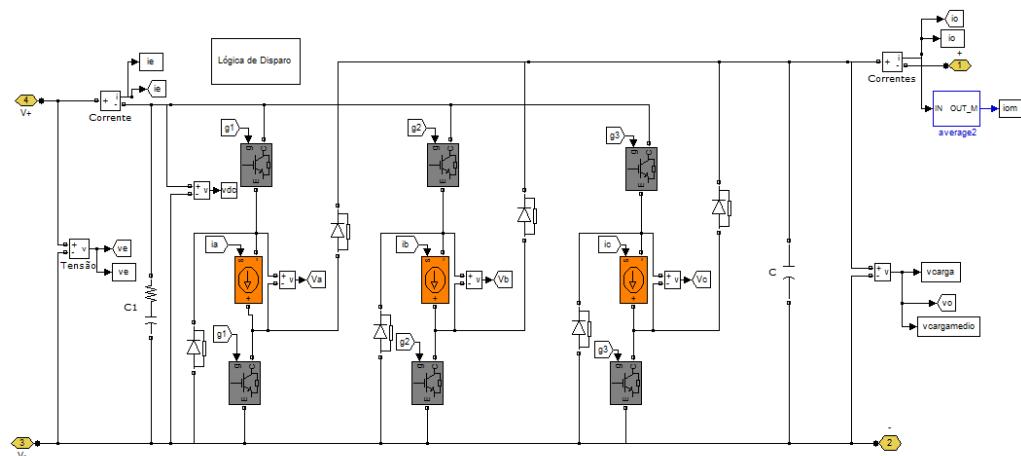


Figura 4.6 – Diagrama de blocos da simulação computacional do conversor HB

A simulação consiste basicamente de dois subsistemas, matriz de estados, programada em linhas de código através da função Function_GRV (Figura 4.7), e representação elétrica do conversor por diagrama de blocos (Figura 4.6), o que sugere à necessidade de integração entre eles.

No caso da função Function_GRV, ela foi desenvolvida para resolver no domínio do tempo as matrizes de estados do modelo matemático da máquina. Tem como entradas as tensões de fase e o conjugado mecânico aplicado, que é calculado dinamicamente com base nos parâmetros do protótipo e nos valores instantâneos das variáveis de saída da matriz de estados. Essas variáveis de saída são: correntes de fase, velocidade angular ω e a posição do

rotor θ . Outra entrada desta função é o valor da indutância em relação à posição rotórica e corrente na fase que vem de uma função específica (“indu.m”) criada para a geração da indutância incremental por Série de Fourier.

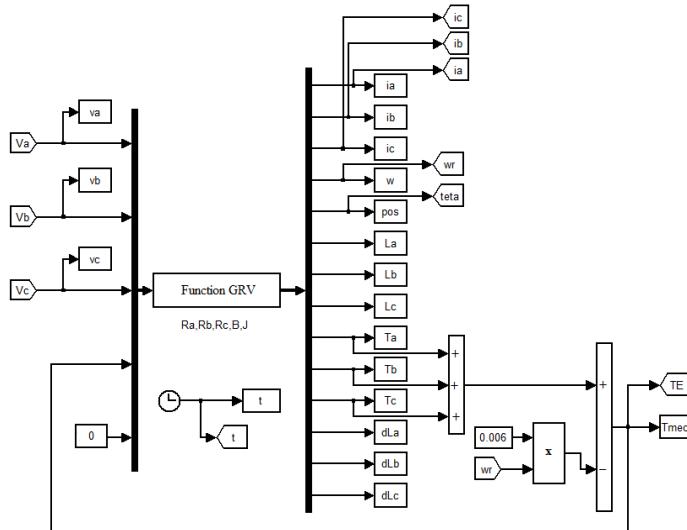


Figura 4.7 – Subsistema computacional para solução da matriz de estados.

Este é um processo de solução no domínio do tempo e iterativo. Os valores simulados para tensão em cada fase do GRV a cada interação realimentam o subsistema para a integração numérica seguinte. Os parâmetros da máquina, como coeficiente de atrito, momento de inércia e resistências de fase, são configurados com os valores do protótipo [47].

Como etapa final para o desenvolvimento do modelo computacional, foi criada uma rotina que gera os pulsos de gatilho para acionar as chaves controladas, que permitem magnetizar as fases, no momento correto. Para tanto, é necessário conhecer as características físicas da máquina acionada.

No caso, a máquina utilizada possui 6 polos no estator deslocados entre si de 60 graus mecânicos e 4 polos no rotor defasados de 90 graus conforme apresentado na Figura 4.8. As indutâncias para as fases A, B e C para um determinado valor de corrente são apresentadas na Figura 4.9.

Assim, foi estabelecido um subsistema onde o parâmetro de entrada é a posição angular da máquina e os parâmetros de saída são os pulsos nas chaves de cada fase. A lógica de controle e geração dos pulsos de disparo do conversor HB é mostrada nas Figuras 4.10 e 4.11. Para a preparação do algoritmo de chaveamento é necessário conhecer a posição do rotor, que é a entrada do bloco da Figura 4.10. Após ser elaborada toda a lógica, a saída desse bloco fornece os pulsos de disparo para as chaves semicondutoras.

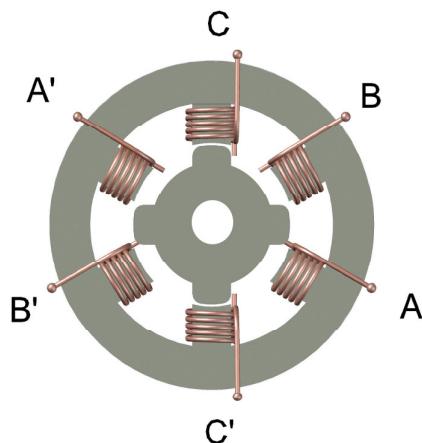


Figura 4.8 – MRV 6/4 com três fases.

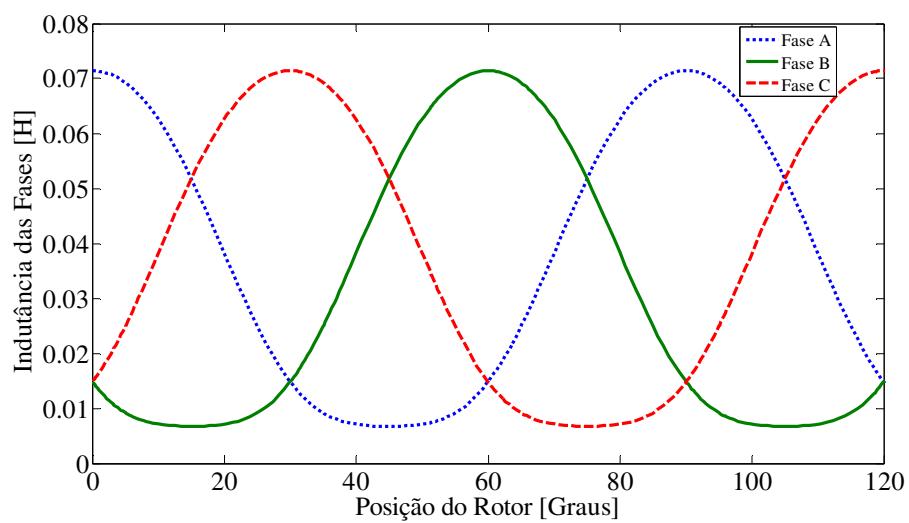


Figura 4.9 – Perfis de indutâncias das fases em relação à posição do rotor.

No interior do bloco denominado “Lógica de Controle e Disparo dos IGBT’s” encontra-se o arranjo ilustrado na Figura 4.11, responsável pela lógica de controle e geração

dos pulsos de disparo das seis chaves que compõem o conversor HB.

As ondas “dente de serra” mostradas na Figura 4.12 representam as posições do rotor para as fases A, B e C apropriadamente defasadas de 60 graus entre si. Observa-se que a cada 90 graus a posição do rotor é reinicializada e a saída final são as posições nomeadas de tetaa, tetab e tetac. Posteriormente, essas posições são comparadas com os ângulos previamente estipulados θ_{on} e θ_{off} .

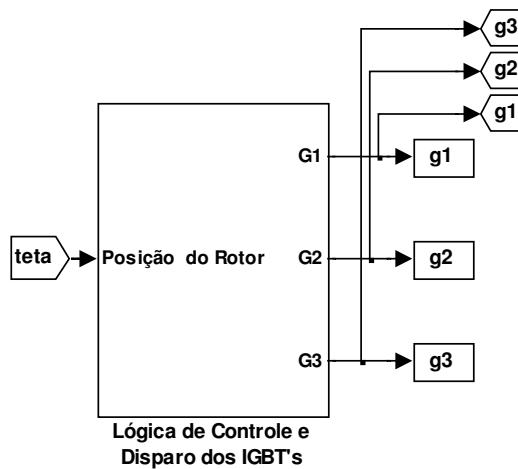


Figura 4.10 – Lógica para controle e geração dos pulsos de disparo dos IGBT's do conversor *Half-Bridge*.

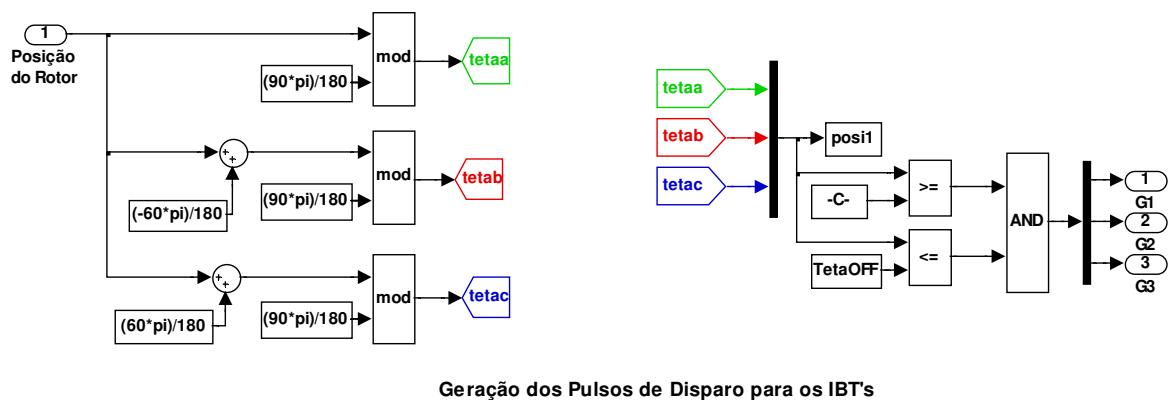


Figura 4.11 – Interior do bloco lógica para controle e geração dos pulsos

A Figura 4.13 ilustra a indutância para a fase A e o pulso de gatilho para o respectivo “braço” do conversor. Para a operação da máquina à relutância variável como gerador, as chaves do conversor devem ser acionadas na região de decrescimento da indutância. A Figura 4.13 mostra essa situação em que o pulso de gatilho é aplicado na região de decrescimento da indutância e sua duração foi fixada em 30° . Vale ressaltar que na estratégia computacional implementada, é possível a variação dos ângulos de ligamento e desligamento dos IGBT’s.

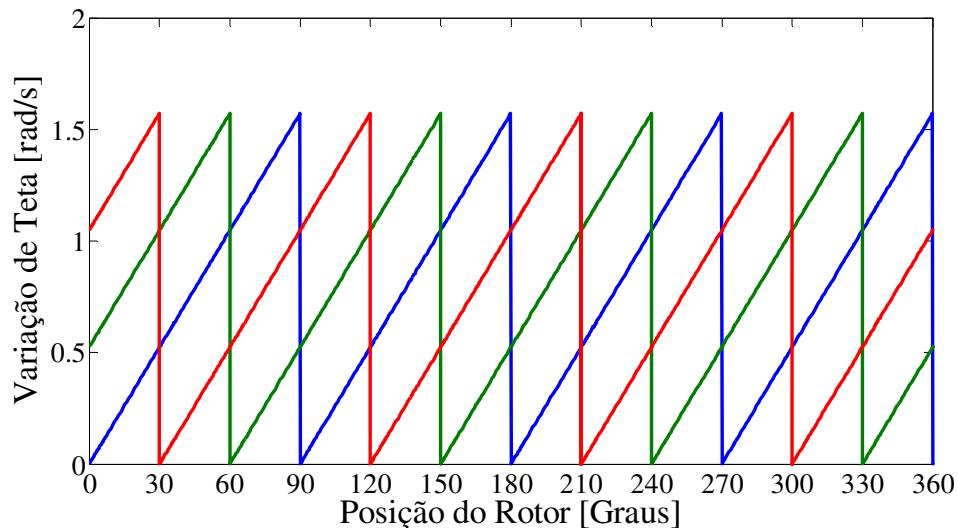


Figura 4.12 – Variação de θ em rad/s

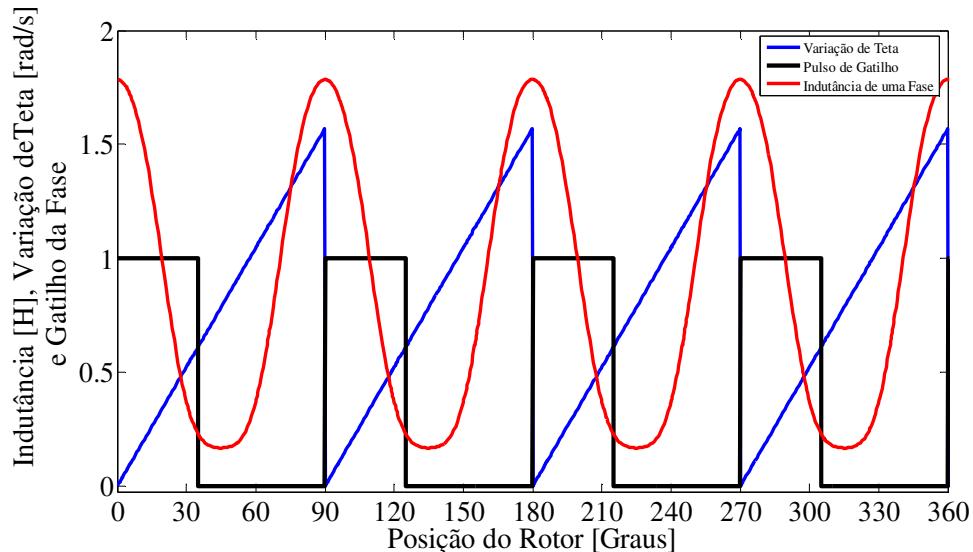


Figura 4.13 – Variação de indutância, variação de θ e gatilho em uma fase

4.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Para simular a máquina à relutância como gerador foram adotados os seguintes critérios: inicialmente foram mantidas constantes a velocidade de rotação e a carga resistiva em 1500rpm e $25\ \Omega$ respectivamente. Após vários testes de simulação o ângulo de disparo das chaves (θ_{on}) para início da excitação da fase foi escolhido e fixado em -3 , isto é, antes do completo alinhamento entre o polo do rotor e o polo do estator, o que ocorre em 0° . A energização de cada fase é usualmente iniciada antes de atingir o alinhamento, para que durante o período de decréscimo de indutância, quando é produzido conjugado gerador, a corrente já tenha atingido certa intensidade.

Na simulação do conversor HB, foram utilizadas chaves semicondutoras considerando os valores das resistências internas. O valor de resistência dos enrolamentos das fases também foi considerado. Uma fonte CC foi utilizada como sistema de excitação das bobinas de fase.

A máquina foi simulada até 2 segundos e a velocidade se mantém constante ao longo de toda a simulação. A Figura 4.14 mostra as curvas de indutância e de corrente para uma das fases do gerador. Aqui é possível perceber que os pulsos de corrente acontecem no decaimento da indutância devido ao pulso de acionamento das chaves serem aplicados justamente na derivada negativa da indutância. A corrente da fase A atinge cerca de 22A para este ponto de operação.

A Figura 4.15, detalha o comportamento da amplitude das correntes das fases A, B e C para toda a simulação. Na etapa inicial da geração há um breve transitório das correntes que atingem valores elevados de pico. A Figura 4.16, mostra um *zoom* aplicado em regime permanente, onde pode ser visto que existe uma intercessão entre os sinais de correntes das fases. Esta intercessão acontece entre os períodos de desmagnetização de uma fase e magnetização da fase seguinte.

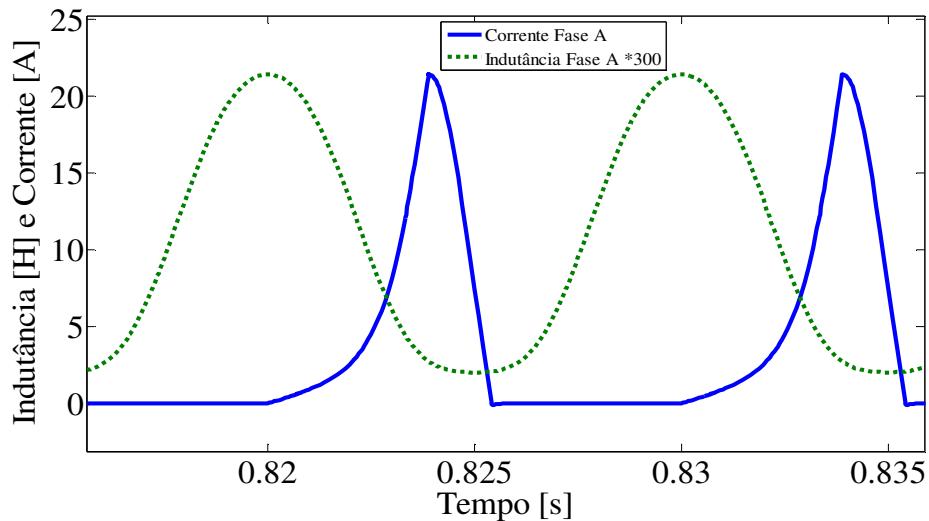


Figura 4.14 – Curvas de corrente e indutância em uma das fases do GRV.

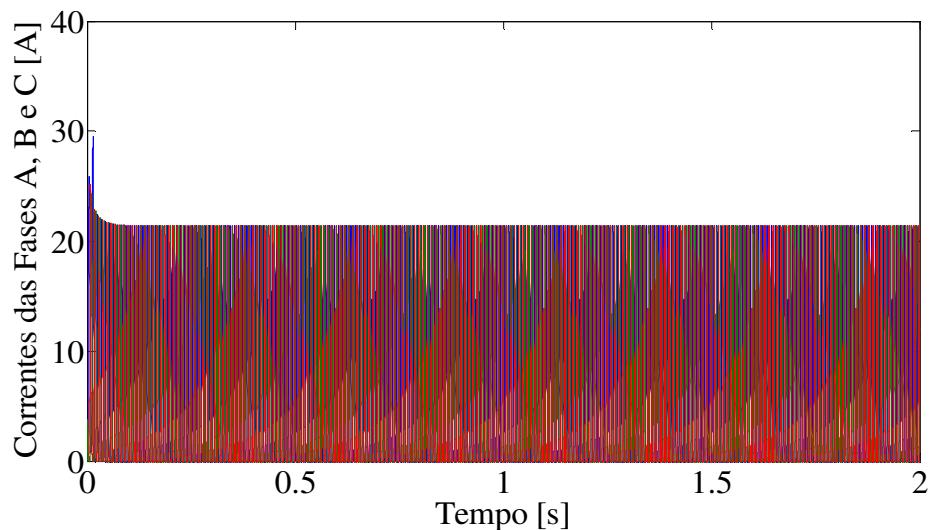


Figura 4.15 – Sinais de corrente nas fases do GRV.

A Figura 4.17 mostra as curvas de tensão, corrente e pulso de gatilho das chaves para uma das fases do GRV. Foram destacadas a parte do sinal de tensão onde a excitação ocorre, e a parte do sinal de tensão onde a energia armazenada na fase flui para a carga, chamada de geração. Esta figura mostra a dinâmica de funcionamento de uma fase da máquina. No período em que a chave controlada do conversor está conduzindo, a tensão resultante na bobina é a tensão CC de excitação, menos a queda ocasionada pela resistência interna da

chave. Isso explica a pequena queda na parte superior do gráfico. Nesse mesmo intervalo a corrente na fase aumenta até cessar o período de excitação.

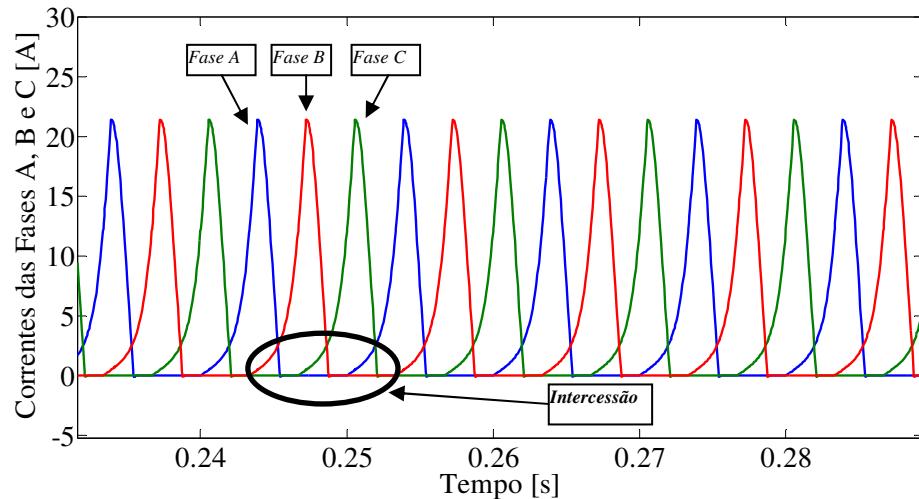


Figura 4.16 – Zoom nos sinais de corrente nas fases do GRV.

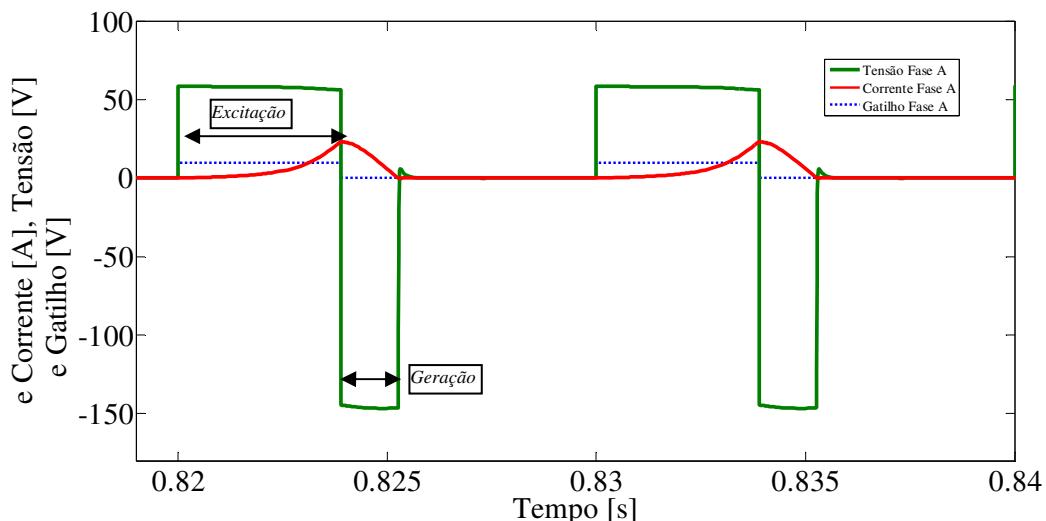


Figura 4.17 – Sinais de tensão na fase A, corrente na fase A e o respectivo sinal de gatilho.

No período de geração, a chave controlada não está conduzindo, o diodo entra em condução e entrega à carga a energia gerada pelo enrolamento da fase, juntamente com a energia advinda da fonte de excitação.

A curva de conjugado eletromagnético produzido pela máquina operando como gerador é apresentado na Figura 4.18. Pode ser visto que o sinal do mesmo é negativo já que a máquina esta produzindo conjugado eletromagnético contrário ao conjugado mecânico fornecido pela máquina primária.

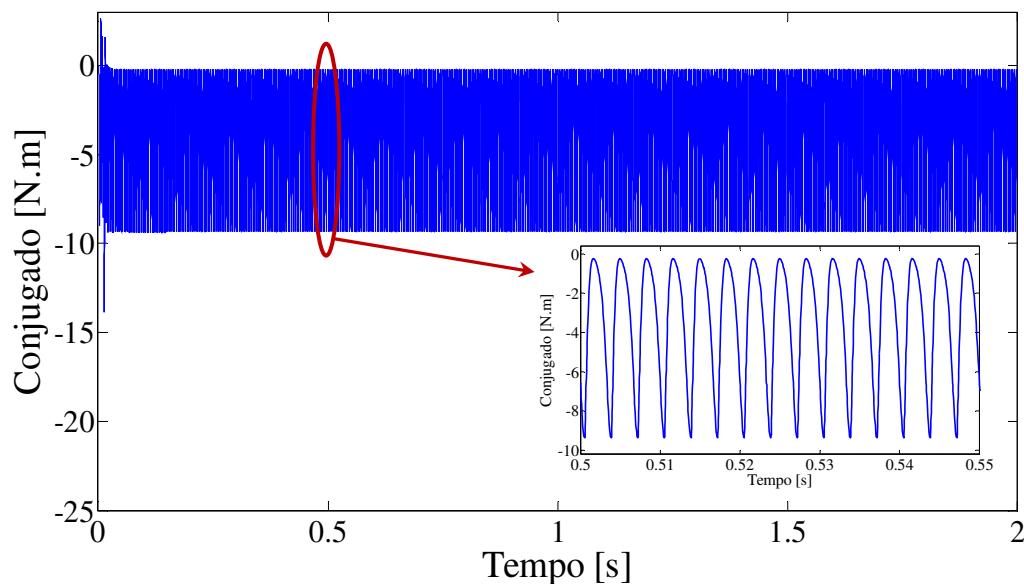


Figura 4.18 – Sinal de conjugado eletromagnético do GRV.

A área destacada no gráfico da Figura 4.18 evidencia o conjugado em regime permanente. O comportamento oscilante do conjugado produzindo pela máquina é visível.

A fim de verificar o comportamento do GRV em função da excitação, foram realizadas simulações para diversos valores de tensão de excitação: 50, 60V, 80V e 100. Os gráficos das formas de ondas de corrente e tensão de fase, tensão gerada, bem como as potências médias de excitação, mecânica e gerada são apresentadas a seguir.

- **Excitação: 50V – Velocidade: 1500rpm – Carga: 45Ω**

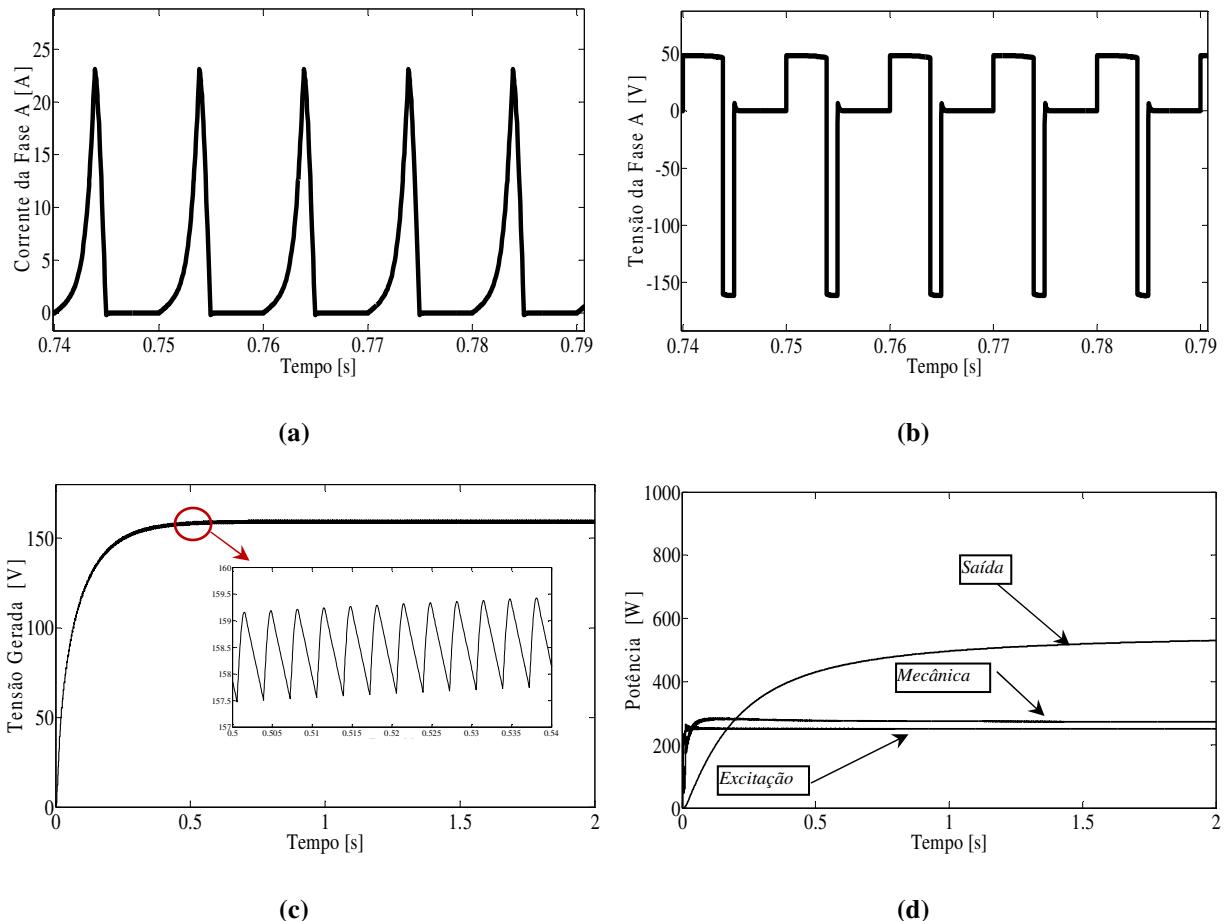
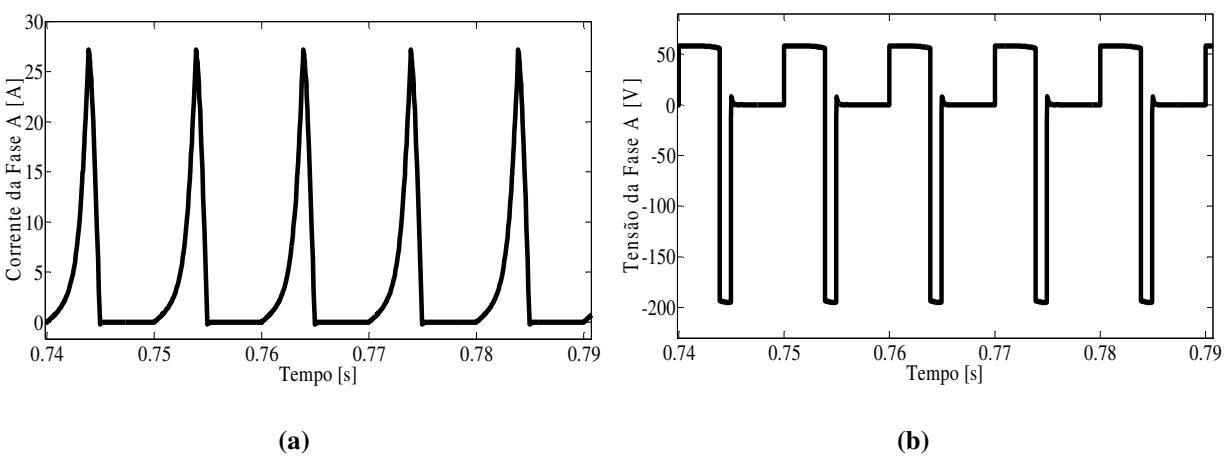


Figura 4.19 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).

- **Excitação: 60V – Velocidade: 1500rpm – Carga: 45Ω**



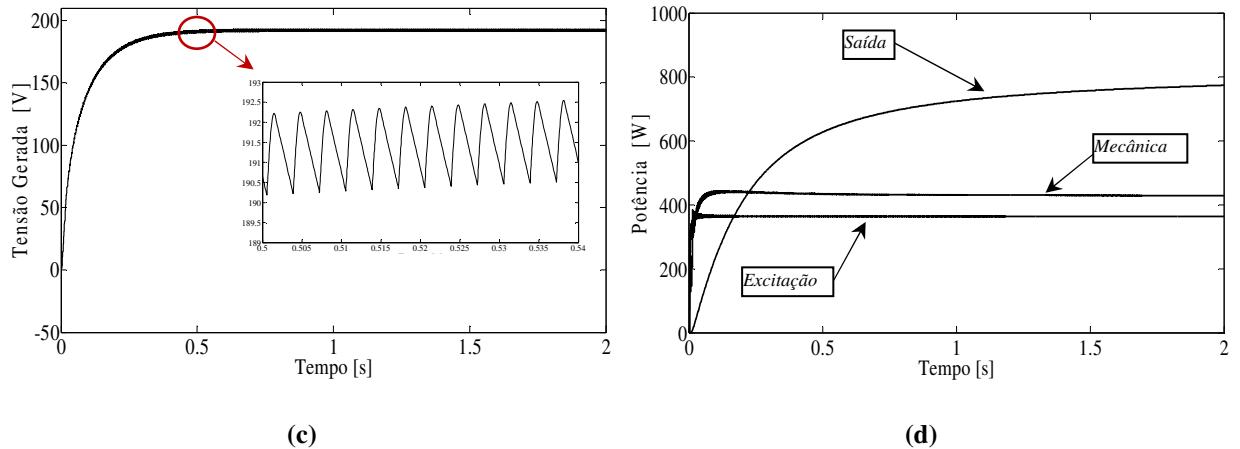


Figura 4.20 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).

- **Excitação: 80V – Velocidade: 1500rpm – Carga: 45Ω**

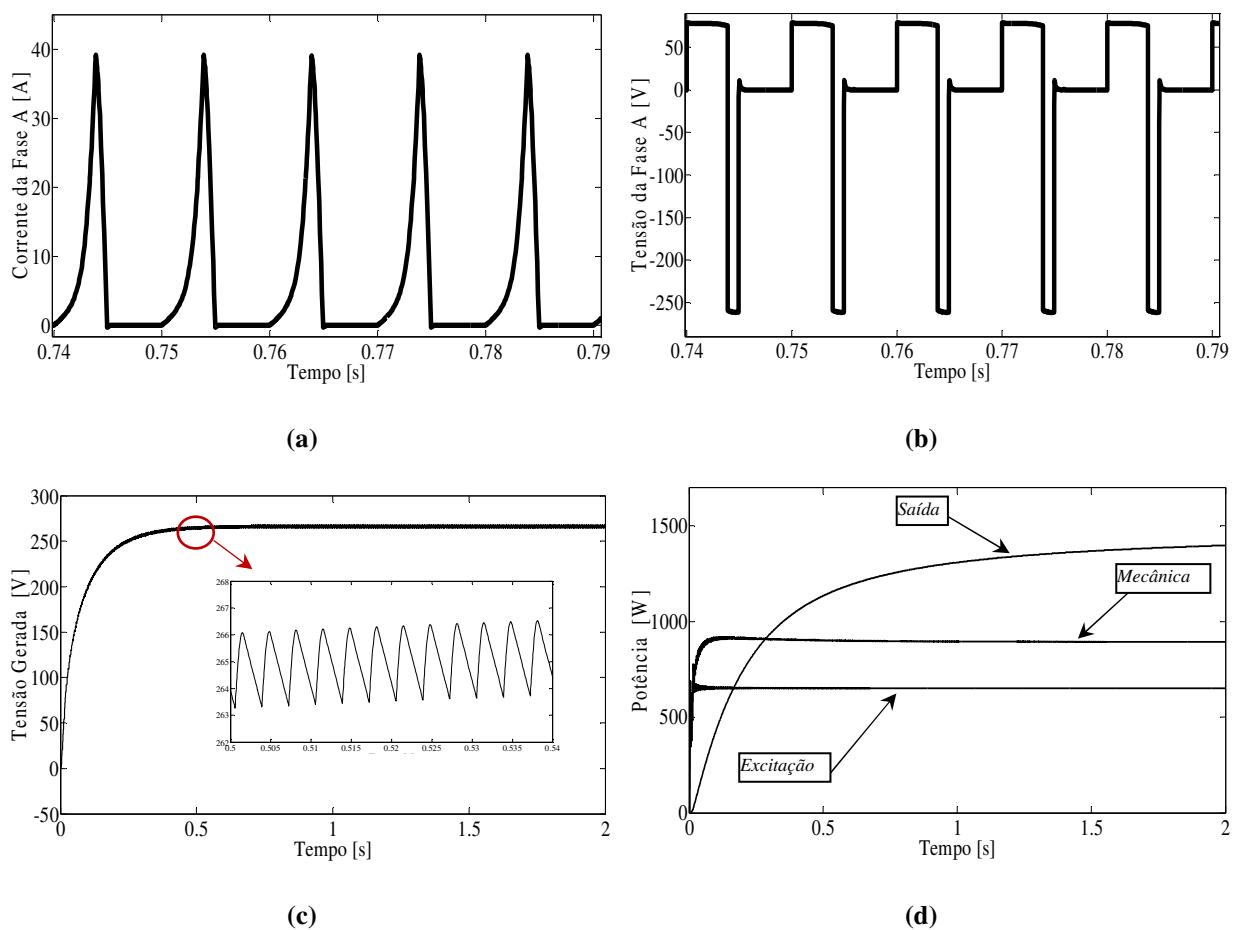


Figura 4.21 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).

- Excitação: 100V – Velocidade: 1500rpm – Carga: 45Ω

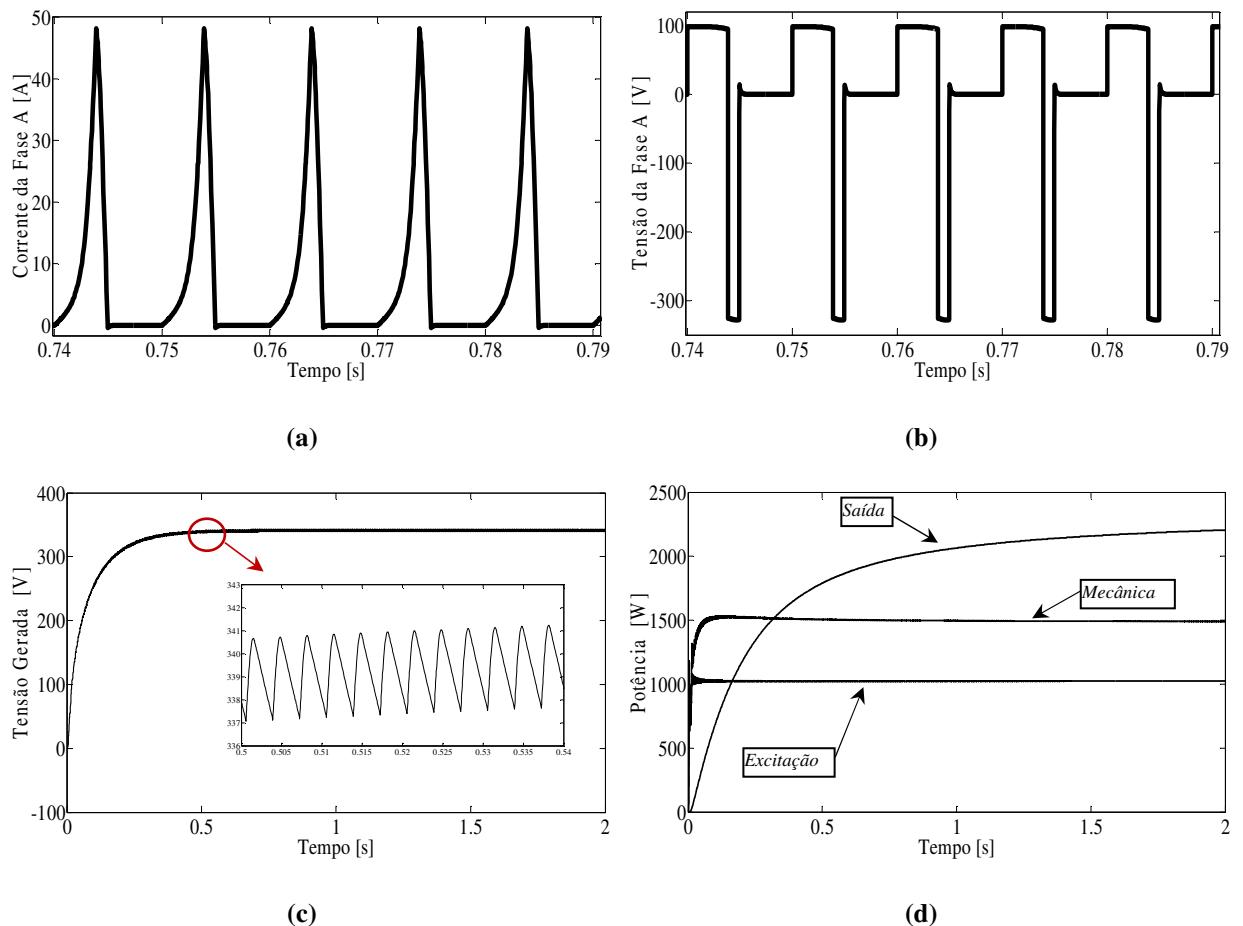


Figura 4.22 – Curvas de corrente na fase A (a), Tensão na fase A (b), Tensão Gerada (c) e Potência de Excitação, Mecânica e de Saída (d).

Nas curvas de corrente de fase da máquina apresentadas nos gráficos das Figuras 4.19a até 4.22a, os valores de pico de corrente são relativamente grandes. O que implica no uso de chaves (MOSFET, IGBT, etc) mais robustas.

As curvas de tensão gerada aplicada na carga resistiva do GRV (tensão terminal) para diversos valores de tensão de excitação são apresentadas nas Figuras 4.19c até 4.22c. Pode ser observado que elas crescem exponencialmente no início da simulação devido ao carregamento do capacitor utilizado na filtragem da tensão produzida pelo gerador. Esta tensão possui característica pulsada devido ao chaveamento das fases. Já em regime permanente, pode ser

observada uma oscilação de amplitude em torno de 2V presente no sinal de tensão. Esta oscilação foi apresentada com mais detalhes na ampliação do sinal presente na curva da de zoom para cada figura. A Figura 4.23 mostra um resumo dos valores em regime das curvas apresentadas nas Figuras 4.19c até 4.22c, evidenciando que com o aumento da tensão de excitação ocorre um aumento na tensão gerada.

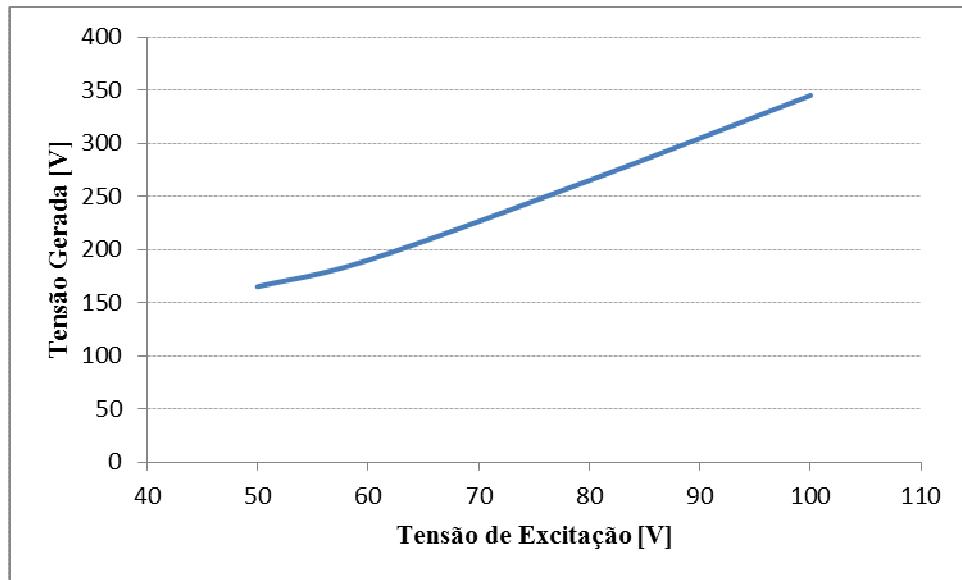


Figura 4.23 – Gráfico de Tensão gerada em função da tensão de excitação

Outro ensaio em simulação foi realizado para verificar o comportamento do GRV em função dos ângulos de magnetização das fases θ_{on} e θ_{off} .

Foram obtidas diversas combinações de ângulos θ_{on} e θ_{off} em função da potência gerada. A velocidade foi mantida constante a 1500 rpm e tensão do barramento CC em 60 V e carga de 25Ω . A operação do GRV depende muito da combinação dos ângulos θ_{on} e θ_{off} uma vez que esses parâmetros têm uma forte influência sobre a forma de onda de corrente de excitação. A Figura 4.24 mostra o gráfico do comportamento da potência gerada em função dos ângulos de magnetização.

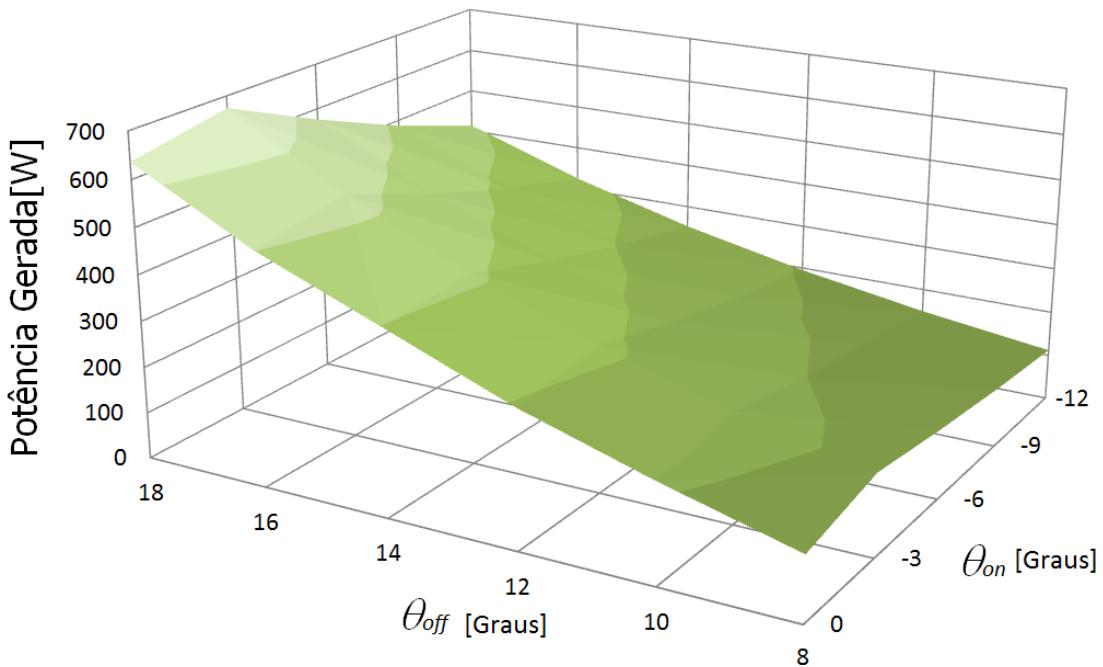


Figura 4.24 – Comportamento da potência gerada em função de θ_{on} e θ_{off}

Percebe-se na nesta figura, que o ângulo de fechamento das chaves (θ_{on}) tem pouca influência sobre a potência gerada, que diminui ligeiramente quando esse ângulo vai para valores pequenos. Por outro lado, o ângulo de desligamento (θ_{off}) tem uma grande influência sobre a potência gerada.

Dessa forma, nos testes de simulação a seguir apresentados, o ângulo de fechamento das chaves (θ_{on}) foi mantido fixo em -3 graus em relação à posição de alinhamento. O ângulo θ_{off} foi variado em passos de 3 graus no intervalo entre 15 e 30 graus.

A Figura 4.25 mostra as curvas de corrente na fase A do GRV em função da variação de θ_{off} . Percebe-se que quanto maior o ângulo de desligamento, maior é a corrente de fase e consequentemente maior é a tensão gerada conforme mostrado na Figura 4.26. Existem trabalhos na literatura que tratam da otimização dos ângulos de excitação do GRV [53,54].

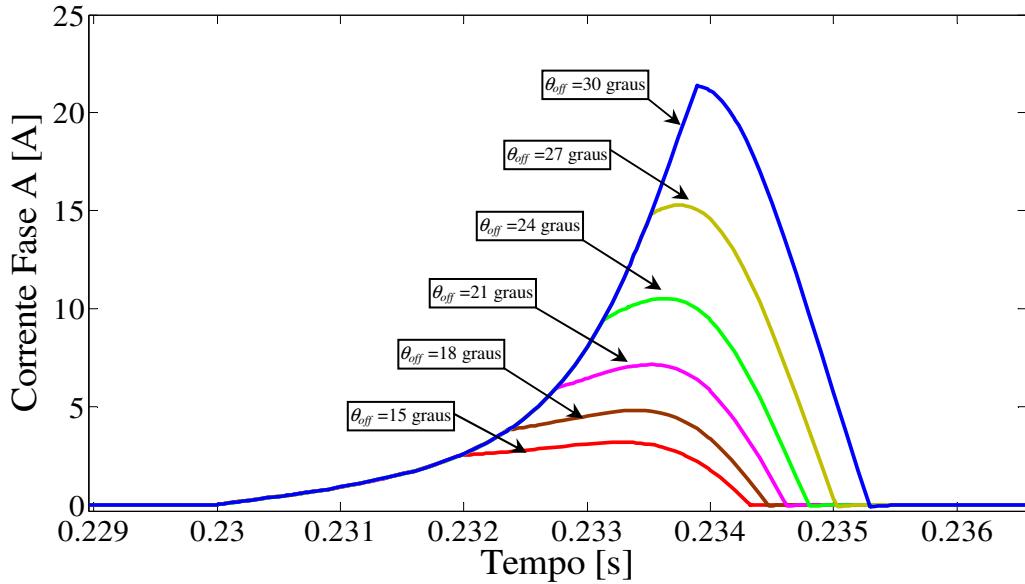


Figura 4.25 – Curvas de corrente em uma fase para diversos valores de θ_{off}

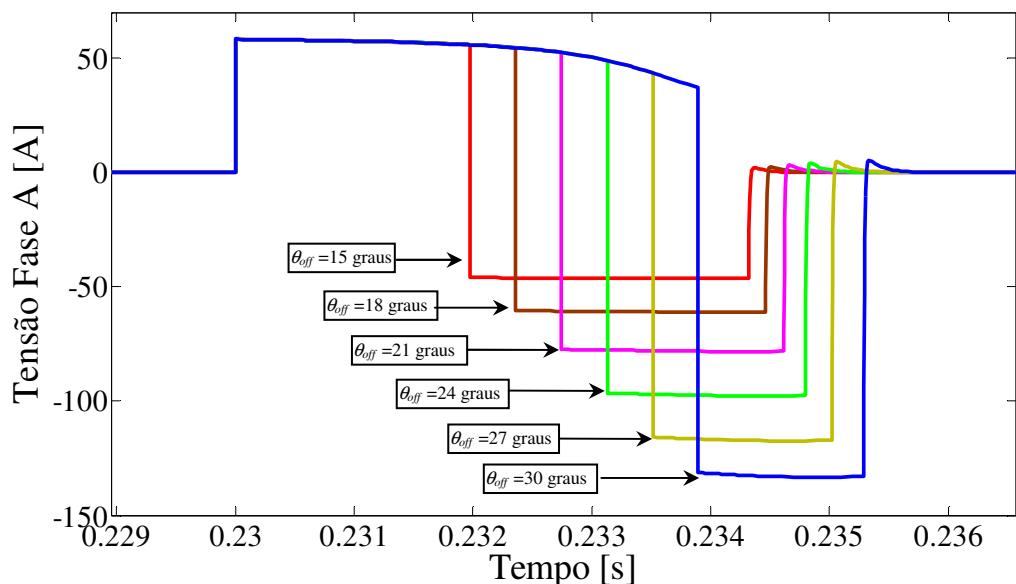


Figura 4.26 – Curvas de tensão em uma fase para diversos valores de θ_{off}

A Figura 4.27 mostra as curvas de magnetização na fase A do GRV em função da variação da tensão de excitação. Percebe-se que quanto maior a tensão de excitação, maior é o laço de magnetização e consequentemente maior é a tensão gerada.

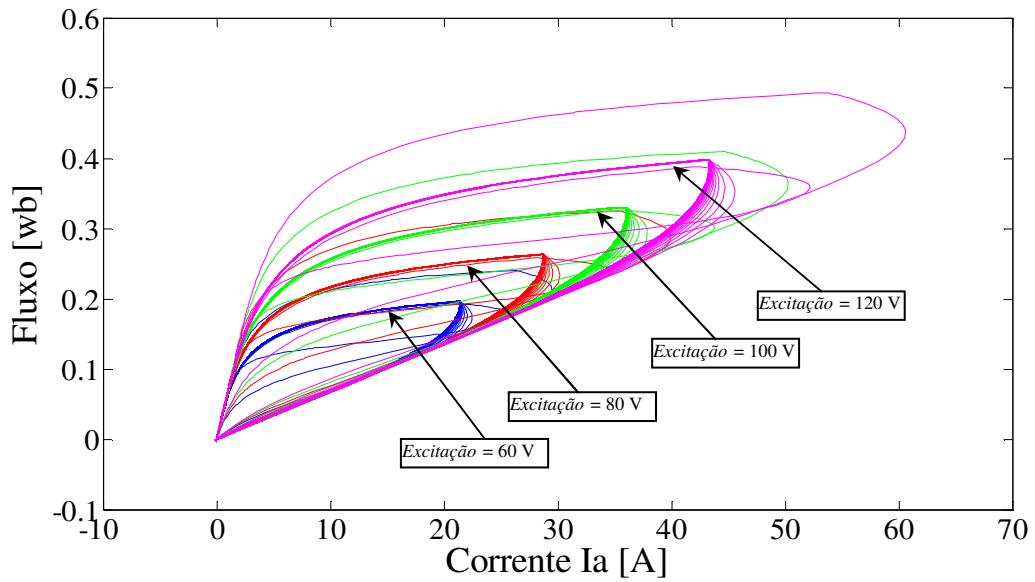


Figura 4.27 – Curvas magnetização em função da excitação

A Figura 4.28 mostra as curvas de magnetização na fase A do GRV em função da variação de θ_{off} . Percebe-se que quanto maior o ângulo de desligamento, maior é o laço de magnetização e consequentemente maior é a tensão gerada.

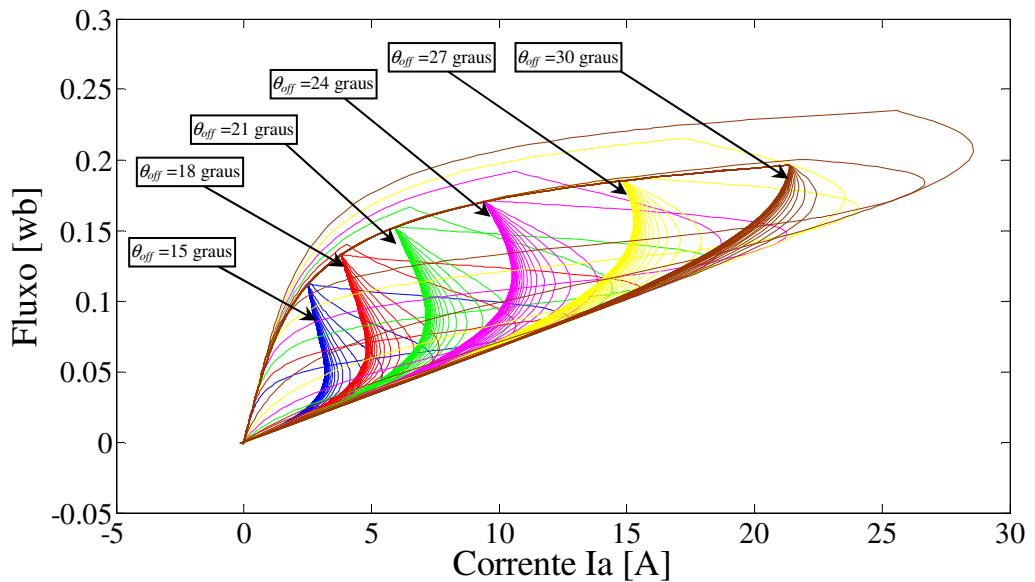


Figura 4.28 – Curvas magnetização em função de θ_{off}

Além da dependência da tensão gerada em função do ângulo de desligamento das chaves θ_{off} , percebe-se nas forma de ondas de potência apresentadas, uma nítida dependência da potência de saída em função da potência de excitação.

A conversão eletromecânica no GRV ocorre estando as fases magnetizadas. A magnetização é propiciada pela fonte de excitação e se manifesta na forma de energia armazenada no enrolamento de cada fase devido à corrente circulante. Como as fases são ligadas e desligadas ciclicamente, ao final de cada ciclo toda energia armazenada deve ser transferida. A potência entregue à carga, portanto, se compõe de uma parcela vinda da fonte de excitação e outra do processo de conversão eletromecânica.

Desta forma uma estratégia para melhor aproveitamento da energia mecânica e uma diminuição da dependência da energia de excitação do GRV é desejável. Assim, este trabalho traz como contribuição, uma proposta para o aumento da eficiência da conversão eletromecânica do GRV bem como o controle da tensão gerada através do controle do ângulo de magnetização θ_{off} . As estratégias serão apresentadas no capítulo seguinte.

4.6 - CONCLUSÃO

Neste Capítulo foi apresentado o modelo computacional completo desenvolvido para a realização das simulações. Foi utilizado o modelamento matemático não linear do GRV apresentado no Capítulo III. Os resultados de simulação apontam uma nítida dependência da tensão gerada em função da tensão de excitação, bem como do ângulo de magnetização θ_{off} . Também ficou evidenciado a pouca influência do ângulo θ_{on} sobre a tensão gerada, quando comparado com a influência de θ_{off} .

CAPÍTULO 5

CONTROLE DA TENSÃO GERADA NO GRV

5.1 - INTRODUÇÃO

Algumas técnicas para o controle da tensão gerada no GRV têm sido propostas recentemente. Por exemplo, em [55] os autores apresentam três técnicas: PWM com ângulos de disparo fixo, controle da tensão de excitação com conversor Buck e uma técnica de variação do ângulo de abertura das chaves θ_{off} das chaves inferiores e superiores simultaneamente. Em [56] a tensão gerada é regulada mantendo θ_{off} fixo e θ_{on} é variado através de um algoritmo baseado em lógica fuzzy, mostrando que a eficiência aumenta com o aumento da velocidade do rotor.

Em [57], os autores apresentam em simulação uma técnica de controle da tensão gerada, onde mantêm sempre fixo os ângulos θ_{on} e θ_{off} . São implementadas duas malhas de controle: a primeira, a externa, é o controle da tensão gerada. O sinal de saída do controlador de tensão é a entrada da segunda malha de controle, que controla a corrente na fase. O controle de corrente usa a técnica CCC (*Current Chopping Control*) para manter regulada a corrente de fase.

Neste contexto, o propósito deste capítulo é de apresentar uma estratégia de controle de tensão gerada através da variação do ângulo de magnetização (θ_{off}) atuando apenas nas chaves superiores do conversor *HB*. O ângulo θ_{on} é mantido fixo em -3 graus em relação à posição de alinhamento. Uma terceira etapa aqui chamada de *flux boosting* é acrescentada à estratégia de controle para diminuir a quantidade de energia fornecida pela fonte de excitação e obter

melhor aproveitamento conversão eletromecânica. Uma descrição detalhada desta etapa será comentada para fundamentar a sua importância na estratégia de controle.

O sistema de controle empregado é de fundamental importância para a proposta deste trabalho, uma vez que a tensão de saída (gerada) controlada possibilita a criação de um barramento cc constante para interfaceamento com a rede elétrica.

5.2 - ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO

É proposta uma estratégia de chaveamento para o conversor HB, o qual é conectado as fases do GRV de modo que possibilita um incremento da energia elétrica gerada quando comparado com a estratégia de chaveamento clássica. O conversor HB é apresentado na Figura 5.1 e foi assumido que $\theta_{off} = \theta_{offl}$ durante um ciclo de variação de indutância em uma fase conforme Figura 5.2.

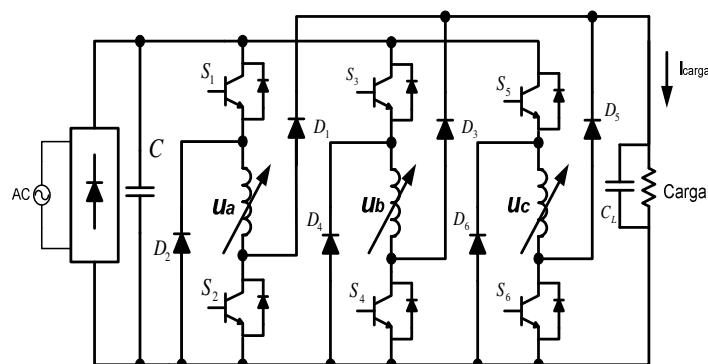


Figura 5.1 – Diagrama esquemático do conversor HB.

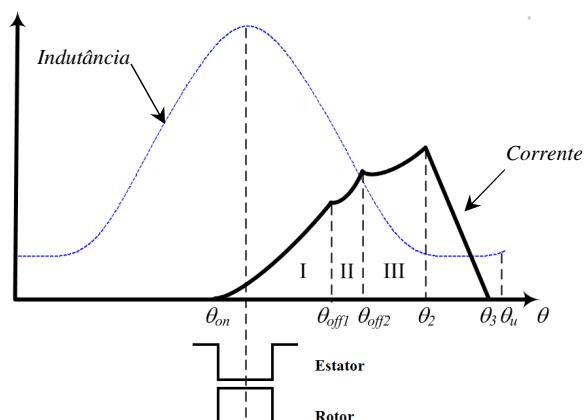


Figura 5.2 – Indutância e corrente de uma fase em função da posição do rotor.

A função clássica de chaveamento do conversor HB para acionamento de um GRV é normalmente dada por

$$S(S_1, S_2) = \begin{cases} 1 & S_1, S_2 : on (\theta_{on} < \theta \leq \theta_{off1}) \\ -1 & S_1, S_2 : off (0 < \theta \leq \theta_{on}, \theta_{off1} < \theta \leq \theta_3) \end{cases} \quad (5.1)$$

A função da tensão na fase pode ser escrita como

$$u(S) = \begin{cases} u_a & S = 1 \\ -u_a & S = -1 \end{cases} \quad (5.2)$$

Uma terceira etapa (*flux boosting*) foi acrescentada para comparação com o método clássico. A função de chaveamento para uma fase é dada por

$$S(S_1, S_2) = \begin{cases} 1 & S_1, S_2 : on (\theta_{on} < \theta \leq \theta_{off1}) \\ 0 & S_1 : off, S_2 : on (\theta_{off1} < \theta \leq \theta_{off2}) \\ -1 & S_1, S_2 : off (0 < \theta \leq \theta_{on}, \theta_{off2} < \theta \leq \theta_3) \end{cases} \quad (5.3)$$

A função da tensão na fase pode ser escrita como

$$u(S) = \begin{cases} u_a & S = 1 \\ 0 & S = 0 \\ -u_a & S = -1 \end{cases} \quad (5.4)$$

Como pode ser notado em (5.4), a estratégia apresentada fornece três níveis de tensões diferentes para o enrolamento de fase do estator: 1, 0 e -1 que equivalem a u_a , 0 e $-u_a$. Neste caso, o processo de funcionamento do GRV passa a ser realizado em três etapas: região de excitação, região de *flux boosting* e região de roda livre de geração, entretanto não é necessária nenhuma alteração no projeto do conversor HB. Estas etapas (I, II e III) estão em destaque na Figura 5.2 e serão descritas a seguir para o ciclo de uma fase [57].

Etapa I – Excitação $\theta_{on} < \theta \leq \theta_{off1}$

Inicialmente a corrente de magnetização é estabelecida através do fechamento das chaves S1 e S2 do conversor HB, conforme Figura 5.3(a). Esta corrente é responsável pelo fluxo de magnetização no núcleo, que resulta em uma força contra eletromotriz aditiva à tensão de excitação. Nesta etapa, ambas as fontes de tensão contribuem para o crescimento da corrente. A energização de cada fase é usualmente iniciada antes de atingir o alinhamento, para que durante o período de decréscimo de indutância, quando é produzido conjugado gerador, a corrente já tenha atingido certa intensidade.

Etapa II – *Flux boosting* ($\theta_{off1} < \theta \leq \theta_{off2}$)

A etapa *flux boosting* origina-se com a abertura da chave S1. Nesta etapa o fluxo de energia circula através do diodo D2 e da chave S2 de acordo com a Figura 5.3(b). A corrente na fase continua sendo incrementada pela da força contra eletromotriz. Assim, nenhuma corrente é solicitada da fonte de excitação e a energia acrescida ao indutor é proveniente apenas da conversão eletromecânica.

Etapa III – Roda livre na geração ($\theta_{off2} < \theta \leq \theta_3$)

Esta etapa acontece com a abertura da chave S2, iniciando o processo de transferência de energia armazenada no enrolamento de fase para a carga, conforme Figura 5.3(c). Nessa região, ainda devido à força contra-eletromotriz, a corrente na fase continua a aumentar e atinge o seu valor de pico em θ_2 .

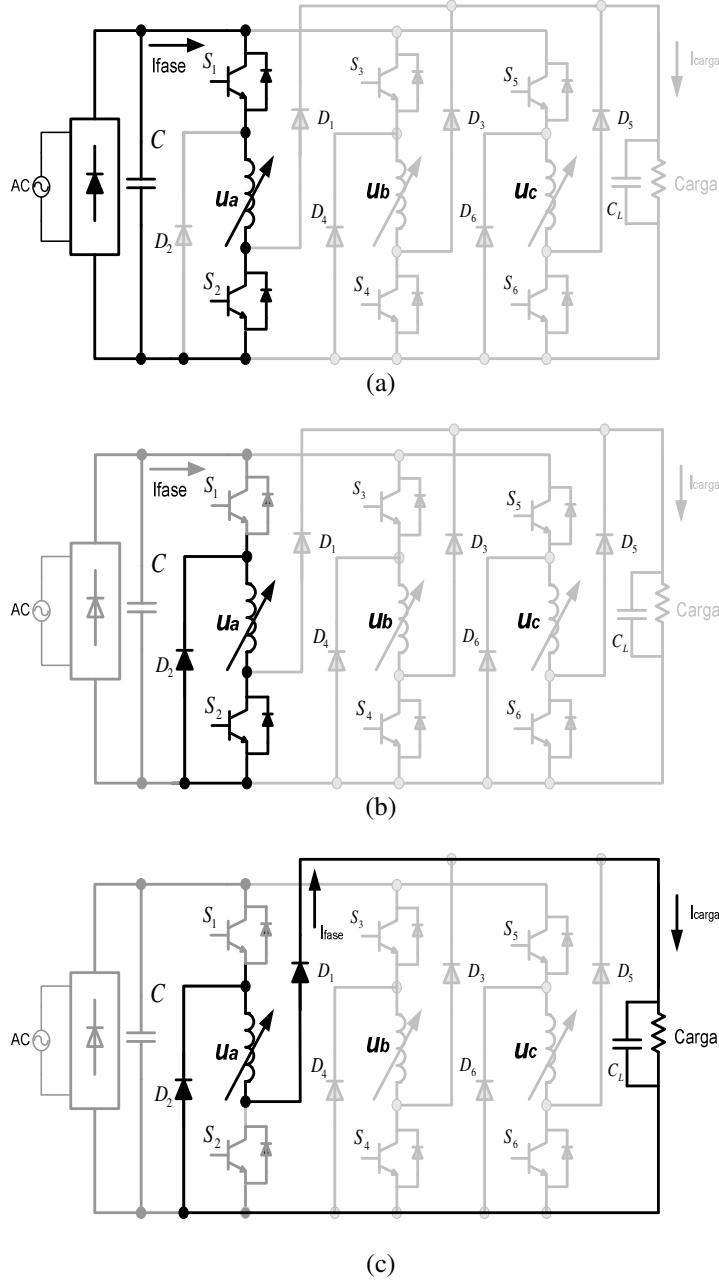


Figura 5.3 – Região de excitação (a), Região de flux boosting (b) Região de roda livre de geração (c).

5.3 - MODELO COMPUTACIONAL COM CONTROLE DE TENSÃO NA CARGA

O diagrama em blocos da Figura 5.4 apresenta o modelo computacional criado para a simulação da estratégia proposta. O diagrama é similar ao apresentado na Figura 4.5 do capítulo anterior. É acrescido de um bloco “Controle da Tensão Gerada do GRV”. Este bloco

tem a função realizar o controle da tensão gerada. Basicamente o bloco faz a leitura da tensão na carga e compara com um valor de referência preestabelecido. O erro calculado é a entrada do controlador PI que atua diretamente no ângulo de magnetização θ_{off} . É possível ainda através deste bloco, fazer a simulação em malha aberta. Neste caso o controlador PI é desabilitado e têm-se a possibilidade de escolher o ângulo θ_{off} durante a simulação.

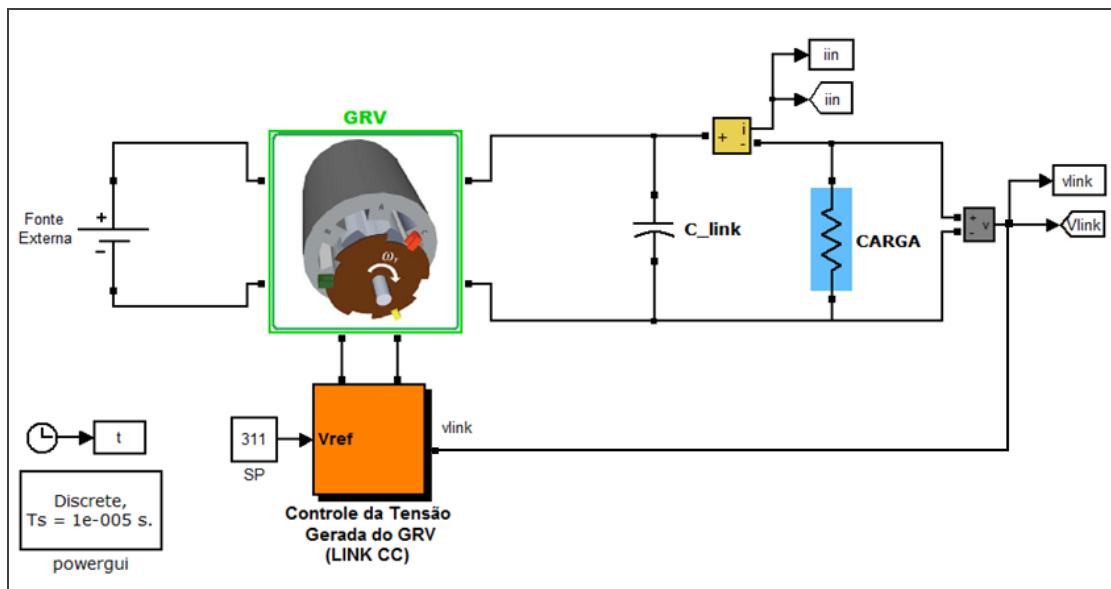


Figura 5.4 – Diagrama em blocos do modelo computacional

5.3.1 - Operação do GRV em malha aberta

Para ilustrar a praticidade da estratégia de chaveamento com a etapa de *flux boosting*, foram realizadas simulações do GRV com o conversor HB operando com chaveamento clássico e com a estratégia proposta para diversos valores de θ_{off} . Em ambas as situações o GRV operou com a velocidade de 1500rpm, θ_{on} (ângulo de fechamento das chaves) fixo em -3° em relação a posição de alinhamento, carga de 25Ω e tensão de excitação fixa em 80V. Definiu-se como uma medida de produtividade do GRV a proporção entre energia elétrica dissipada na carga pela energia elétrica usada na magnetização. Assim, a Figura 5.5 ilustra a relação entre a potência entregue na carga com a potência de excitação em função de θ_{off} para

as duas situações. Observa-se uma forte influência da variação do ângulo θ_{off} nesta relação e que durante toda faixa de varredura de θ_{off} a relação é maior quando utiliza-se a estratégia com a etapa de *flux boosting*.

Na sequência da simulação foi escolhido e fixado o valor de θ_{off} em 22° que corresponde a um valor onde a produção de eletricidade é maior que 100% para ambas as estratégias. O GRV operou na mesma condição descrita anteriormente. As Figuras 5.6 e 5.7 apresentam as formas de ondas da corrente na fase A do estator, bem como os pulsos de chaveamento das chaves inferiores e superiores do conversor HB.

Observa-se que a corrente na etapa de excitação é a mesma nas duas situações, porém a magnitude máxima da corrente de fase na estratégia apresentada é maior que no modo clássico. Isto evidencia um melhor aproveitamento da conversão eletromecânica do GRV, uma vez que este acréscimo de corrente é devido à atuação da força contra eletromotriz na etapa de *flux boosting*.

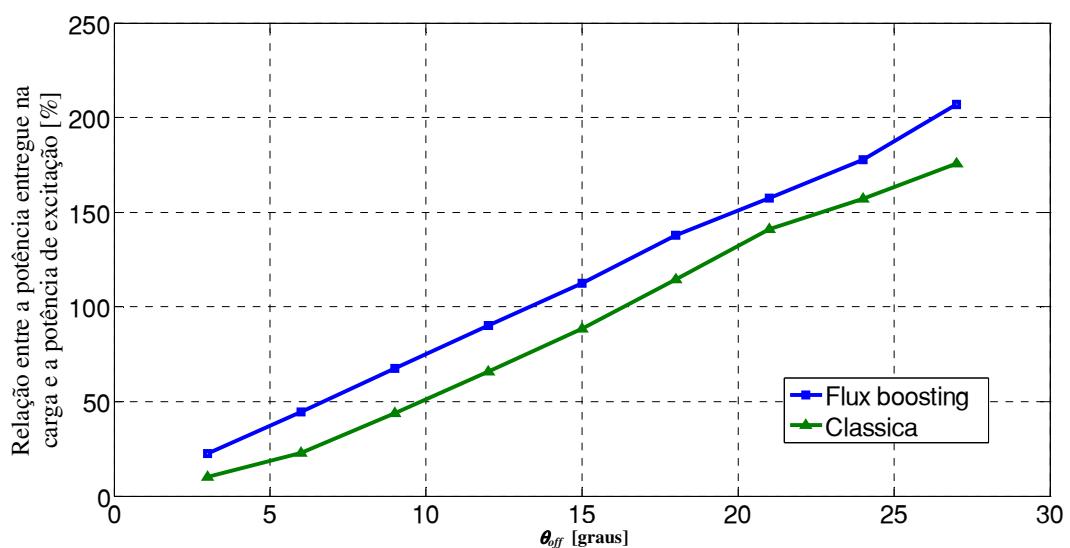


Figura 5.5 – Relação entre a potência entregue na carga com a potência de excitação em função de θ_{off} para as estratégias clássica e com *flux boosting*.

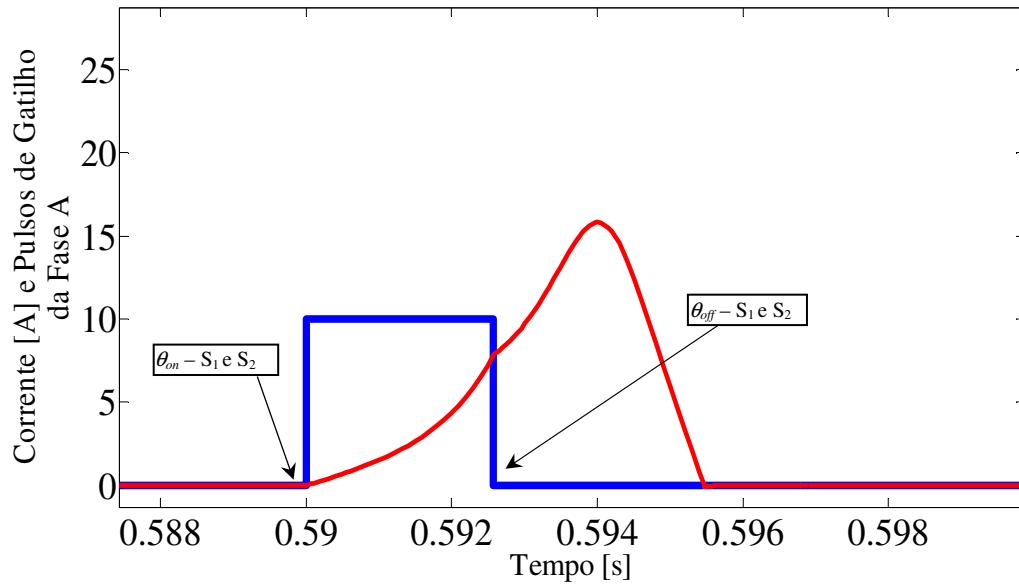


Figura 5.6 – Operação sem etapa de *flux boosting*. Corrente da Fase A e Pulsos S₁ e S₂.

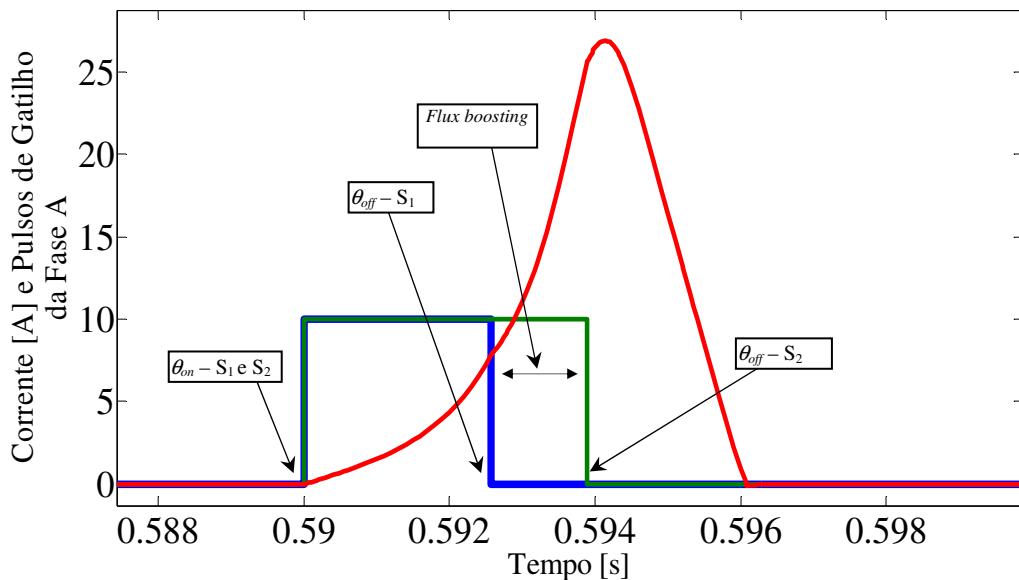


Figura 5.7 – Operação com etapa de *flux boosting*. Corrente da Fase A e Pulsos S₁ e S₂.

5.3.2 - Operação do GRV em Malha fechada: Estratégia de Controle Baseada na Variação do Ângulo de Magnetização

Para operação em malha fechada com controle da tensão gerada, foi desenvolvida uma estratégia que consiste na variação da largura do período de magnetização das fases, mantendo θ_{on} fixo em -3° e alterando o valor de θ_{off} (ângulo de abertura das chaves) através de

um controlador PI. O diferencial da estratégia é que a atuação do controlador se faz apenas na chave superior do conversor. A chave inferior é mantida em condução até que os 30° sejam completados para permitir que a etapa de *flux boosting* ocorra entre as etapas de magnetização e desmagnetização das fases. Em seguida a chave inferior do conversor é aberta, fazendo que a energia armazenada na bobina da fase seja entregue à carga. Vale destacar que essa variação ocorre da mesma forma para as outras fases da máquina, já que o controlador PI altera o valor da θ_{off} para todas as (três) fases. O diagrama em blocos da simulação é apresentado na Figura 5.8.

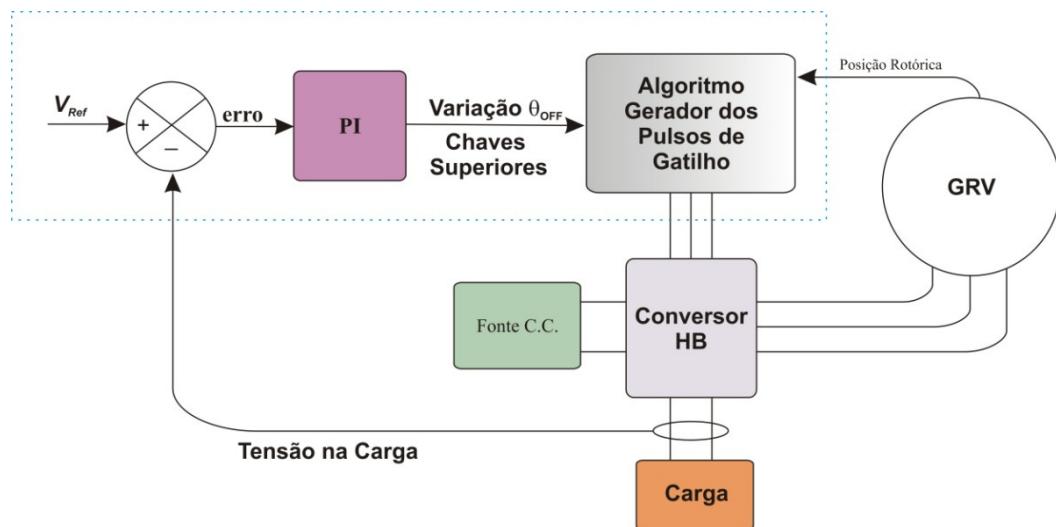


Figura 5.8 – Diagrama em blocos da simulação.

Os testes de simulação foram realizados com os seguintes critérios: o gerador a relutância operou em malha fechada utilizando a estratégia descrita acima, tensão de excitação fixa em 80V, tensão de referência do controlador em 110V e velocidade rotórica em 1500rpm. A máquina foi simulada durante 6 segundos. Foi submetida a um transitório de carga, onde a resistência da mesma foi reduzida de $25\ \Omega$ para $11\ \Omega$ com 1,5 s de simulação e, quando o tempo atingiu 4,5s, a resistência de carga retornou para seu valor inicial.

A Figura 5.9 mostra o comportamento da tensão gerada aplicada à carga durante o transitório de carga. Observa-se que o valor de referência (110 V) foi devidamente mantido.

Este teste demonstrou que o controle foi capaz de manter com precisão a tensão gerada em torno do valor de referência, mesmo durante transitórios de carga. Para a mesma situação, a Figura 5.9 apresenta a corrente em uma das fases da máquina.

Um *zoom* na corrente de fase da Figura 5.9 e os pulsos das chaves S_1 e S_1 do conversor nos instantes em que o GRV opera com carga de 25Ω e 11Ω são mostrados nas Figuras 5.10 e 5.11 respectivamente.

Nota-se que com o aumento de carga o controlador atua na largura do ângulo θ_{off} da chave S_1 . Desta forma, a corrente de fase aumenta e a tensão gerada pode ser mantida próxima ao valor de referência.

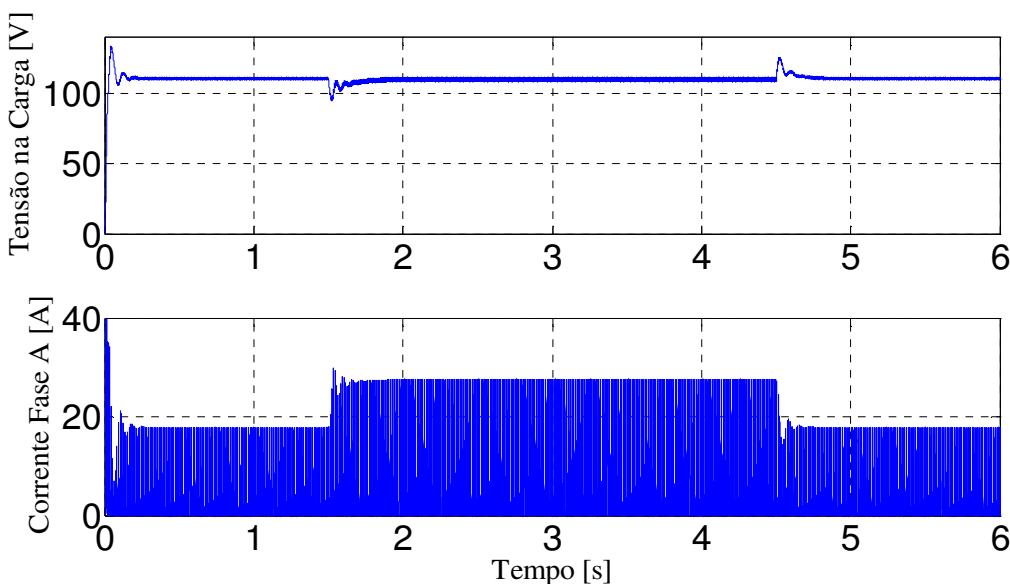


Figura 5.9 – Comportamento da tensão gerada (superior) e corrente de fase (abaixo) durante transição de carga.

As curvas de potências de entrada (excitação), mecânica, perdas e de saída do GRV, durante a atuação do controle de tensão gerada, podem ser observadas na Figura 5.12.

Quando o mesmo teste é realizado com a atuação do controle de tensão, mas sem a etapa *flux boosting*, as curvas de potência ficam conforme a Figura 5.13. A Tabela 5.1 apresenta o rendimento e os valores de potência do GRV para as duas situações. Os

rendimentos são similares, entretanto, a adição da etapa de *flux boosting* aproveita mais a energia mecânica e utiliza menos energia elétrica da fonte de excitação. Isto indica a utilização de fontes menores em caso de excitação de GRV de potência elevada.

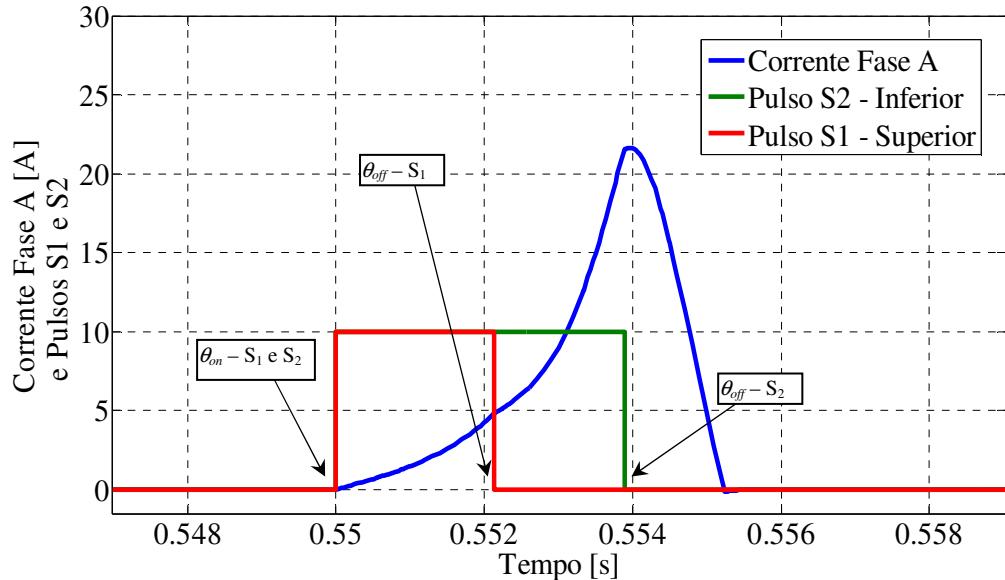


Figura 5.10 – Corrente na Fase A e Pulso S1 e S2 para carga de 25Ω .

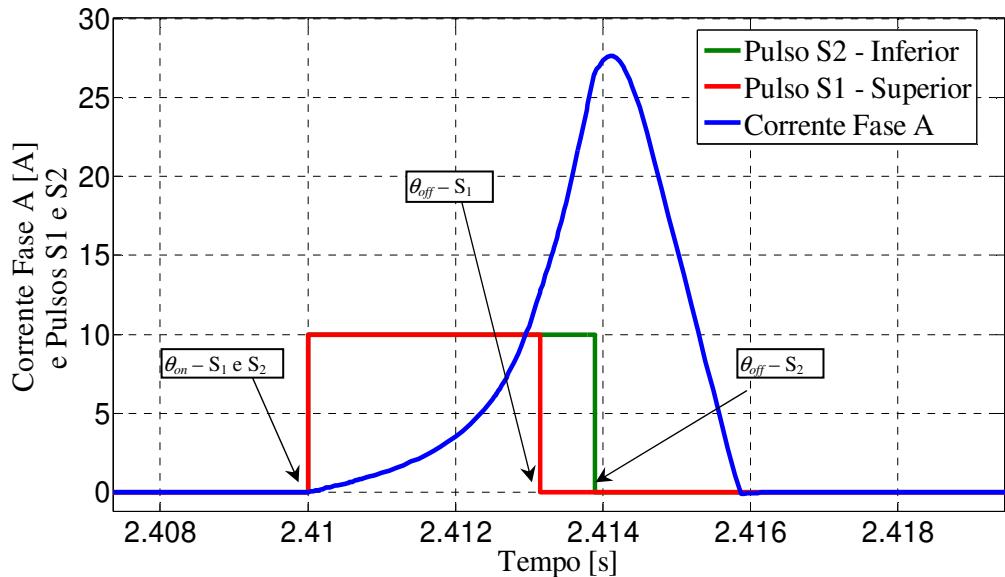


Figura 5.11 – Corrente na Fase A e Pulso S1 e S2 para carga de 11Ω .

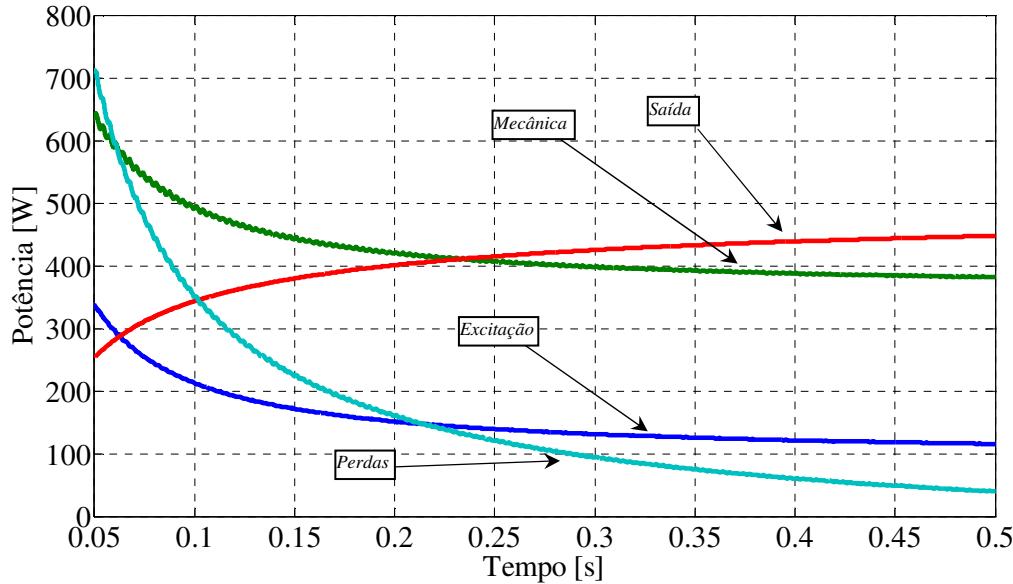


Figura 5.12 – Potências de excitação, mecânica, perda e saída com etapa de *flux boosting*.

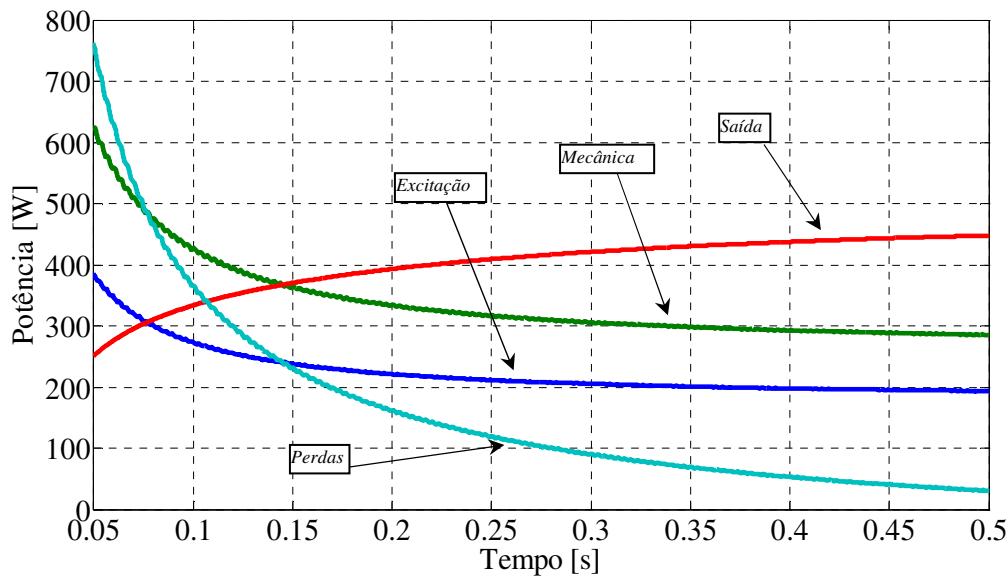


Figura 5.13 – Potências de excitação, mecânica, perda e saída sem a etapa de *flux boosting*.

TABELA 5.1
Rendimento do GRV

Estratégia	Com <i>flux boosting</i>	Sem <i>flux boosting</i>
P _{Excitação} (W)	113,4	198,9
P _{Mecânica} (W)	381,8	291,8
P _{Saída} (W)	447,1	447,3
Perdas (W)	48,1	43,0
η (%)	90,3	91,1

5.4 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma estratégia de controle de tensão gerada através da variação do ângulo de magnetização (θ_{off}) atuando apenas nas chaves superiores do conversor *HB*. Uma etapa de *flux boosting* foi acrescentada à estratégia de controle para diminuir a quantidade de energia fornecida pela fonte de excitação e obter melhor aproveitamento da energia mecânica. Uma descrição detalhada desta etapa foi comentada para fundamentar a sua importância na estratégia de controle.

CAPÍTULO 6

PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA CONTROLE DE TENSÃO GERADA NO GRV

6.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a plataforma experimental desenvolvida em laboratório para o controle da tensão gerada do Gerador à Relutância Variável. Serão abordados detalhes da construção do conversor HB, circuitos de acionamento e controle, condicionadores de sinais e por último a apresentação de resultados experimentais. A plataforma consiste basicamente de:

- GRV de 5,0kW 6/4
- Conversor *HB*
- Motor trifásico acionado com inversor de freqüência.
- Uma fonte de tensão variável foi utilizada para ajustar a tensão de excitação
- Ponte retificadora não controlada e um banco de capacitores de 4,2mF
- Um controlador PI analógico
- Placa condicionadora de sinais com sensores de efeito Hall
- Placa geradora de pulsos
- Driver para garantir os sinais de gatilho com terra isolados
- Banco de resistências utilizado como carga para o gerador

A Figura 6.1 apresenta o diagrama em blocos da montagem realizada.

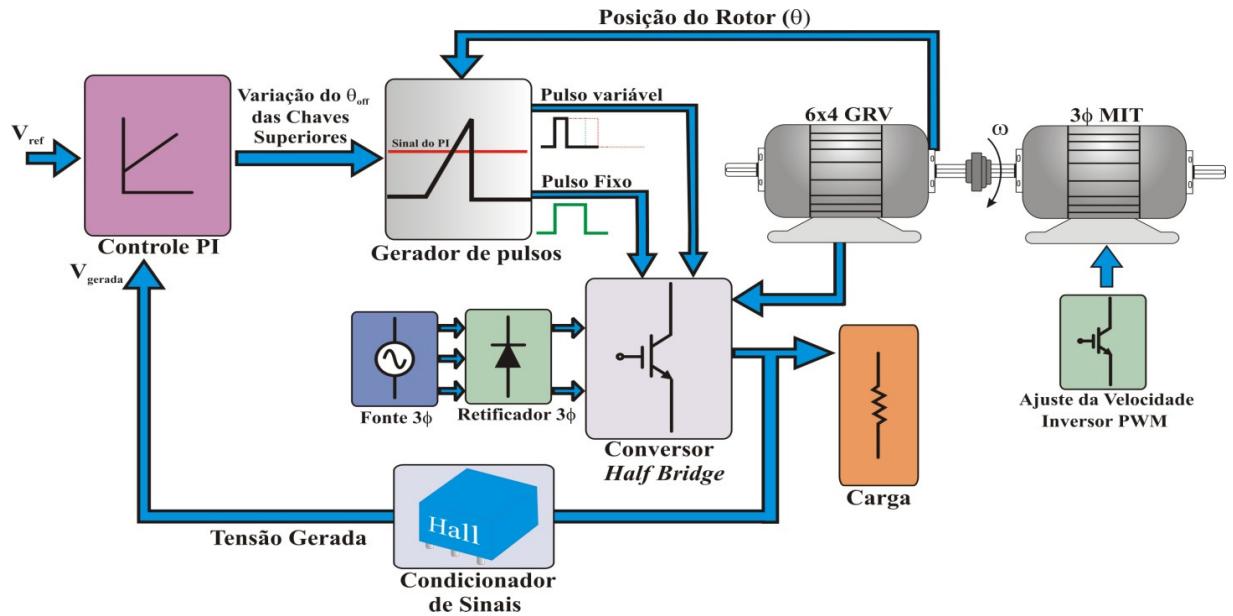


Figura 6. 1 – Diagrama em blocos da plataforma experimental.

Cada subsistema do diagrama de blocos da plataforma experimental para o controle da tensão gerada será detalhado nas seções seguintes.

6.2 - CONVERSOR HB E CIRCUITO DE DISPARO DOS IGBT'S

O Gerador a Relutância Variável apresenta uma relativa complexidade quanto ao seu funcionamento. O principal motivo para isso se deve ao fato da necessidade de se conhecer a posição instantânea do rotor com o objetivo de saber se, num determinado instante, a indutância de uma determinada fase é decrescente. Isso geralmente é feito através de sensores ópticos acoplados ao eixo do GRV. Estes sensores detectam o instante correto de chaveamento dos pulsos de tensão sobre a fase do GRV. A Figura 6.2 mostra de forma ilustrativa o posicionamento e a instalação dos sensores ópticos através de um disco externo auxiliar colocado no eixo da máquina e também o instante de acionamento para o funcionamento da máquina como gerador.

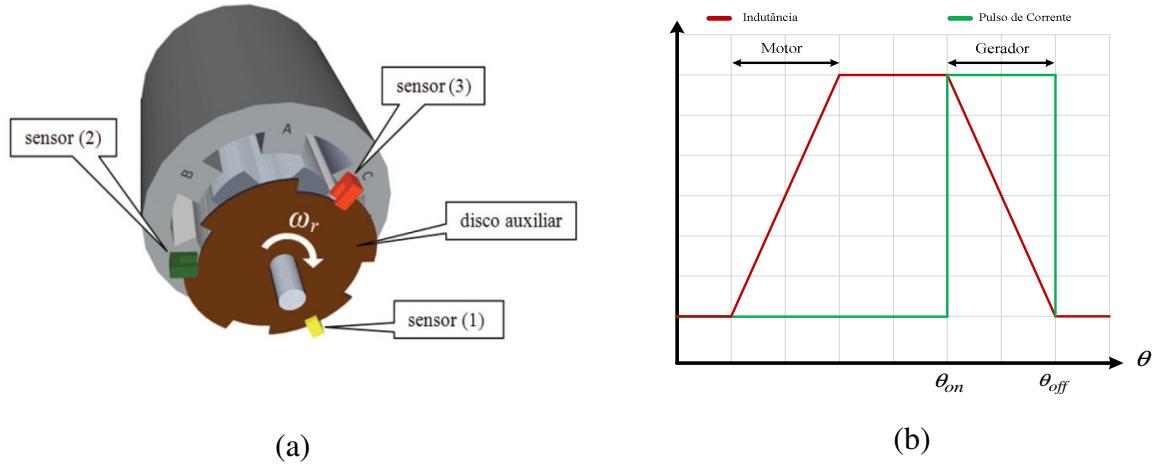


Figura 6.2 – Instalação do disco externo com os sensores ópticos (a). Instante de chaveamento do GRV (b)

O conversor mais comumente empregado em acionamentos da máquina a relutância variável é o Conversor em Meia Ponte Assimétrico *half bridge* (HB), apresentado na Figura 6.3.

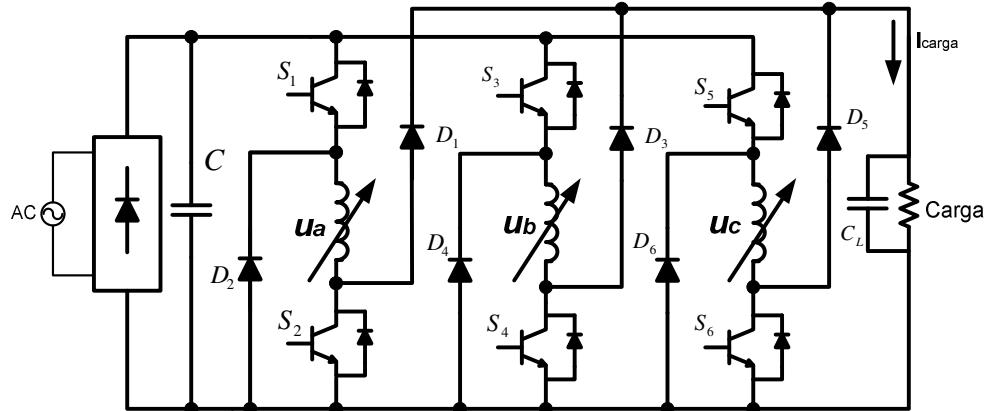


Figura 6. 3 - Conversor *Half Bridge*.

Na plataforma experimental projetada neste trabalho, o conversor foi montado com dois módulos de IGBT's de 1200V, 50A contínuos e 80A pulsados. O esquema de ligação dos módulos é apresentado na Figura 6.4. Uma foto do módulo é mostrado na Figura 6.5. As ligações são realizadas de forma que no primeiro módulo, os IGBTs T_1, T_2, T_3 e do segundo módulo, os IGBTs T_4, T_5, T_6 tem os seus respectivos pinos de gatilho aterrados e estão

permanentemente abertos, o que viabiliza a utilização dos seus respectivos diodos como roda livre no conversor HB. Os outros IGBTs dos módulos funcionam como chaves.

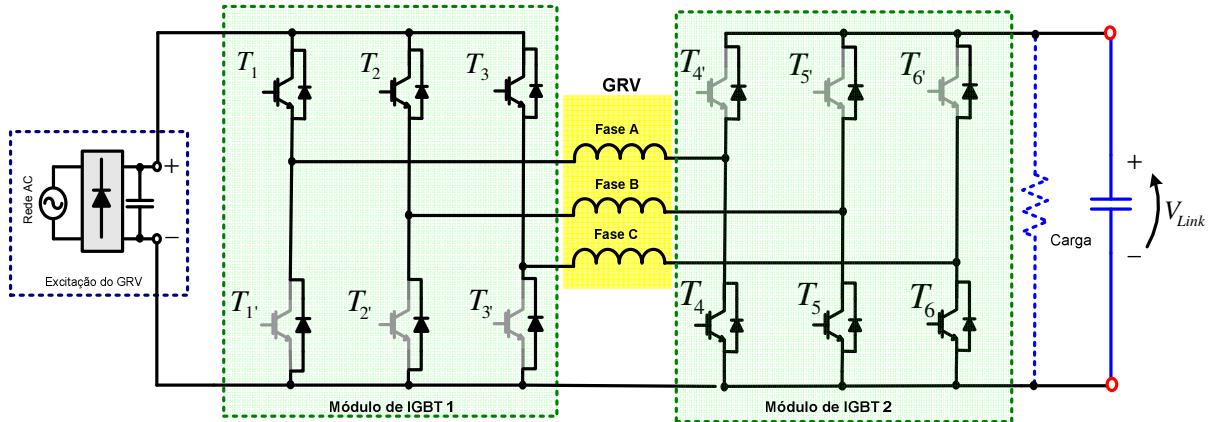


Figura 6.4 – Esquema de montagem do conversor HB.

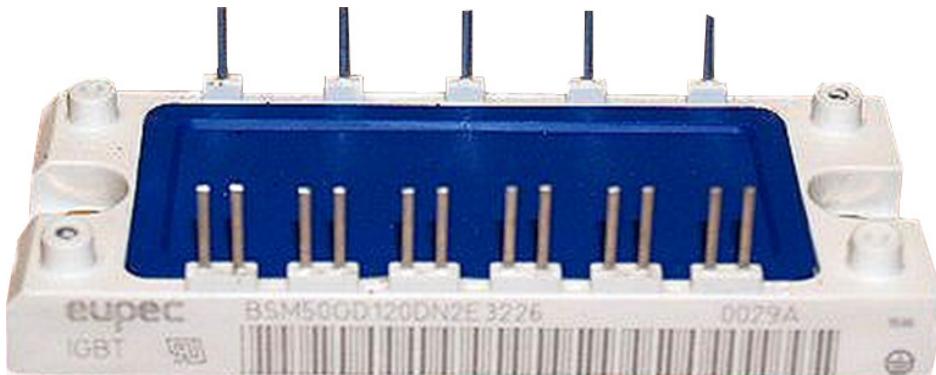


Figura 6.5 - Módulo de IGBT.

Para o acionamento de cada IGBT do conversor HB foram utilizados seis circuitos iguais ao apresentado na Figura 6.6. Este circuito garante pulsos com terras isolados e permite o acionamento dos IGBTs através de pulsos retangulares com amplitude de 15V. A largura do pulso é determinada pelos sensores ópticos instalados no eixo do GRV. Para a alimentação do circuito apresentado, foi utilizada uma fonte com seis saídas independentes de +15V / 1A.

Este circuito se faz necessário uma vez que os sinais advindos da placa geradora de pulsos não podem ser aplicados diretamente aos gatilhos das chaves do conversor de potência. Isto se deve ao fato dos gatilhos das chaves inferiores terem a mesma referência do conversor

de potência, e os sinais das chaves superiores apresentarem diferentes referências para suas respectivas chaves. As referências das chaves superiores são conhecidas como terra flutuante ou virtual. Logo, faz-se necessário que estes sinais sejam isolados e amplificados para que sejam posteriormente enviados ao conversor de potência, o qual apresenta um referencial próprio de terra. O circuito empregado é constituído de um foto acoplador, para fazer o isolamento galvânico do circuito de controle do circuito de potência [58].

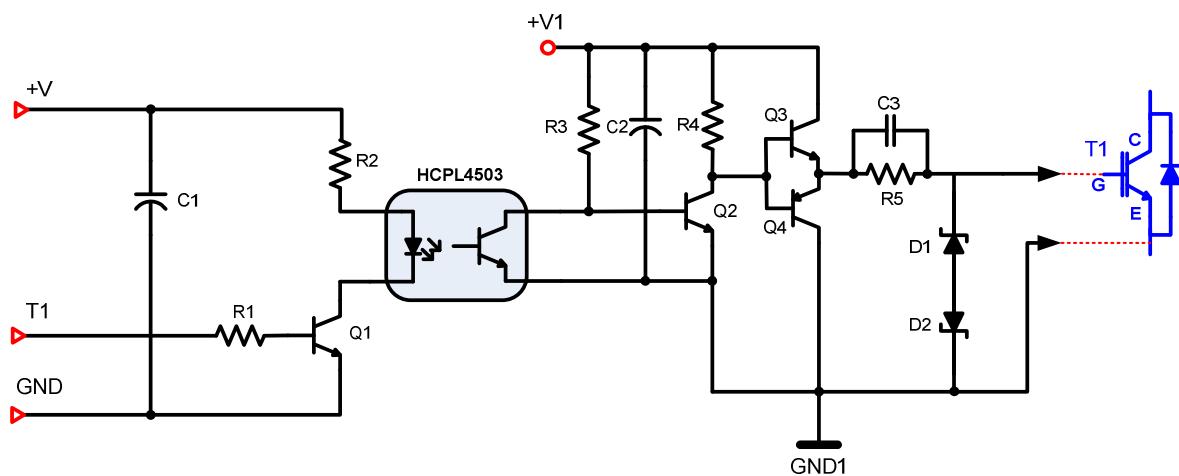


Figura 6.6 - Circuito isolado de acionamento.

6.3 - CIRCUITO GERADOR DE PULSOS

O circuito gerador de pulsos é o responsável por variar a largura dos pulsos das chaves superiores do conversor HB de acordo com a estratégia apresentada no capítulo 5. O princípio de funcionamento deste circuito se dá da seguinte maneira: três transdutores fotoelétricos devidamente instalados no GRV (θ_{on} fixo em -3° em relação à posição de alinhamento) fornecem sinais em onda quadrada com intervalos de 30° que representam as informações da posição do rotor. Estes sinais entram no circuito gerador de pulsos, Figura 6.8, que os transforma em uma rampa correspondente ao mesmo intervalo para cada fase.

Assim, a variação da largura dos pulsos de gatilhos das chaves superiores ocorre com a comparação do sinal de saída do controlador PI com as três rampas geradas. As chaves inferiores têm intervalo de condução fixo em 30° e não sofrem atuação do controlador. A Figura 6.7 ilustra a estratégia utilizada. Em malha aberta, no lugar do sinal de saída do controlador PI é utilizado um sinal de tensão em corrente contínua (cc) cuja amplitude pode ser alterada até o valor de pico do sinal em rampa. Dessa forma é possível ajustar o ângulo de magnetização ajustando o nível do sinal de tensão cc que é comparado com a rampa gerada no circuito gerador de pulsos.

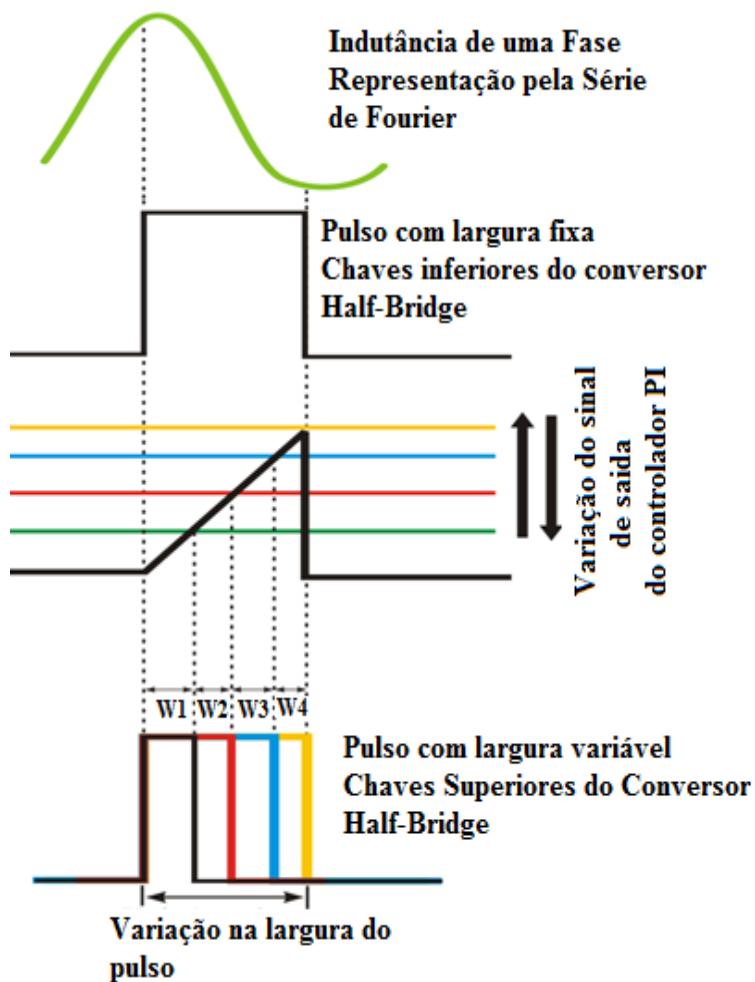


Figura 6.7 - Estratégia experimental para variação do ângulo de magnetização das chaves superiores.

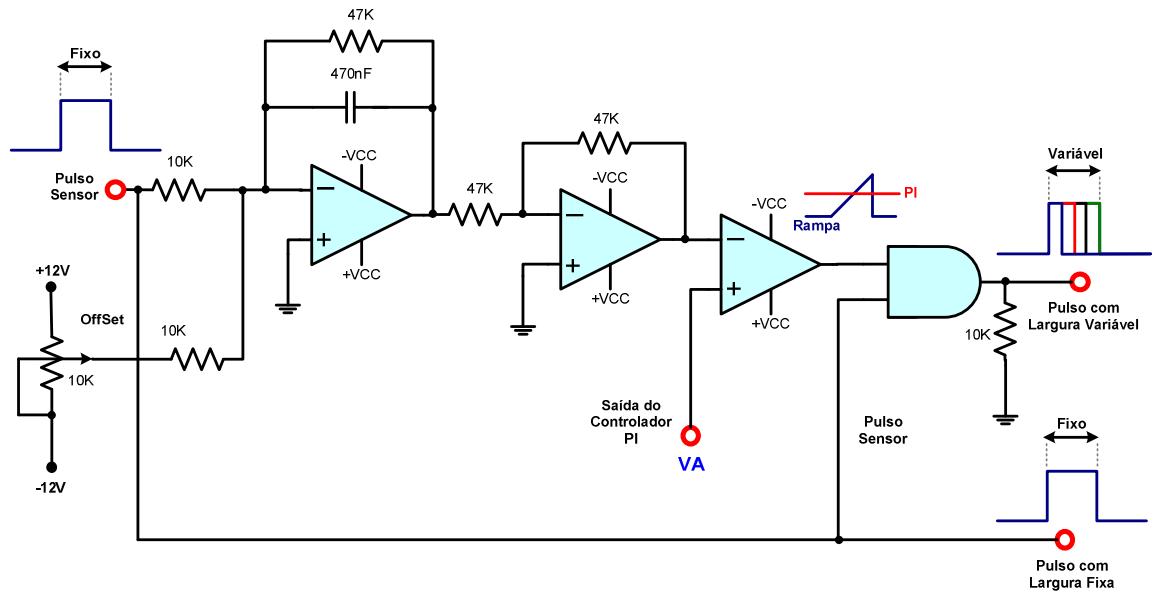


Figura 6. 8 – Circuito da placa integradora dos pulsos.

Os sinais fornecidos pelo circuito gerador de pulsos e que vão para o circuito de ataque de gatilho apresentam as características apresentadas na Figura 6.9. O sinal apresentado na parte superior da figura está associado aos pulsos enviados para a chave superior do conversor de potência, sendo este variável pelo controle da tensão gerada. O sinal inferior na figura corresponde ao sinal aplicado na chave inferior do conversor de potência, ficando fechada durante todo o período de condução da fase, ou seja, um intervalo de 30°.

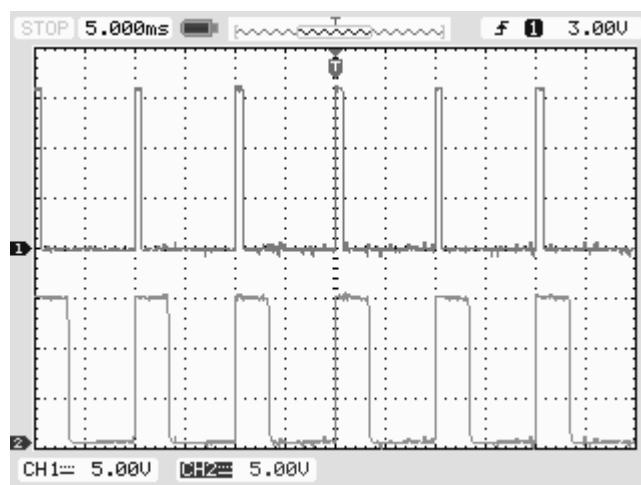


Figura 6. 9 - Pulsos da chave inferior e superior do conversor HB

6.4 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Uma placa condicionadora de sinais foi construída para adequar os sinais da tensão gerada pelo GRV aos níveis de entrada do controlador de tensão. A placa é composta por um sensor Hall de tensão modelo LV25P e um sensor Hall de corrente modelo LA50P ambos da fabricante LEM. Com a placa condicionadora de sinais, é possível a medição de tensões e correntes com terras isolados. Este circuito tem como finalidade fornecer um sinal de 0 - 10V proporcional a tensão gerada na saída do GRV. A Figura 6.10 apresenta o diagrama esquemático da placa condicionadora de sinais.

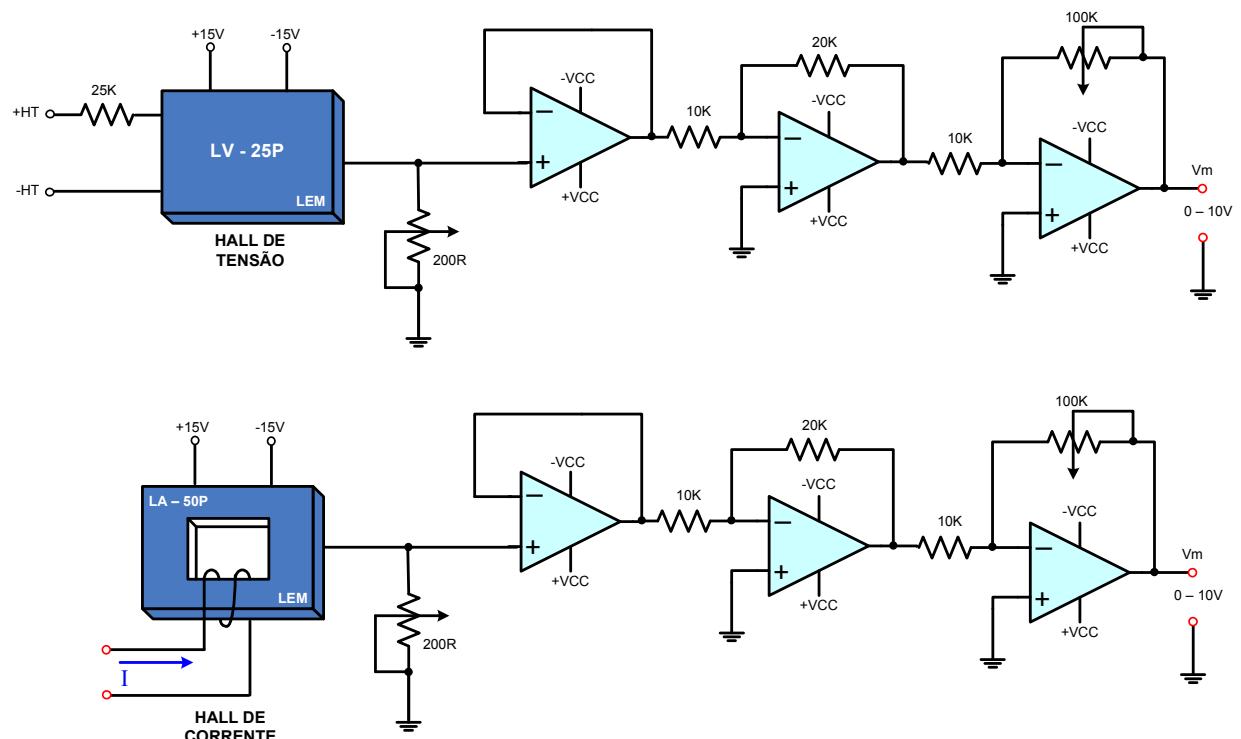


Figura 6. 10 - Placa condicionadora de sinais.

6.5 - CONTROLADOR DE TENSÃO - PI ANALÓGICO

Para a realização do controle da tensão gerada pelo GRV foi utilizado um compensador analógico conforme ilustrado na Figura 6.11.

O controlador fornece na saída (VA) o erro compensado de tensão, que é aplicado ao circuito gerador de pulsos para comparação com uma rampa.

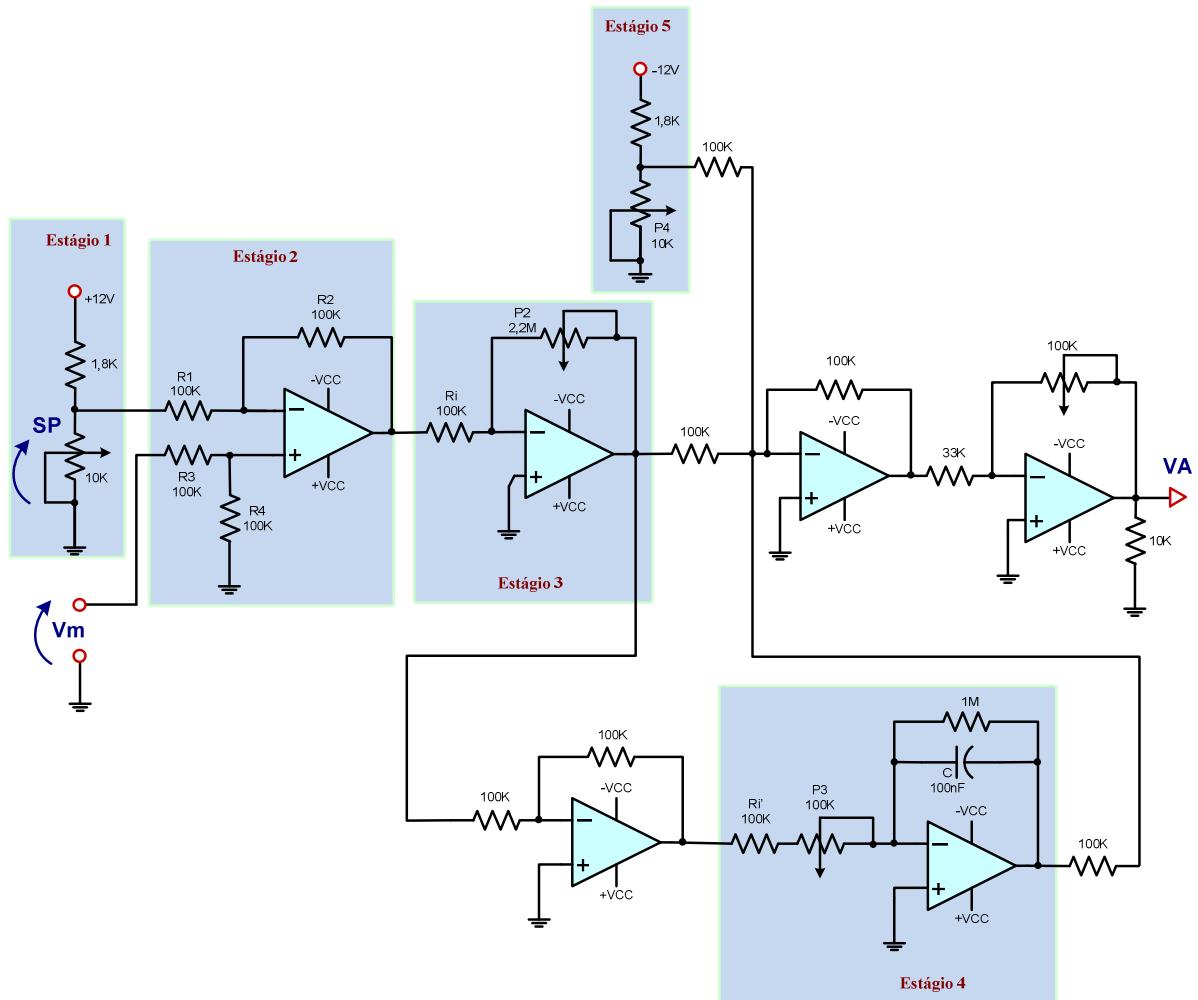


Figura 6.11 - Circuito do controlador de tensão gerada

O Estágio 1 é a parte responsável por disponibilizar a tensão de referência (S_p) para que a mesma seja comparada com a variável medida (V_m). A variável medida é uma amostra da tensão nos terminais do GRV, medida através de sensor de efeito hall montado na placa condicionadora de sinais, conforme já mostrado na Figura 6.10.

A comparação entre referência e variável medida é feita pelo Estágio 2 do circuito, que apresenta uma saída V_o equivalente à expressão:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(S_p - V_m) = \frac{R_4}{R_3}(S_p - V_m) \quad (6.1)$$

Os valores dos resistores do amplificador operacional do Estágio 2 são iguais. Neste caso, a tensão de saída V_o corresponde apenas à diferença entre os sinais S_p e V_m , isto é, entre o sinal de referência e a variável medida.

O Estágio 3 apresentado no circuito da Figura 6.11 é responsável pela ação proporcional. O circuito multiplica a tensão de entrada (diferença entre S_p e V_m) do mesmo por um ganho que é definido por:

$$K_p = \frac{P_2}{Ri} \quad (6.2)$$

Sendo assim, é possível variar este ganho através do potenciômetro $P2$. Como Ri é uma resistência de $100\text{k}\Omega$ e $P2$ é um potenciômetro de $2,2\text{M}\Omega$, este ganho proporcional pode variar de 0 a 22.

O Estágio 4 é responsável pela ação de controle integral e tem-se o valor de T_i (tempo de integração) determinado por:

$$T_i = (Ri + P3) \cdot C \quad (6.3)$$

O Estágio 5 permite ajustar o compensador para que o mesmo atue tanto sobre erros positivos quanto negativos, através do potenciômetro $P4$.

Os parâmetros ajustados no compensador permitem uma ação de controle representada por uma faixa dinâmica com limites entre 0 e 10V. Sua saída é utilizada para comparação

com a rampa do circuito gerador de pulsos e assim, efetivamente fazer a alteração do ângulo de disparo das chaves superiores do conversor assimétrico HB.

A Figura 6.12 apresenta o compensador montado em laboratório.



Figura 6. 12 - Circuito do compensador de tensão

Uma foto da plataforma experimental montada para o controle da tensão gerada é apresentada na Figura 6.13.

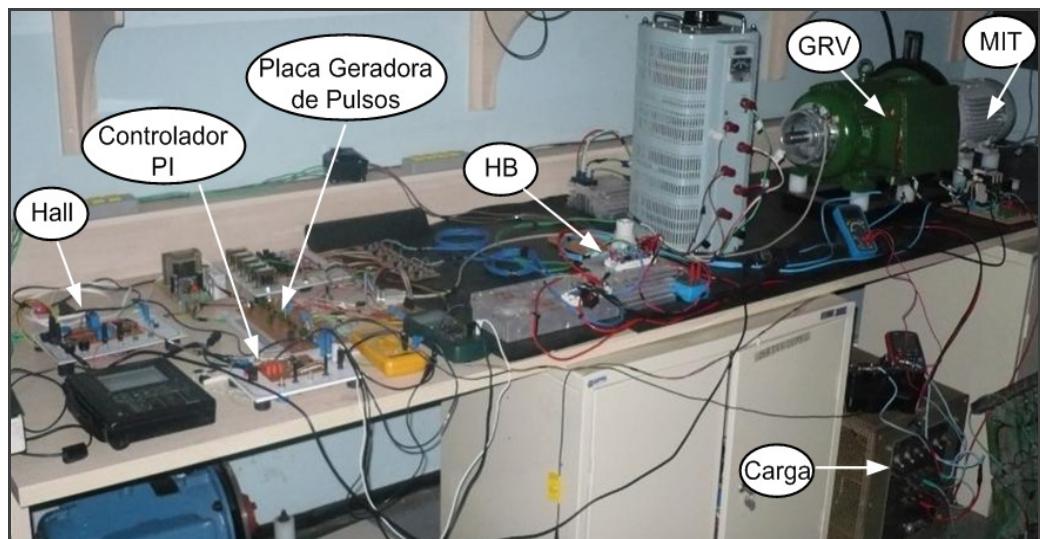


Figura 6. 13 - Plataforma experimental do controle de tensão do GRV.

6.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Inicialmente foram realizados testes experimentais a fim de validar o modelo utilizado em simulação e apresentado no Capítulo 4. A estratégia de chaveamento empregada baseia-se no acionamento simultâneo das chaves superiores e inferiores do conversor HB e o intervalo de condução de ambas as chaves é de 30° . Neste caso os sinais dos sensores ópticos instalados no eixo do GRV entram diretamente no circuito isolado de acionamento. Dessa forma foram realizados ensaios variando-se a tensão de excitação e mantendo a velocidade fixa e posteriormente foi mantida fixa a excitação e variando-se a velocidade rotórica, finalmente, variando os ângulos de magnetização do gerador.

6.6.1 - Ensaio com Tensão de Excitação Variável e Velocidade Fixa

O objetivo deste experimento é verificar o comportamento do GRV em função da tensão de excitação. Neste caso, a velocidade da máquina primária foi ajustada em 1500 rpm e a carga resistiva instalada na saída do gerador foi de 45Ω . Os ensaios foram feitos com os seguintes valores para tensão de excitação: 50V, 60V, 70V, 80V, 90V e 100V. As figuras 6.14 até 6.19 apresentam as formas de onda da tensão e corrente em uma fase e tensão e corrente na carga resistiva para os cada valor de tensão de excitação.

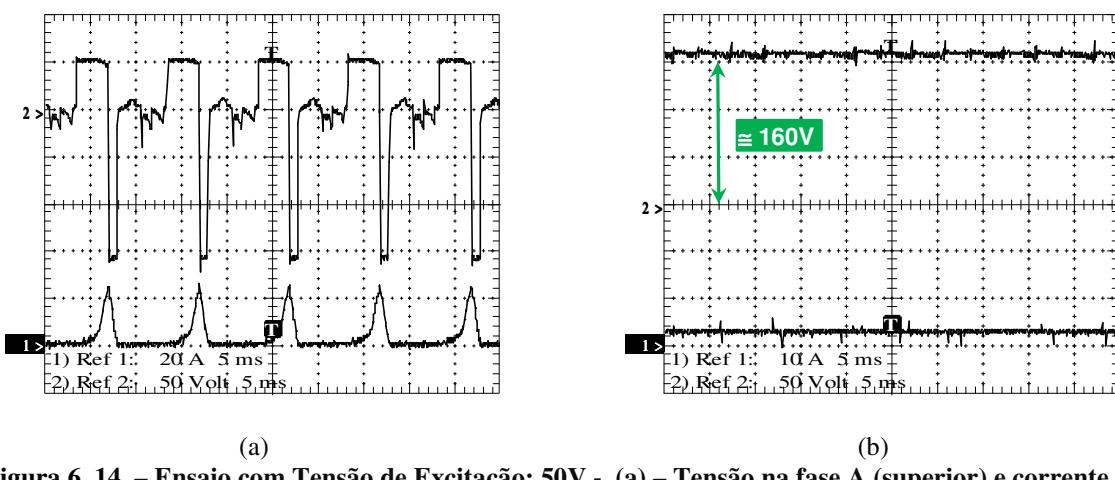


Figura 6. 14. – Ensaio com Tensão de Excitação: 50V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

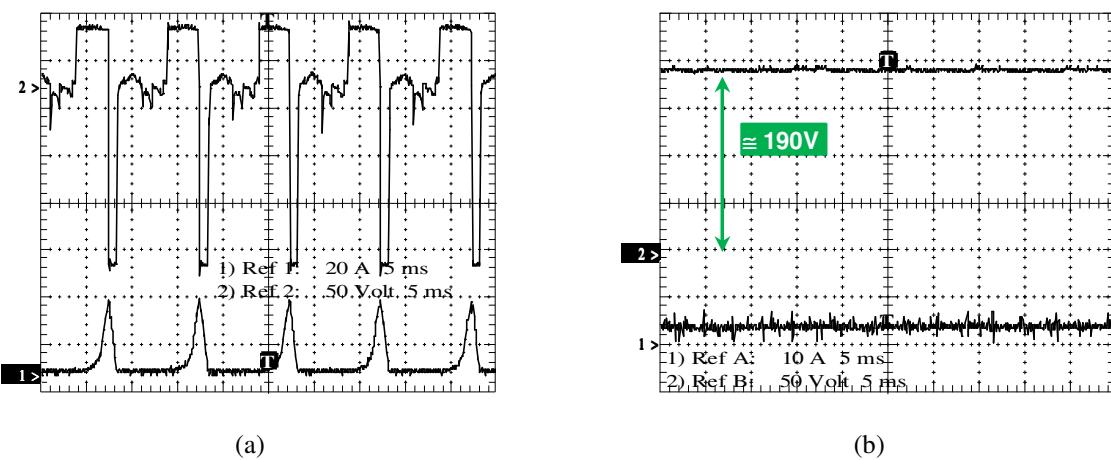


Figura 6.15. – Ensaio com Tensão de excitação: 60V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

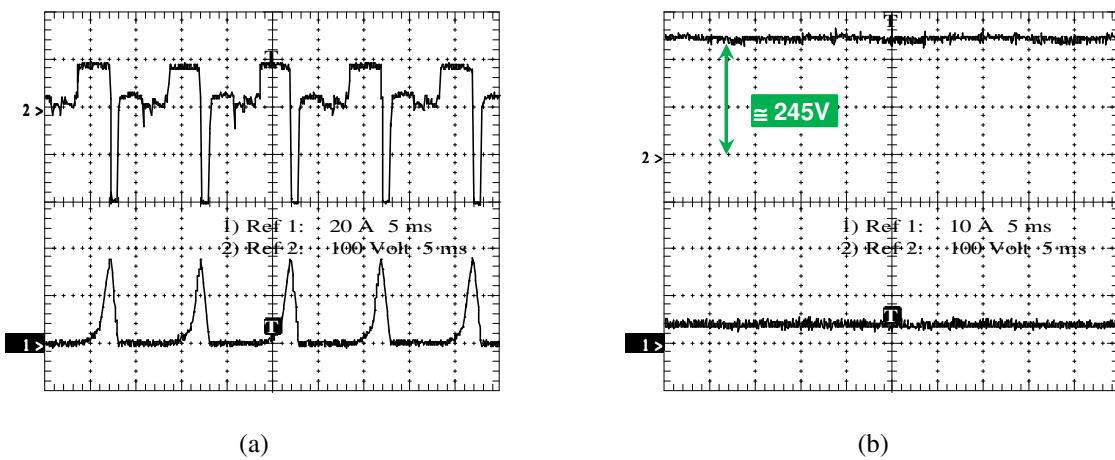


Figura 6.16. – Ensaio com Tensão de excitação: 70V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

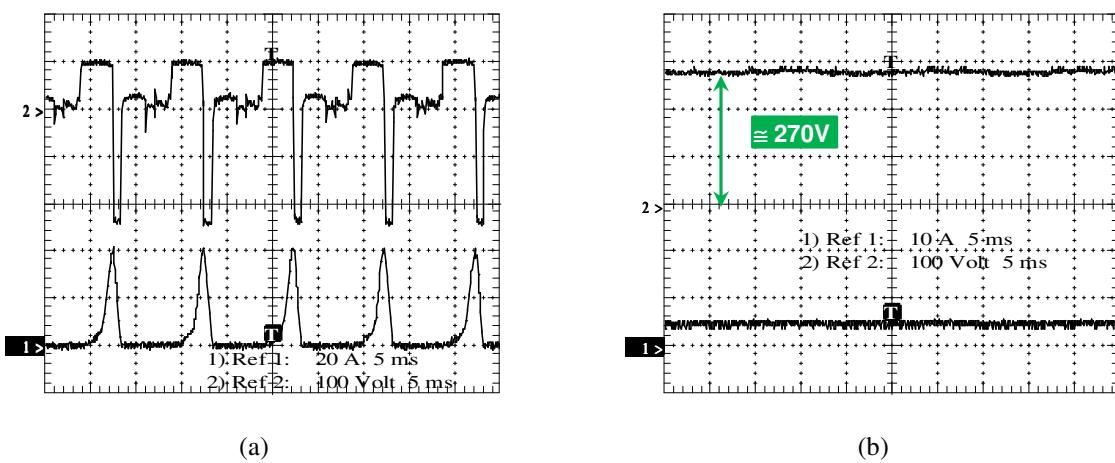


Figura 6. 17. – Ensaio com Tensão de excitação: 80V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

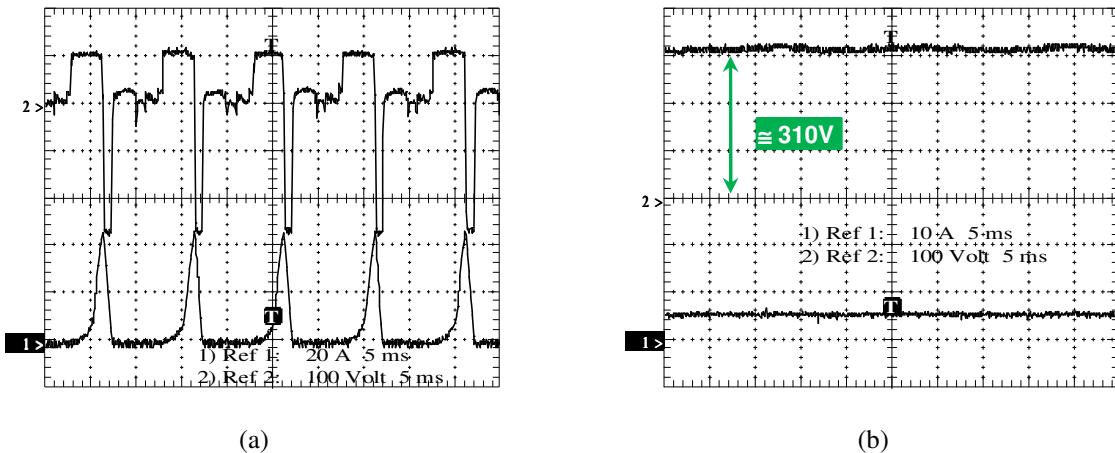


Figura 6.18. – Ensaio com Tensão de excitação: 90V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

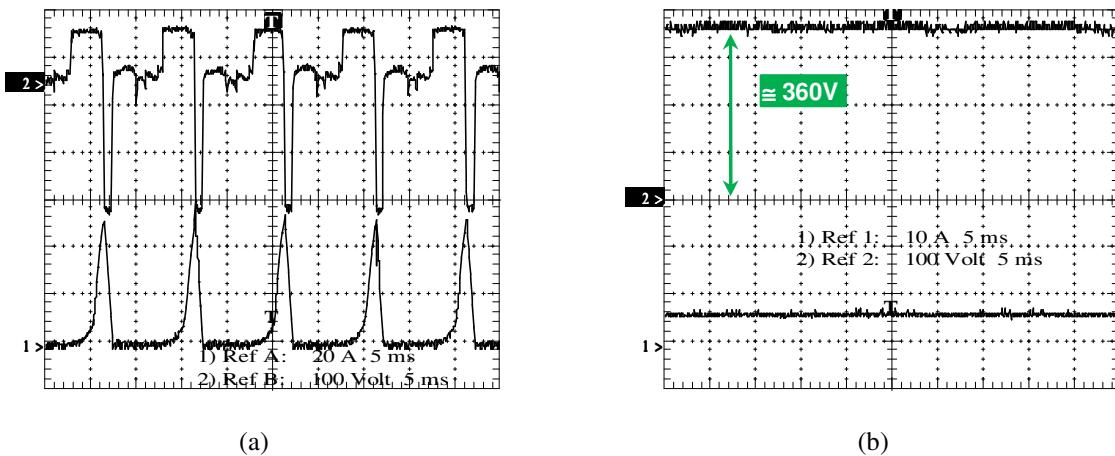


Figura 6.19. – Ensaio com Tensão de excitação: 100V - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

Nos gráficos apresentados nas Figuras 6.14 até 6.19, verifica-se uma nítida dependência da tensão gerada em função da tensão de excitação. Por exemplo, nos resultados mostrados na Figura 6.14a, a corrente no enrolamento de uma fase da máquina atinge o pico de 24A. Já o valor a tensão gerada é de aproximadamente 150V. A corrente que circula pela carga nesse experimento é de aproximadamente 3,4A, conforme Figura 6.14b.

Nos resultados mostrados na Figura 6.19 a tensão de excitação é de 100V. Esse acréscimo na excitação repercute diretamente no valor da corrente na fase do gerador e também aumenta consideravelmente os valores de tensão gerada e corrente na carga. Conforme Figura 6.19a, a corrente que circula na fase A do gerador atinge cerca de 48A. De

acordo com a Figura 6.19b a tensão gerada chega a 360V e a corrente que passa pela resistência de carga atinge aproximadamente 6A.

A dependência da tensão gerada pelo GRV em função da tensão de excitação pode ser melhor visualizada no gráfico da Figura 6.20, que é um resumo dos gráficos mostrados anteriormente.

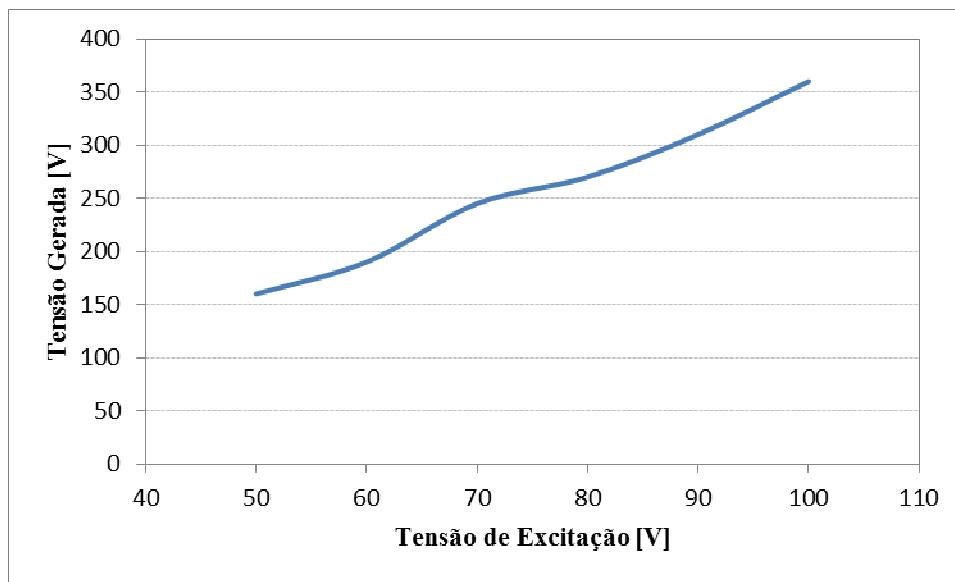


Figura 6. 20. – Gráfico de tensão de excitação x tensão gerada

6.6.2 - Ensaio com Tensão de Excitação Fixa e Diferentes Velocidades

O objetivo deste experimento é verificar o comportamento do GRV em diferentes pontos de velocidade rotórica. Neste caso, a tensão de excitação do gerador foi ajustada em 50V e a carga resistiva instalada na saída do gerador foi de 45Ω . Os ensaios foram feitos com os seguintes valores de velocidade da máquina primária em RPM: 1200, 1500, 1800, 2000, 2200. As figuras 6.21 até 6.25 apresentam as formas de onda da tensão e corrente em uma fase e tensão e corrente na carga resistiva para cada valor de velocidade.

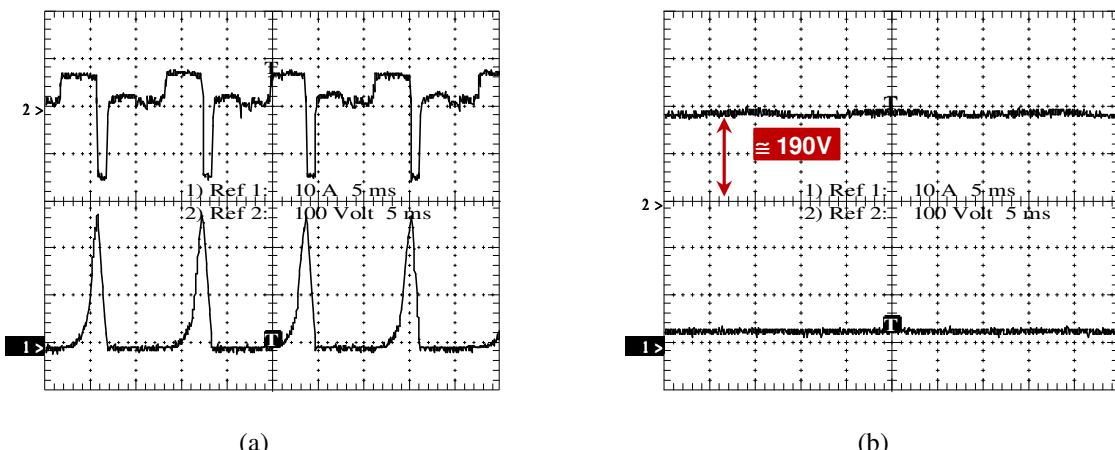


Figura 6.21. Velocidade rotórica: 1200 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A inferior; (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

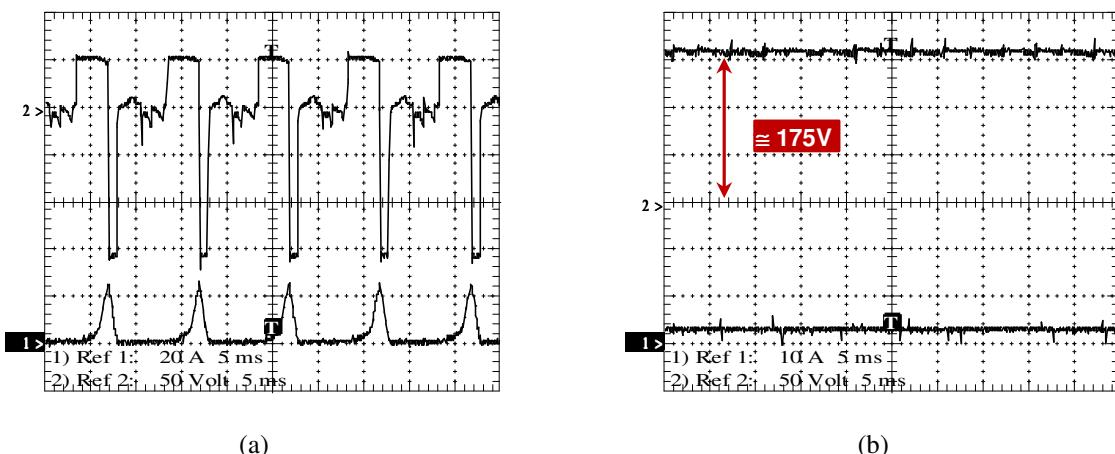


Figura 6.22. Velocidade rotórica: 1500 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

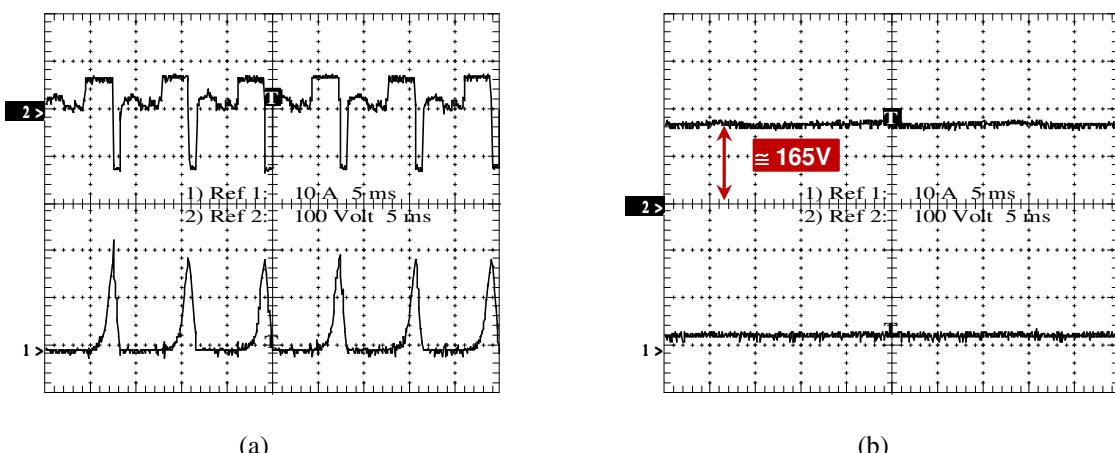


Figura 6.23. Velocidade rotórica: 1800 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

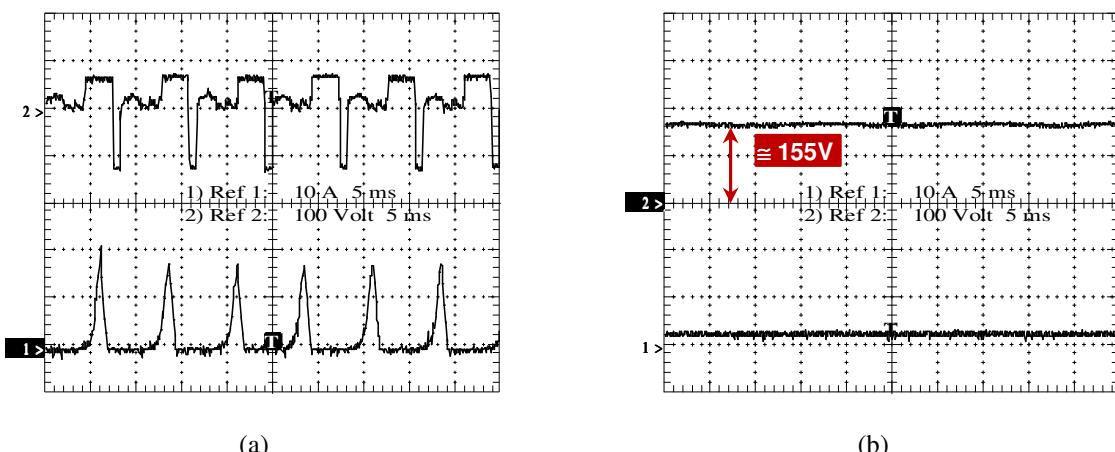


Figura 6.24. Velocidade rotórica: 2000 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

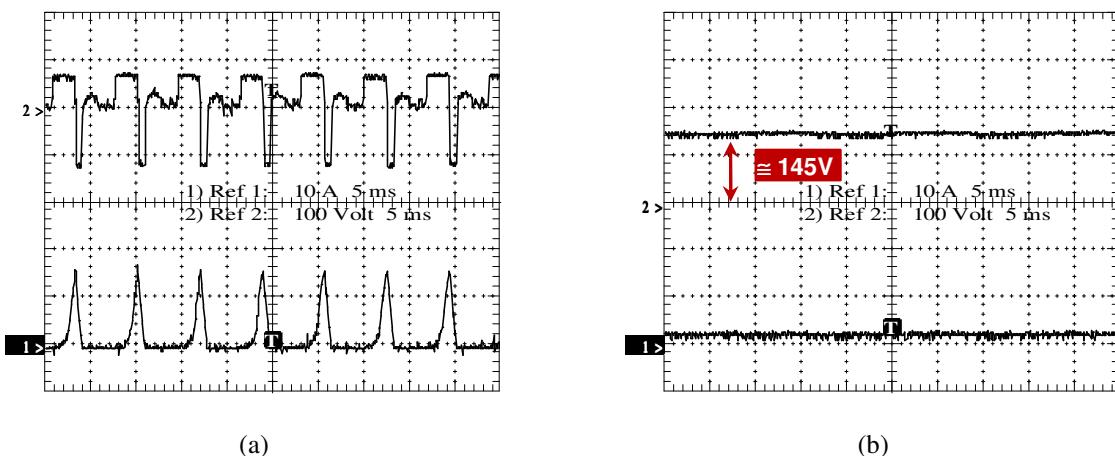


Figura 6.25. Velocidade rotórica: 2200 RPM - (a) – Tensão na fase A (superior) e corrente na fase A (inferior); (b) – Tensão gerada (superior) e Corrente na carga (inferior)

As Figuras 6.21 até 6.25 mostram os resultados para um valor fixo para a tensão de excitação, porém variando a velocidade de rotação da máquina. Procura-se nesse ensaio verificar a dependência da tensão gerada com a velocidade mecânica do eixo.

Verifica-se nessas figuras que o efeito da velocidade de rotação nesta faixa de operação, sobre o valor da tensão gerada não é acentuado como no caso da excitação (mostrado anteriormente). Isto sinaliza a capacidade de se trabalhar com o GRV em uma faixa considerável de velocidade com pouca mudança na tensão gerada, como pode ser notado na Figura 2.6 que resume as figuras 6.21 a 6.25.

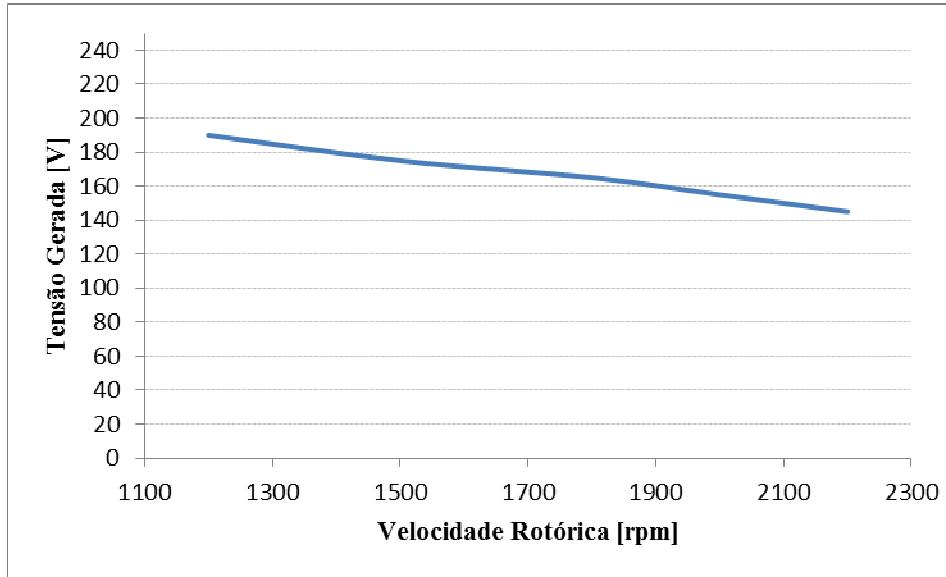


Figura 6. 26. – Gráfico da tensão gerada em função da velocidade rotórica

6.6.3 - Ensaio com Tensão de Excitação Fixa e Velocidade Fixa e Ângulo θ_{off}

Variável

Conforme que mostrado na figura 4.25 do Capítulo 4, o ângulo de fechamento das chaves (θ_{on}) tem pouca influência sobre a potência gerada. Por outro lado, o ângulo de desligamento (θ_{off}) tem uma grande influência sobre a potência gerada. Assim, o objetivo deste experimento é comprovar experimentalmente o comportamento do GRV em função da variação do ângulo θ_{off} . Neste caso, a tensão de excitação do gerador foi ajustada em 80V e a carga resistiva instalada na saída do gerador foi de 25Ω . Os ensaios foram feitos com ângulo θ_{off} variado em passos de 3 graus no intervalo entre 15 e 30 graus. Cabe destacar que a variação de θ_{off} ocorre para as chaves superiores e inferiores do conversor HB.

As figuras 6.27 e 6.28 apresentam as formas de onda da tensão e corrente em uma fase respectivamente para os diversos valores de θ_{off} . Ao lado de cada uma dessas figuras foi inserido a forma de onda do mesmo ensaio realizado em simulação para fins de comparação.

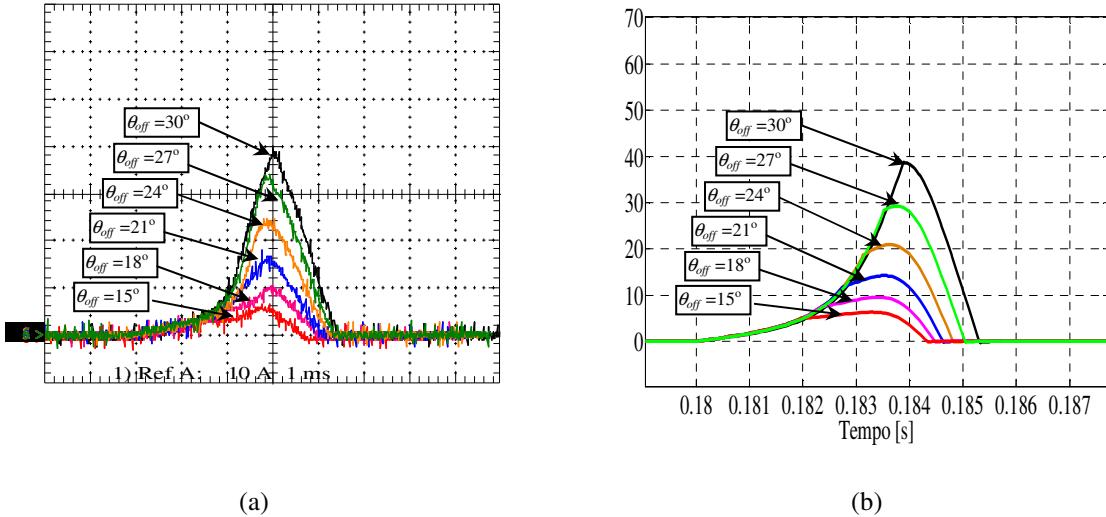


Figura 6. 27 – Corrente A com variação de θ_{off} (a) Experimental – (b) Simulado

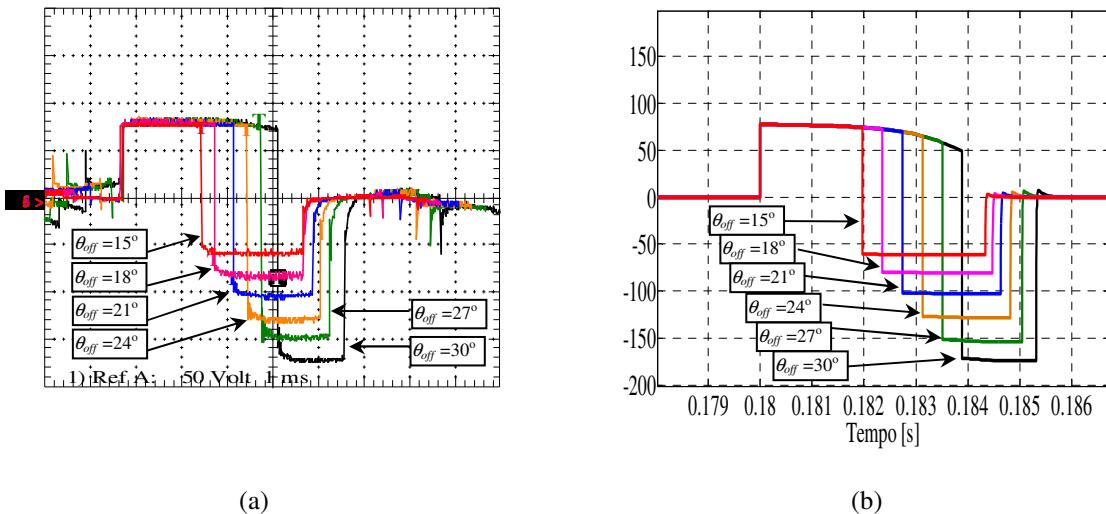


Figura 6. 28 – Tensão na fase A com variação de θ_{off} (a) Experimental – (b) Simulado

As Figuras 6.27 e 6.28 mostram os resultados obtidos fixando a tensão de excitação e a velocidade, e alterando gradativamente o ângulo θ_{off} das chaves. Tanto no gráfico para a corrente (Figura 6.27) quanto para a tensão (Figura 6.28), o ângulo de desligamento inicial é de 15 graus, variando gradualmente de 3 em 3 graus até atingir 30 graus. Observa-se na Figura 6.27a que para $\theta_{off} = 30^\circ$ a corrente nos enrolamentos atinge aproximadamente 40A, ao passo que quando esse ângulo é 15° a corrente cai drasticamente para 5A. Com isso, observa-se que quanto maior o ângulo de desligamento, maior é a corrente nas fases do gerador e,

consequentemente maior é a tensão gerada. A Figura 6.28a mostra a tensão na fase. Para um ângulo $\theta_{off} = 30^0$ a tensão gerada atinge cerca de 170V. Já quando o ângulo de desligamento é de 15^0 o valor da tensão gerada é de 60V.

6.6.4 - Ensaio com etapa de *flux Boosting* – Operação em Malha aberta e Malha Fechada

Para comprovar experimentalmente a estratégia de controle de tensão gerada proposta e apresentada neste trabalho no Capítulo 5, diversos ensaios foram realizados. A técnica é baseada na variação do ângulo de magnetização (θ_{off}) atuando apenas nas chaves superiores do conversor HB. Uma etapa de *flux boosting* é acrescentada à estratégia de controle para diminuir a quantidade de energia fornecida pela fonte de excitação e obter melhor aproveitamento da energia mecânica, o que traz uma melhoria da eficiência da conversão eletromecânica do GRV.

Inicialmente testes foram realizados com o GRV operando em malha aberta sem a estratégia de *flux boosting* e posteriormente acrescentou-se a etapa para fins de comparação. Assim, sem a etapa de *flux boosting*, foi ajustado o ângulo de abertura das chaves (θ_{off}) em 22^0 . A Figura 6.29 apresenta as formas de onda dos pulsos aplicados nas chaves S1 e S2 do conversor assimétrico HB, corrente e tensão de fase A e a tensão na carga resistiva. Nesta situação o GRV operou com tensão de excitação em 80V, velocidade de 1500rpm e carga de 25Ω .

Nestas condições de operação, a tensão gerada ficou em torno de 100V enquanto que o pico de corrente na fase atingiu o valor de 12 A.

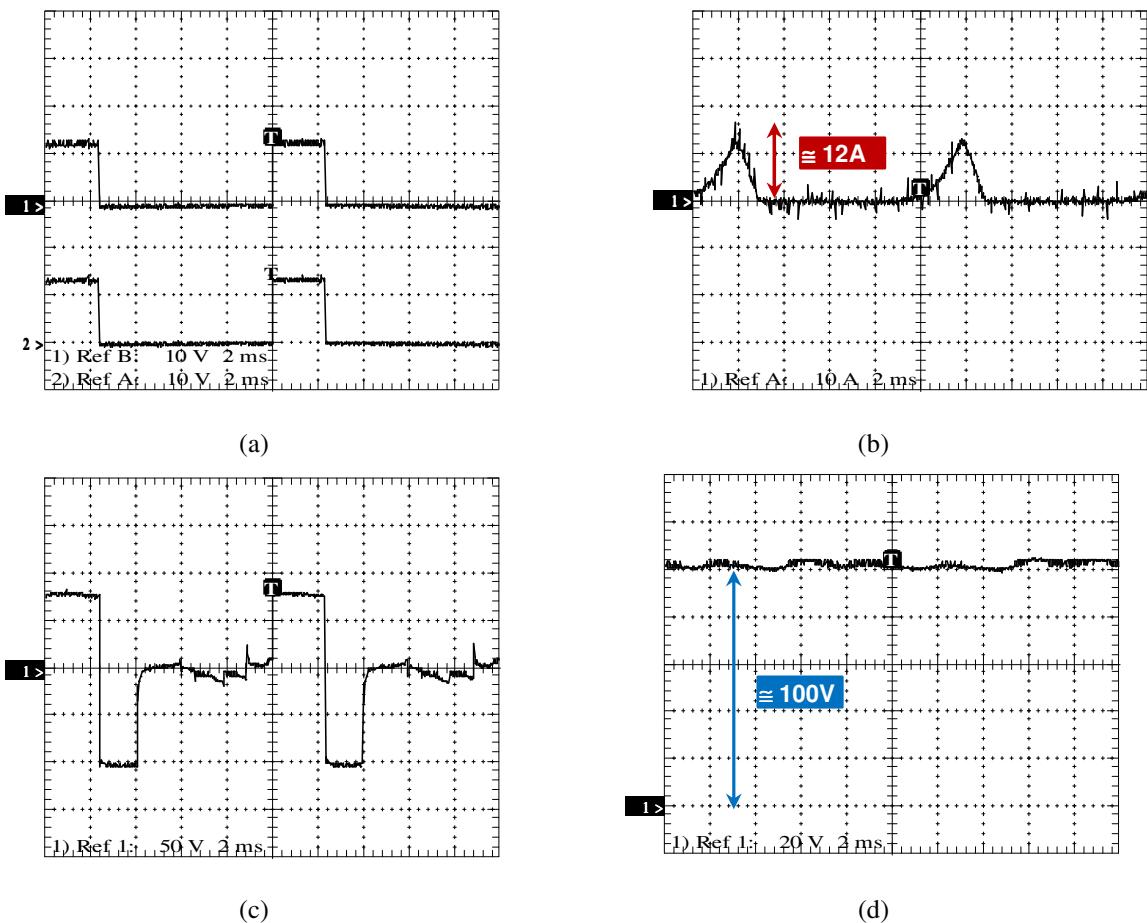
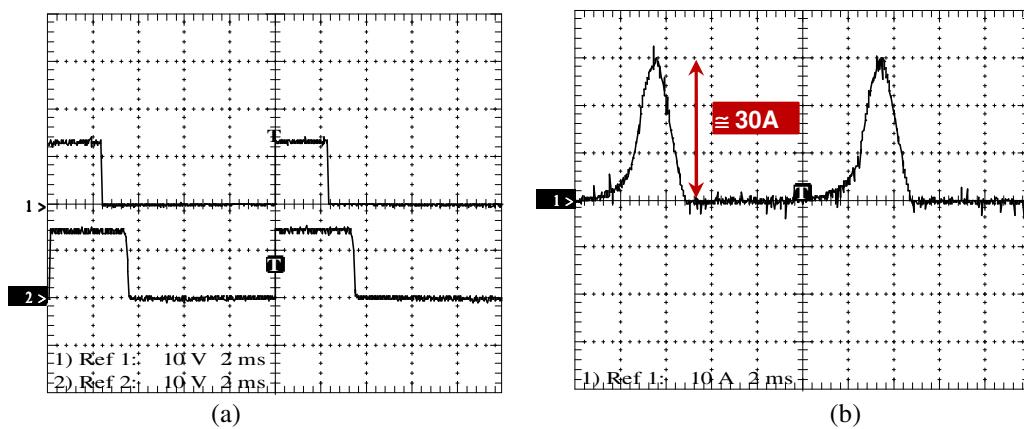


Figura 6.29 – Operação sem a estratégia de *flux boosting*. Pulsos S1 e S2 (a) – Corrente na Fase A (b) – Tensão na fase A (c) – Tensão na Carga (d)

Na sequência, os ensaios foram realizados acrescentando a etapa intermediária para as mesmas condições descritas anteriormente. Pode ser observado na Figura 6.30(d) que a tensão gerada chegou ao valor de aproximadamente 132 V e que o pico de corrente de fase a 30A, conforme Figura 6.30(b). Ou seja, com a etapa intermediária *flux boosting*, houve um aumento de 32% na tensão gerada.



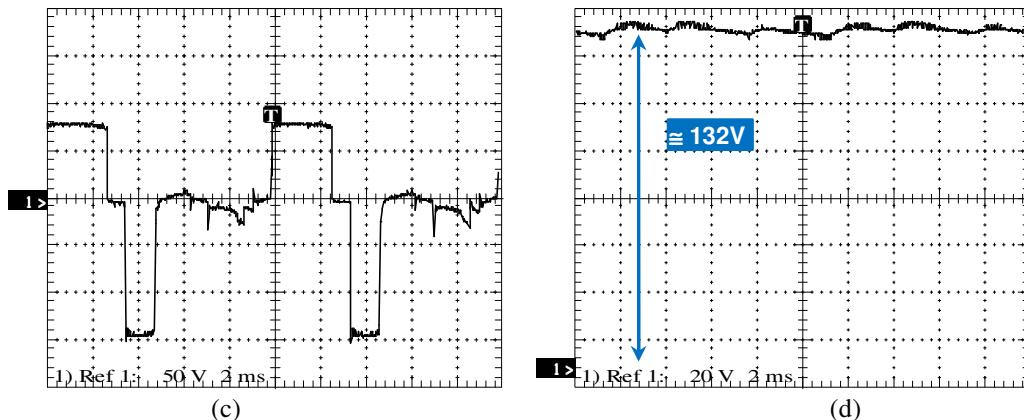


Figura 6.30 – Operação com a estratégia de *flux boosting*. Pulsos S1 e S2 (a) – Corrente na Fase A (b) – Tensão na fase A (c) – Tensão na Carga (d).

Para a operação do GRV em malha fechada, um teste de transitório de carga foi realizado. A resistência de carga foi reduzida de 25Ω (484W) para 11Ω (1100W), conforme teste de simulação. Para esta situação, a tensão gerada de referência foi configurada em 110V e a velocidade em 1500rpm. A Figura 6.31(a) mostra o comportamento da tensão gerada aplicada à carga durante o transitório de carga. Observa-se que o valor de referência (110V) foi devidamente mantido demonstrando que o controle foi capaz de manter a tensão gerada em torno do valor de referência, mesmo durante transístórios de carga. Para a mesma situação, a Figura 6.31(a) apresenta a corrente em uma das fases da máquina. A Figura 6.31(b) mostra a tensão e corrente para uma das fases.

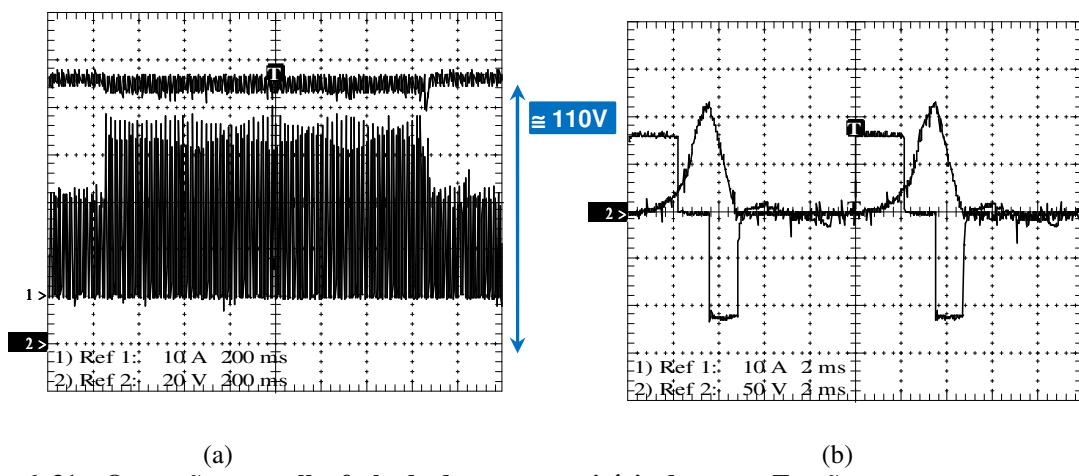


Figura 6.31 – Operação em malha fechada durante transistórios de carga. Tensão na carga e corrente na fase A (a) – Tensão e corrente na fase A (b).

6.6.5 - Ensaio em Velocidade Variável – Malha Fechada de Tensão Gerada

Para verificar o comportamento do GRV com tensão terminal controlada e em regime de velocidade variável, foram realizados ensaios com dois perfis de velocidades rotórica: rampa de aceleração/desaceleração e senoidal. Isto foi possível inserindo os perfis mencionados através de formas de ondas de um gerador de sinais, na entrada analógica do inversor de frequência que aciona a máquina primária acoplada ao eixo do GRV.

Em ambos os casos, a referência no compensador da tensão gerada foi mantida em 310V, a faixa de velocidade variando entre 1100 a 2200 rpm e a carga nos terminais do gerador foi de 800W. Nas Figuras 6.32 e 6.33 nota-se que a tensão gerada permanece constante ao longo de todo ensaio. Percebe-se ainda que as correntes de fase do GRV se alteram em virtude da ação de controle do regulador de tensão que visa manter a tensão gerada em torno do valor pre-estabelecido de referência.

Dessa forma, pôde se verificar que o GRV funcionou bem nesta ampla faixa de variação de velocidade, o que evidencia seu potencial para aplicações envolvendo velocidades variáveis.

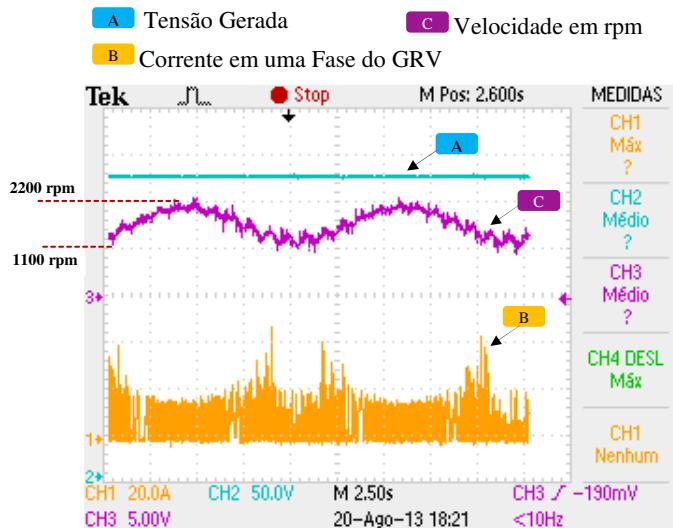


Figura 6. 32 – Comportamento do GRV em velocidade variável – Perfil senoidal de velocidade

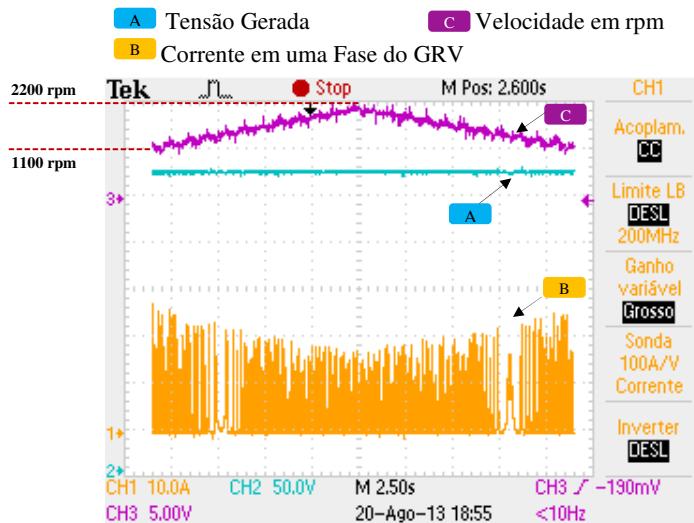


Figura 6.33 - Comportamento do GRV em velocidade variável – Perfil de velocidade em rampa

6.7 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a plataforma experimental desenvolvida em laboratório para o controle da tensão gerada do Gerador à Relutância Variável. Foram abordados detalhes da construção do conversor HB, circuitos de acionamento, controle e condicionadores de sinais. O GRV foi testado em malha aberta e fechada sob diversos regimes de operação, inclusive em velocidade variável. Foram apresentados e discutidos os resultados experimentais.

Os resultados apontam que técnica de controle da tensão gerada baseada na variação do ângulo de magnetização θ_{off} , utilizando uma etapa intermediária entre as etapas de magnetização e desmagnetização de cada uma das fases, permite um melhor aproveitamento da conversão eletromecânica de energia, além de controlar de modo satisfatório a tensão nos terminais do GRV. Outra conclusão importante foi o bom funcionamento do GRV controlado em operação de velocidade variável.

CAPÍTULO 7

DINÂMICA DO GERADOR A RELUTÂNCIA EM CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

7.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo aborda o controle da corrente de saída e do conversor CC-CA (ou inversor) conectado à rede elétrica. Primeiramente é feito o equacionamento da corrente do conversor, realizado por intermédio de espaços de estados médios. Em seguida é apresentado o esquema de PLL utilizado para a realização do sincronismo. Na sequencia é mostrado o projeto do compensador PI da corrente injetada e finalmente são apresentados resultados de simulação.

O sistema completo proposto neste trabalho para o GRV conectado à rede elétrica monofásica é apresentado na Figura 7.1. Uma descrição detalhada do acionamento e controle do link CC foi realizado em capítulos anteriores. A seguir será descrito o conversor CC-CA.

7.2 - ESTRATÉGIA DE ACOPLAMENTO À REDE CA

Na proposta para conexão do GRV à rede monofásica apresentada na Figura 1, o inversor recebe tensão e corrente CC do GRV e entrega potência ativa para a rede com corrente senoidal. A saída de corrente i_L é sintetizada pelo controlador de corrente, que atua sobre o erro entre a corrente i_L no indutor de acoplamento L_f e a corrente de referência i_{refa} . A referência de corrente é gerada pela multiplicação de i^* (que representa o pico da corrente a ser injetada) e a senoide unitária de sincronismo oriunda do PLL. No link CC, a tensão V_{link} do capacitor é mantida regulada pelo controlador de tensão apresentado no Capítulo 5.

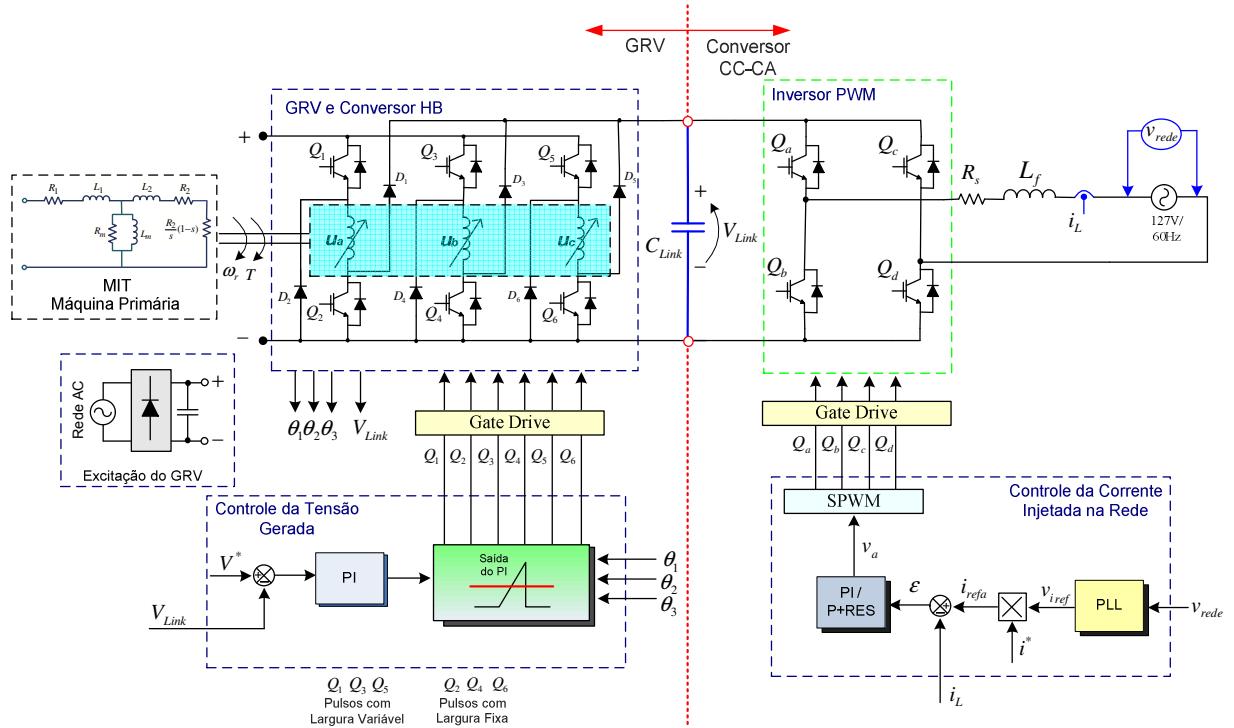


Figura 7. 1 – Diagrama da conexão do GRV com a rede elétrica

7.2.1 - Modelagem do conversor para o controle da corrente do Inversor

O processo de modelagem do conversor conectado à rede elétrica e corrente de saída controlada foi realizado por intermédio de espaços de estados médios [59].

Esta modelagem foi apresentada pela primeira vez em [63], onde foi desenvolvida a técnica para obter um modelo de variáveis médias no espaço de estado, resultando em um modelo linear válido para pequenas perturbações, fazendo-se a linearização em torno do ponto de operação.

A Figura 7.2 apresenta o diagrama simplificado do inversor utilizado para obtenção do modelo matemático. Neste caso, a tensão v_{Link} é considerada constante uma vez que o seu valor é regulado pela técnica discutida anteriormente.

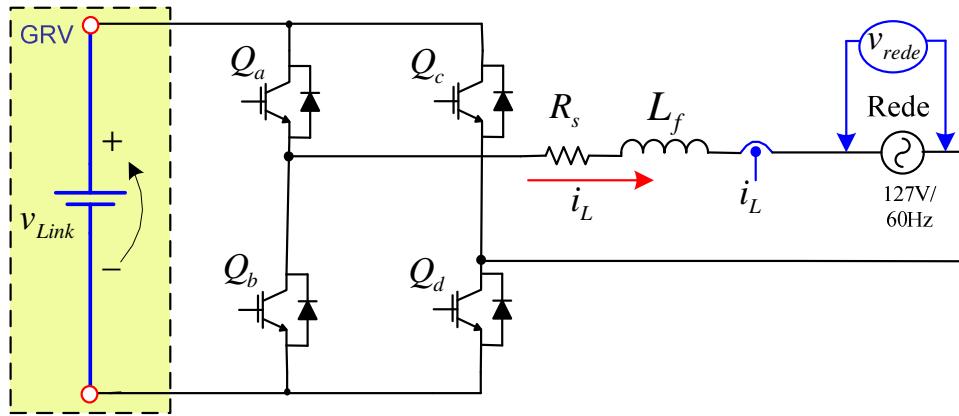


Figura 7.2 – Inversor com conexão à rede elétrica

O objetivo deste desenvolvimento matemático é obter modelo CA do conversor no espaço de estados e uma função de transferência para pequenos sinais entre a corrente (i_L) no indutor de acoplamento e o ciclo de trabalho (d).

A análise que se segue é desenvolvida em passos com o intuito de facilitar a organização das equações.

a) Passo 1: Descrição das equações em etapas de operação do conversor

Foram consideradas duas etapas associadas ao conversor em cada intervalo de chaveamento. A Figura 7.3 apresenta o esquema destas duas etapas.

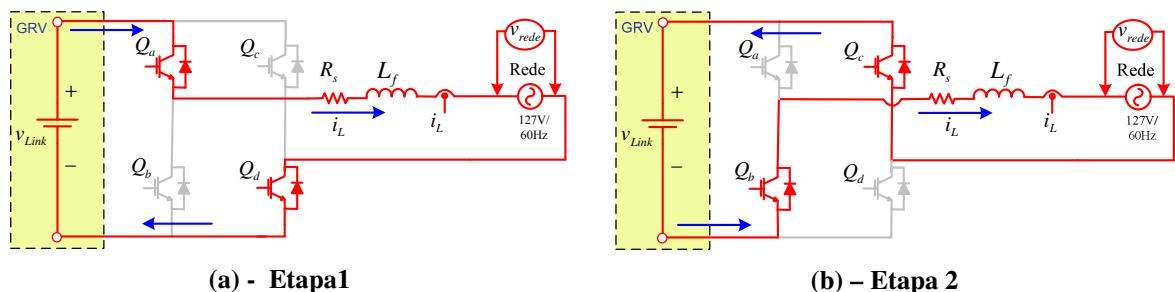


Figura 7.3 – Etapas do inversor nos dois intervalos de chaveamento

Durante a Etapa 1, de acordo com a Figura 7.3(a), as chaves Q_a e Q_d permanecem fechadas e Q_b e Q_c abertas. O conversor se reduz a um circuito passível de ser descrito por equações de estado lineares.

$$\dot{x} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (7.1)$$

$$y = C_1 x(t) + D_1 u(t) \quad (7.2)$$

Na Etapa 2, Figura 7.3(b) as chaves Q_a e Q_d permanecem abertas e Q_b e Q_c fechadas e as equações de estados lineares são:

$$\dot{x} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (7.3)$$

$$y = C_2 x(t) + D_2 u(t) \quad (7.4)$$

Onde:

x = vetor de estado

\dot{x} = derivada do vetor de estado em relação ao tempo

y = vetor de saídas

u = vetor de entradas

A = matriz do sistema

B = matriz de entradas

C = matriz de saídas

D = matriz de realimentação

No caso do conversor analisado, o vetor de estado e o de entradas são respectivamente

$$x = [i_L] \text{ e } u = \begin{bmatrix} v_{Link} \\ v_{Re de} \end{bmatrix}.$$

Desenvolvendo-se as equações de operação do conversor apresentado na Figura 7.2 para a Etapa 1 tem-se que:

$$v_{Link} - R_s i_L(t) - \frac{L_f di_L(t)}{dt} - v_{Rede} = 0 \quad (7.5)$$

$$\frac{L_f di_L(t)}{dt} = -R_s i_L(t) + v_{Link} - v_{Rede} \quad (7.6)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_f} i_L(t) + \frac{v_{Link}}{L_f} - \frac{v_{Rede}}{L_f} \quad (7.7)$$

Escrevendo-se a equação 7.7 em formato de matriz de estados tem-se:

$$\left[\frac{di_L(t)}{dt} \right] = \left[-\frac{R_s}{L_f} \right] [i_L(t)] + \left[\frac{1}{L_f} \ - \frac{1}{L_f} \right] \begin{bmatrix} v_{Link} \\ v_{Rede} \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

Onde:

$$A_1 = \left[-\frac{R_s}{L_f} \right]$$

$$B_1 = \left[\frac{1}{L_f} \ - \frac{1}{L_f} \right]$$

As equações da Etapa 2 podem ser escritas da seguinte forma:

$$-v_{Link} - R_s i_L(t) - \frac{L_f di_L(t)}{dt} - v_{Rede} = 0 \quad (7.9)$$

$$\frac{L_f di_L(t)}{dt} = -R_s i_L(t) - v_{Link} - v_{Rede} \quad (7.10)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_s}{L_f} i_L(t) - \frac{v_{Link}}{L_f} - \frac{v_{Rede}}{L_f} \quad (7.11)$$

Escrevendo-se a equação 7.11 em formato de matriz de estados tem-se:

$$\left[\frac{di_L(t)}{dt} \right] = \left[-\frac{R_s}{L_f} \right] [i_L(t)] + \left[-\frac{1}{L_f} \ - \frac{1}{L_f} \right] \begin{bmatrix} v_{Link} \\ v_{Rede} \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

Onde:

$$A_2 = \left[-\frac{R_s}{L_f} \right]$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix}$$

b) Passo 2: Média das variáveis de estado usando o ciclo de trabalho

A média das variáveis em um período de chaveamento foi descrita pela ponderação das equações correspondentes às duas etapas de operação do conversor, em relação ao tempo, resultando em:

$$A_{med} = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (7.13)$$

$$A_{med} = -\frac{R_s D}{L_f} - \frac{R_s}{L_f} + \frac{R_s D}{L_f} \quad (7.14)$$

$$A_{med} = -\frac{R_s}{L_f} \quad (7.15)$$

$$B_{med} = B_1 D + B_2 (1-D) \quad (7.16)$$

$$B_{med} = \left[\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] D + \left[-\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] (1-D) \quad (7.17)$$

$$B_{med} = \left[\frac{D}{L_f} - \frac{D}{L_f} \right] + \left[-\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] + \left[+\frac{D}{L_f} + \frac{D}{L_f} \right] \quad (7.18)$$

$$B_{med} = \left[\frac{2D}{L_f} \ 0 \right] + \left[-\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] \quad (7.19)$$

$$B_{med} = \left[\frac{2D-1}{L_f} \ -\frac{1}{L_f} \right] \quad (7.21)$$

Considerando que as frequências naturais do conversor e as constantes de tempo das suas variáveis de entrada são bem menores do que a frequência de chaveamento, o modelo médio do conversor em equilíbrio pode ser descrito considerando a derivada $\dot{x} = 0$ na equação 7.22.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7.22)$$

$$0 = Ax + Bu \quad (7.23)$$

$$-Ax = Bu \quad (7.24)$$

$$x = -A^{-1}Bu \quad (7.25)$$

$$x = -A_{med}^{-1}B_{med}u \quad (7.26)$$

Substituindo-se as equações 7.15, 7.21 em 7.26 têm-se:

$$x = -\left[-\frac{R_s}{L_f}\right]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2D-1}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Link} \\ v_{Rede} \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

$$x = \left[\frac{L_f}{R_s} \right] \begin{bmatrix} \frac{v_{Link} 2D-1}{L_f} & -\frac{v_{Rede}}{L_f} \end{bmatrix} \quad (7.28)$$

$$x = \begin{bmatrix} \frac{v_{Link} 2D-1}{R_s} & -\frac{v_{Rede}}{R_s} \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

Onde:

x é a matriz que representa os valores em equilíbrio das variáveis de estado.

Passo 3: Modelagem AC em pequenos sinais

Utiliza-se as formas de onda médias em um período de chaveamento para evitar o *ripple* de chaveamento.

Em regime permanente, a tensão média no indutor é nula $\langle v_L(t) \rangle = 0$. Contudo, no regime transitório isto não é válido. As componentes em baixa frequência das formas de onda no indutor podem ser obtidas usando o valor médio das variáveis em um período de comutação:

$$\frac{L_f d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_s} \quad (7.30)$$

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(t) dt \quad (7.31)$$

Onde $\langle x(t) \rangle_{T_s}$ é a media de $x(t)$ em um intervalo de tempo T_s

Para a obtenção do modelo de pequenos sinais é inserido uma perturbação nas variáveis no ponto quiescente (ponto de operação).

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (7.32)$$

$$u(t) = U + \hat{u}(t) \quad (7.33)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (7.34)$$

$$d'(t) = 1 - d(t) \quad (7.35)$$

Mas, $d'(t) = 1 - (D + \hat{d}(t)) \Rightarrow d'(t) = 1 - D - \hat{d}(t)$, então:

$$d'(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (7.36)$$

Substituindo-se o modelo de pequenos sinais na equação de estados médios tem-se:

$$\dot{x} = \frac{dx(t)}{dt} = A_{med}x(t) + B_{med}u(t) \quad (7.37)$$

$$\frac{dx(t)}{dt} = [A_1d(t) + A_2d'(t)]x(t) + [B_1d(t) + B_2d'(t)]u(t) \quad (7.38)$$

$$\frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = [A_1d(t) + A_2d'(t)]x(t) + [B_1d(t) + B_2d'(t)]u(t) \quad (7.39)$$

$$\frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = \left\{ A_1[D + \hat{d}(t)] + A_2[D' - \hat{d}(t)] \right\} x(t) + \left\{ B_1[D + \hat{d}(t)] + B_2[D' - \hat{d}(t)] \right\} u(t) \quad (7.40)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} &= \left\{ A_1 [D + \hat{d}(t)] + A_2 [D' - \hat{d}(t)] \right\} X + \left\{ A_1 [D + \hat{d}(t)] + A_2 [D' - \hat{d}(t)] \right\} \hat{x}(t) \\ &+ \left\{ B_1 [D + \hat{d}(t)] + B_2 [D' - \hat{d}(t)] \right\} U + \left\{ B_1 [D + \hat{d}(t)] + B_2 [D' - \hat{d}(t)] \right\} \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (7.41)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} &= \left[[A_1 D + A_1 \hat{d}(t)] + [A_2 D' - A_2 \hat{d}(t)] \right] X + \left[[A_1 D + A_1 \hat{d}(t)] + [A_2 D' - A_2 \hat{d}(t)] \right] \hat{x}(t) \\ &+ \left[[B_1 D + B_1 \hat{d}(t)] + [B_2 D' - B_2 \hat{d}(t)] \right] U + \left[[B_1 D + B_1 \hat{d}(t)] + [B_2 D' - B_2 \hat{d}(t)] \right] \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (7.42)$$

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} &= [A_1 D + A_2 D'] X + [A_1 \hat{d}(t) - A_2 \hat{d}(t)] X + [A_1 D + A_2 D'] \hat{x}(t) + [A_1 \hat{d}(t) - A_2 \hat{d}(t)] \hat{x}(t) \\ &+ [B_1 D + B_2 D'] U + [B_1 \hat{d}(t) - B_2 \hat{d}(t)] U + [B_1 D + B_2 D'] \hat{u}(t) + [B_1 \hat{d}(t) - B_2 \hat{d}(t)] \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (7.43)$$

Passo 4: Linearização das equações resultantes (remoção dos termos CC e de 2^a ordem)

Os termos não lineares de 2^a ordem são muito pequenos em amplitude, quando comparados com os termos CA de 1^a ordem. Dessa forma, os termos da equação 7.43 cortados foram desconsiderados do modelo. Então:

$$\begin{aligned} \frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} &= [A_1 D + A_2 D'] X + [A_1 \hat{d}(t) - A_2 \hat{d}(t)] X + [A_1 D + A_2 D'] \hat{x}(t) + [B_1 D + B_2 D'] U \\ &+ [B_1 \hat{d}(t) - B_2 \hat{d}(t)] U + [B_1 D + B_2 D'] \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (7.44)$$

$$\frac{d[X + \hat{x}(t)]}{dt} = A_{med} X + A_{med} \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] X \hat{d}(t) + B_{med} U + B_{med} \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] U \hat{d}(t) \quad (7.45)$$

Os termos CC dizem respeito à resposta em regime permanente, assim será desprezado para obtenção do modelo CA. Os termos CC são:

$$\frac{dX}{dt} = A_{med} X + B_{med} U \quad (7.46)$$

Então, os termos AC de primeira ordem podem ser escritos como:

$$\frac{d \hat{x}(t)}{dt} = \frac{d \left[X + \hat{x}(t) \right]}{dt} - \frac{dX}{dt} \quad (7.47)$$

Assim, temos que:

$$\begin{aligned} \frac{d \hat{x}(t)}{dt} &= A_{med} \cancel{X} + A_{med} \hat{x}(t) + [A_1 - A_2] X \hat{d}(t) + \cancel{B_{med} U} + B_{med} \hat{u}(t) + [B_1 - B_2] U \hat{d}(t) \\ &- (A_{med} \cancel{X} + B_{med} \cancel{U}) \end{aligned} \quad (7.48)$$

$$\frac{d \hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \hat{x}(t) + B_{med} \hat{u}(t) + [A_1 - A_2] X \hat{d}(t) + [B_1 - B_2] U \hat{d}(t) \quad (7.49)$$

$$\frac{d \hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \hat{x}(t) + B_{med} \hat{u}(t) + \underbrace{[A_1 - A_2] X + [B_1 - B_2] U}_{K} \hat{d}(t) \quad (7.50)$$

$$\frac{d \hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \hat{x}(t) + B_{med} \hat{u}(t) + K \hat{d}(t) \quad (7.51)$$

$$K = \left(-\frac{R_s}{L_f} + \cancel{\frac{R_s}{L_f}} \right) \left[\frac{v_{Link} 2D-1}{R_s} - \frac{v_{Rede}}{R_s} \right] + \left\{ \left[\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] - \left[-\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] \right\} \left[\frac{v_{Link}}{v_{Rede}} \right] \quad (7.52)$$

$$K = \left\{ \left[\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] - \left[-\frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} \right] \right\} \left[\frac{v_{Link}}{v_{Rede}} \right] \quad (7.53)$$

$$K = \left\{ \left[\frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_f} - \frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_f} \right] \right\} \left[\frac{v_{Link}}{v_{Rede}} \right] \quad (7.54)$$

$$K = \left[\frac{2}{L_f} \ 0 \right] \left[\begin{matrix} v_{Link} \\ v_{Rede} \end{matrix} \right] \quad (7.55)$$

$$K = \frac{2v_{Link}}{L_f} \quad (7.56)$$

Passo 5: Transformação da equação do Modelo CA para o domínio da frequência

O modelo CA em espaço de estados é um método de representação do sistema no domínio tempo. Entretanto algumas ferramentas de análise, tal como diagramas de Bode, necessitam de um método de representação no domínio da frequência. Nestas situações, o sistema normalmente é modelado por funções de transferência. Assim aplicando a Transformada de Laplace na equação 7.57 para obter a função de transferência tem-se:

$$\frac{d \hat{x}(t)}{dt} = A_{med} \hat{x}(t) + B_{med} \hat{u}(t) + K \hat{d}(t) \quad (7.57)$$

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{d \hat{x}(t)}{dt} \right\} = \mathcal{L} \left\{ A_{med} \hat{x}(t) + B_{med} \hat{u}(t) + K \hat{d}(t) \right\} \quad (7.58)$$

$$sI \hat{X}(s) - \hat{x}(0) = A_{med} \hat{X}(s) + B_{med} \hat{U}(s) + K \hat{D}(s) \quad (7.59)$$

Para $t=0 \quad \hat{x}(0) = 0$

$$(sI - A_{med}) \hat{X}(s) = B_{med} \hat{U}(s) + K \hat{D}(s) \quad (7.60)$$

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} \left[B_{med} \hat{U}(s) + K \hat{D}(s) \right] \quad (7.61)$$

Considerando $\hat{U}(s) = 0$ tem-se:

$$\hat{X}(s) = (sI - A_{med})^{-1} K \hat{D}(s) \quad (7.62)$$

$$G_{inv}(s) = \frac{\hat{X}(s)}{\hat{D}(s)} = (sI - A_{med})^{-1} K \quad (7.63)$$

Como $K = \frac{2v_{Link}}{L_f}$ e $A_{med} = -\frac{R_s}{L_f}$

$$G_{inv}(s) = \left(s[1] + \frac{R_s}{L_f} \right)^{-1} \left(\frac{2v_{Link}}{L_f} \right) \quad (7.64)$$

$$G_{inv}(s) = \left(\frac{sL_f + R_s}{L_f} \right)^{-1} \left(\frac{2v_{Link}}{L_f} \right) \quad (7.65)$$

$$G_{inv}(s) = \left(\frac{L_f}{sL_f + R_s} \right) \left(\frac{2v_{Link}}{L_f} \right) \quad (7.66)$$

Finalmente a função de transferência do inversor que relaciona a corrente em função do ciclo de trabalho pode ser escrita como:

$$G_{inv}(s) = \frac{2v_{Link}}{sL_f + R_s} \quad (7.67)$$

7.2.2 - Sistema de Sincronismo com a Tensão da Rede Elétrica

O sincronismo da corrente de saída do conversor com a tensão da rede é feito através da referência angular fornecida por um sistema de PLL (*phase locked loop*), conforme apresentado na Figura 7.4.

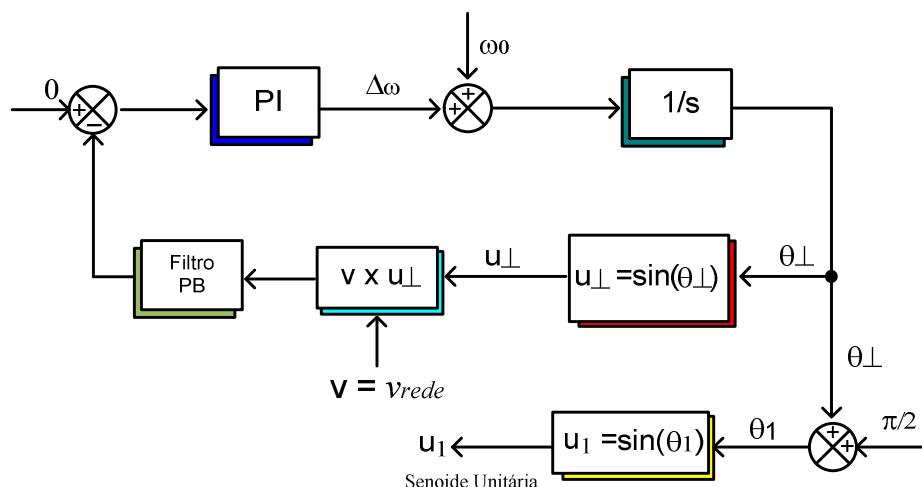


Figura 7.4 - Esquema do PLL

Seu princípio de operação é baseado no produto escalar entre o vetor de tensão v e o vetor ortogonal u_\perp . Quando o PLL é sincronizado com a tensão da rede os dois vetores são ortogonais e o produto é zero. O compensador PI atua para minimizar o erro $\epsilon = 0 - v \times u_\perp$, ou seja, para cancelar o produto escalar, e gerar a componente $\Delta\omega$. A integração da frequência

angular $\omega = \Delta\omega + \omega_0$ resulta no ângulo $\theta \perp$. O vetor u_1 corresponde à senoide unitária sincronizada com a tensão da rede e é utilizada para gerar a corrente de referência do inversor PWM [60].

7.2.3 - Projeto do Compensador PI da Corrente Injetada na Rede Elétrica

A Figura 7.5 ilustra um esquema simples para realizar o controle da corrente do inversor conectado à rede. A corrente medida no indutor de acoplamento i_L é comparada com a referência i_{refa} , e o erro de corrente ϵ é processado pelo compensador linear $C_{inv}(s)$, que gera a referência de tensão v_a para o inversor controlado por PWM.

O compensador $C_{inv}(s)$ pode ser projetado de acordo com procedimentos estabelecidos na literatura sobre controle linear. Pode-se realizar o projeto, atentando aos critérios de largura de banda e margem de fase por exemplo. A largura de banda desse tipo de controle é normalmente limitada a 1/10 da frequência de chaveamento para a obtenção de um resultado satisfatório, minimizando a ondulação causada pelo chaveamento na saída do sistema [59].

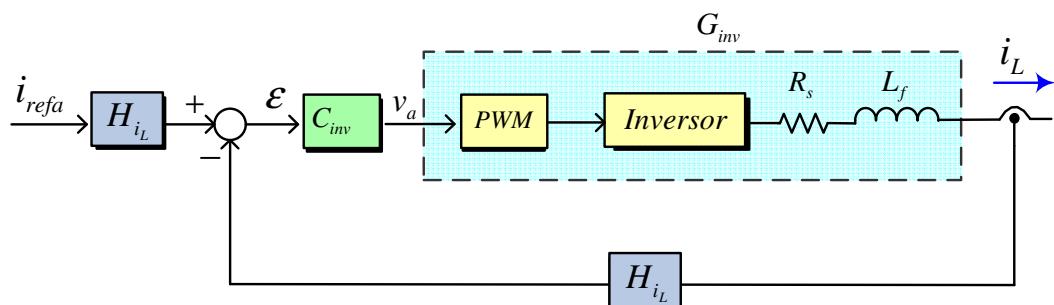


Figura 7.5- Malha de controle da corrente de saída do conversor CC-CA

A função de transferência da estrutura de compensação PI pode ser escrita da seguinte forma [61]:

$$C_{inv}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{\left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} \quad (7.68)$$

Onde:

K_p = Ganho Proporcional

K_i = Ganho do Integrador

A partir da função de transferência do conversor CC-CA apresentado na equação 7.67, e os valores da Tabela 7.1 foi possível utilizar a ferramenta *Sisotool* que é integrada ao MATLAB®, para se encontrar um compensador que garanta alta estabilidade ao conversor. Para isso, encontrou-se as posições dos polos e do zero do compensador PI, com um valor de ganho o qual permite a operação na condição de estabilidade.

TABELA 7.1
Parâmetros do Conversor Conectado à Rede Elétrica

Parâmetros	Valores
H_{i_L}	1/30
L_f	7mH
R_s	0,3Ω
v_{Link}	310V
F_{ch}	10khz

A função de transferência do compensador $C_{inv}(s)$, por sua vez, obtida pelo *Sisotool* é expressa pela seguinte equação:

$$C_{inv}(s) = 0,59096 \cdot \frac{(s + 5,646e3)}{s} \quad (7.69)$$

O diagrama do Lugar das Raízes e o diagrama de Bode do sistema compensado são apresentados na Figura 7.6.

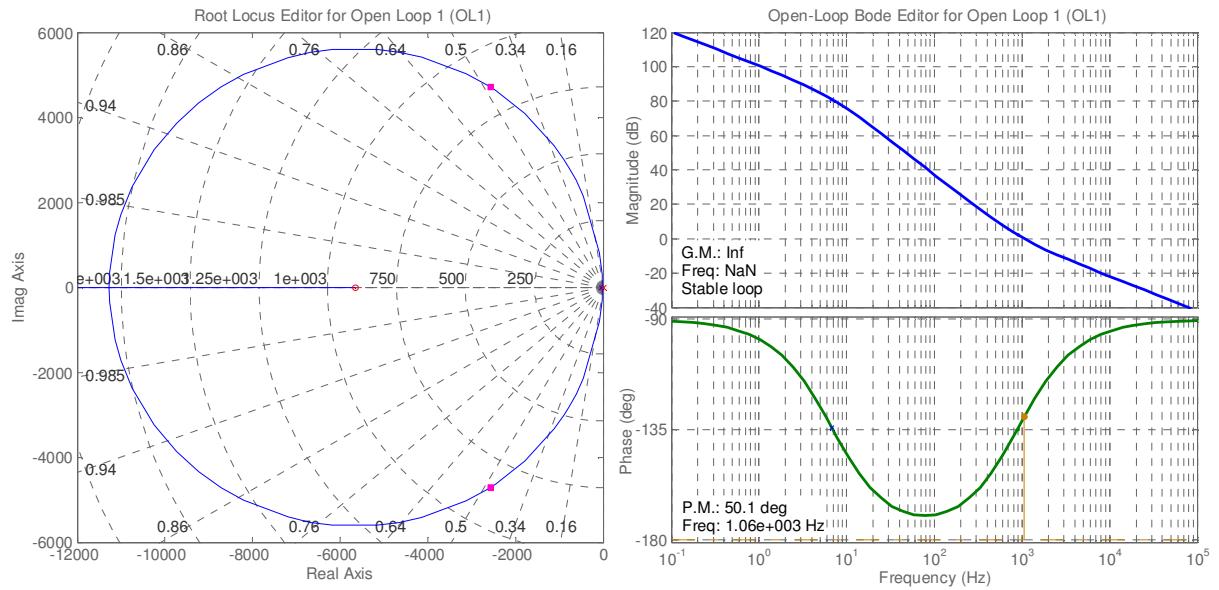


Figura 7.6 - Diagrama do lugar das raízes e de Bode do sistema compensado com o PI projetado.

A margem de fase do sistema para uma frequência de cruzamento é de 50,1°. A frequência de cruzamento escolhida foi de 1,06kHz que representa 1/10 da frequência de chaveamento. Observa-se ainda que nos sistemas baseados em conversores chaveados é desejável ter ganho reduzido nas altas frequências (acima da frequência de cruzamento), impedindo que ruídos de alta frequência causados pelo chaveamento sejam propagados para a saída do sistema [62].

7.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta os resultados de simulação do conjunto GRV e do inversor PWM conectado à rede elétrica. O principal objetivo é verificar o comportamento dinâmico do GRV acoplado na rede elétrica monofásica. Todo o sistema apresentado na Figura 7.1 foi simulado em conjunto, ou seja, O GRV fornece uma tensão regulada no link CC e o inversor PWM injeta a corrente sintetizada na rede através do controlador de corrente. Neste caso, os

controladores de tensão gerada do GRV e de corrente de saída do inversor trabalham desacoplados.

Os testes de simulação foram realizados com os seguintes critérios: tensão de referência do controlador de tensão em 311V e velocidade rotórica do GRV em 1500rpm. O pico da corrente de referência inicia-se com 10A e sofre um degrau para 20A no instante de dois segundos da simulação. O conjunto foi simulado durante 4 segundos.

A Figura 7.7 mostra o comportamento da tensão no link CC durante o transitório de carga. Observa-se que o valor de referência (311V) foi devidamente mantido. Este teste demonstrou que o controle de tensão foi capaz de manter com precisão a tensão gerada em torno do valor de referência, mesmo durante o transitório de carga. Para a mesma situação, a Figura 7.6 apresenta a corrente em uma das fases do gerador. Um zoom na corrente de fase bem como os sinais de gatilho das chaves do conversor AHBC são apresentados na Figura 7.8.

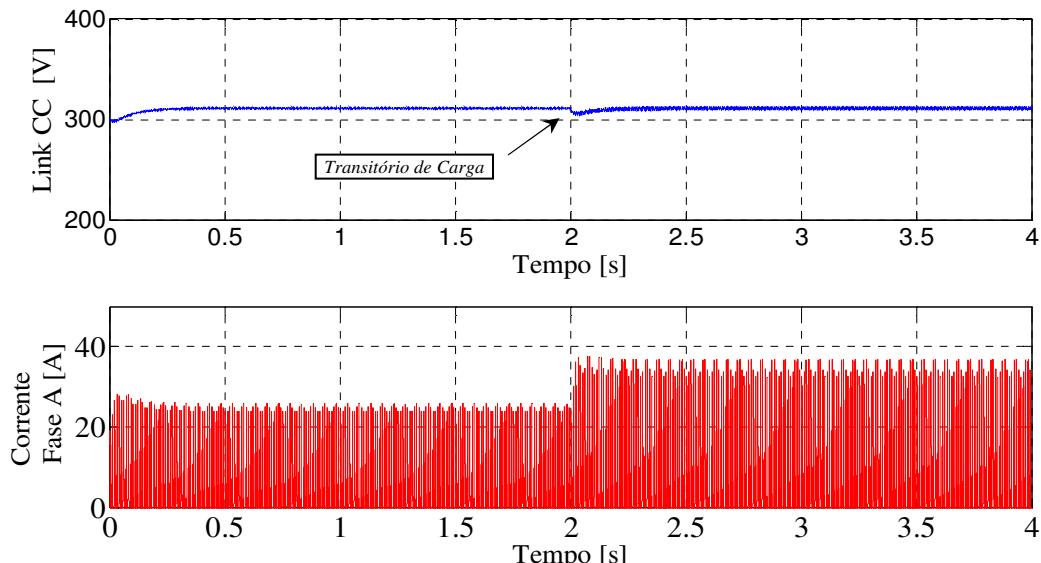


Figura 7.7 - Tensão gerada (superior) e corrente de fase (abaixo) durante transitório de carga

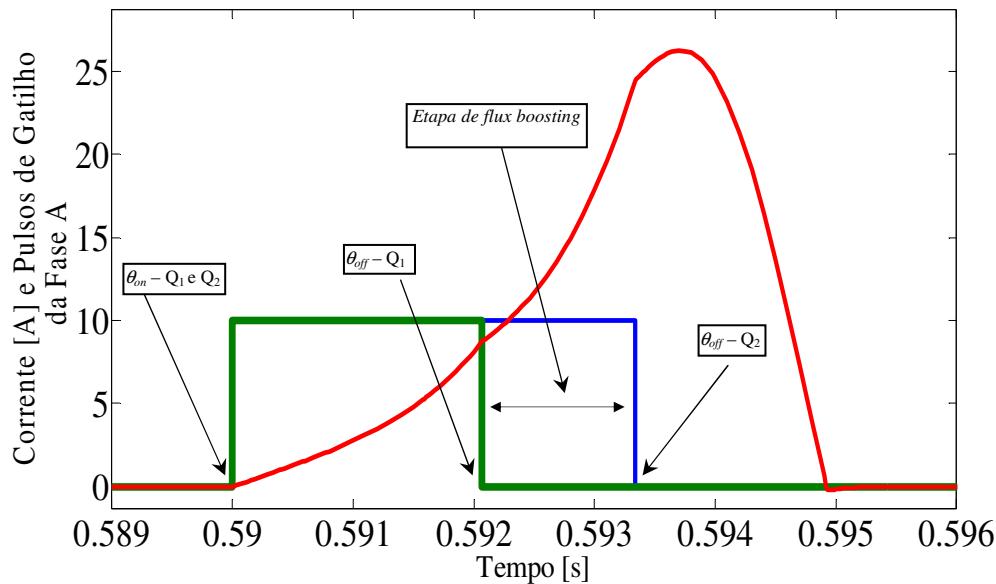


Figura 7.8 - Corrente da Fase A e Pulso de Gatilho da Fase A

Em relação à potência, foram realizadas medições na entrada do Conversor CC- CA, ou seja, no link CC e na saída do conversor, no ponto de conexão com a rede elétrica. A Figura 7.9 mostra o comportamento da potência ativa injetada na rede bem como a potência de entrada do conversor. Para uma referência de pico da corrente de saída do Conversor CC- CA em 10A a potência entregue à rede é de aproximadamente 900W. No instante de dois segundos quando a referência muda para 20A a potência injetada é de 1800W.

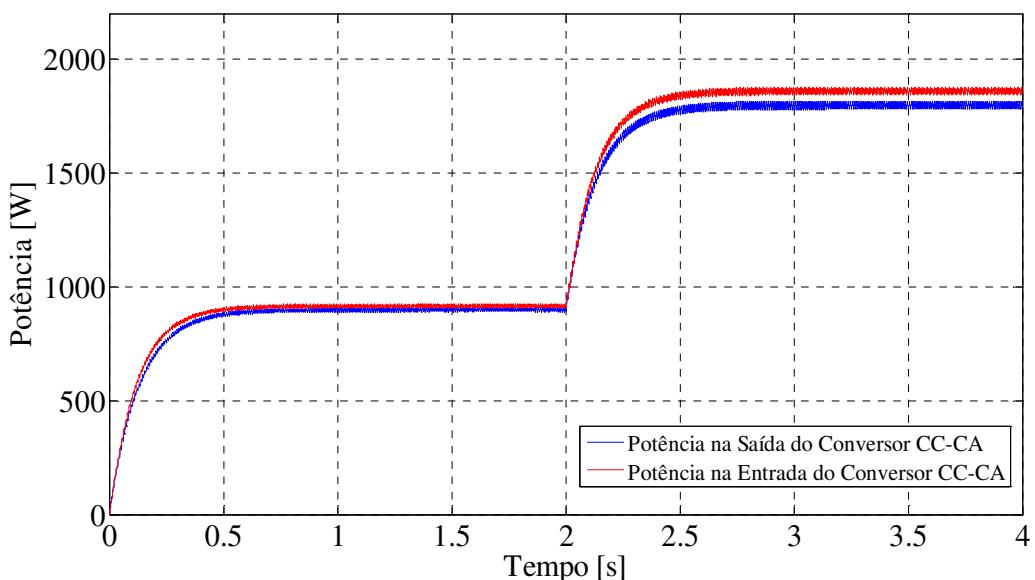


Figura 7.9 – Potência no link CC e Potência entregue à rede durante o transitório de carga

A forma da corrente injetada na rede e a tensão da rede elétrica são mostradas na Figura 7.10. Percebe-se que a corrente está em fase com a tensão, o que indica que somente potência ativa é injetada na rede. A Figura 7.11 apresenta ainda a corrente de referência e a corrente sintetizada pelo controlador para injeção na rede. O sincronismo entre a corrente de referência e a tensão da rede elétrica é atingido pela atuação do PLL descrito na Seção 7.2.2.

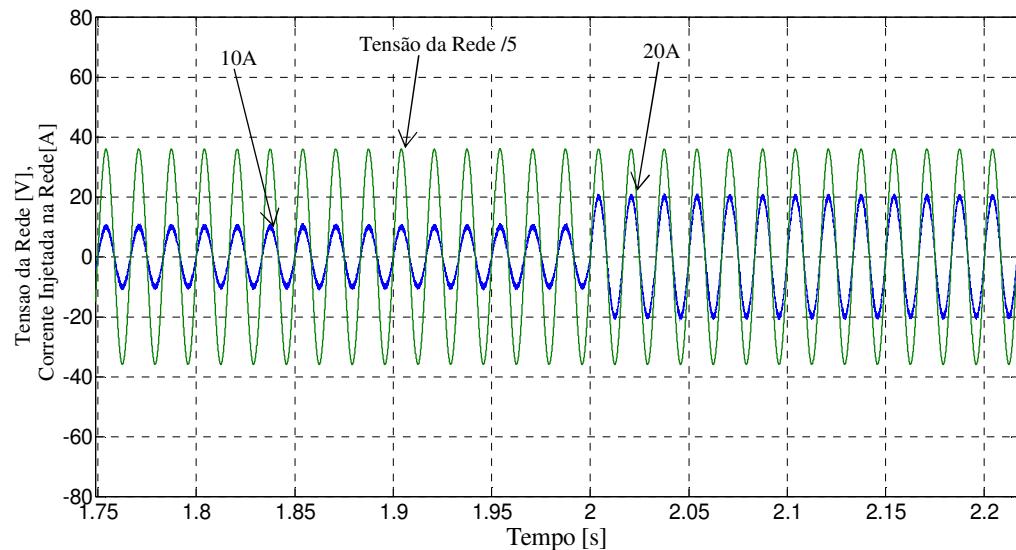


Figura 7. 10 – Tensão da rede e corrente injetada na rede

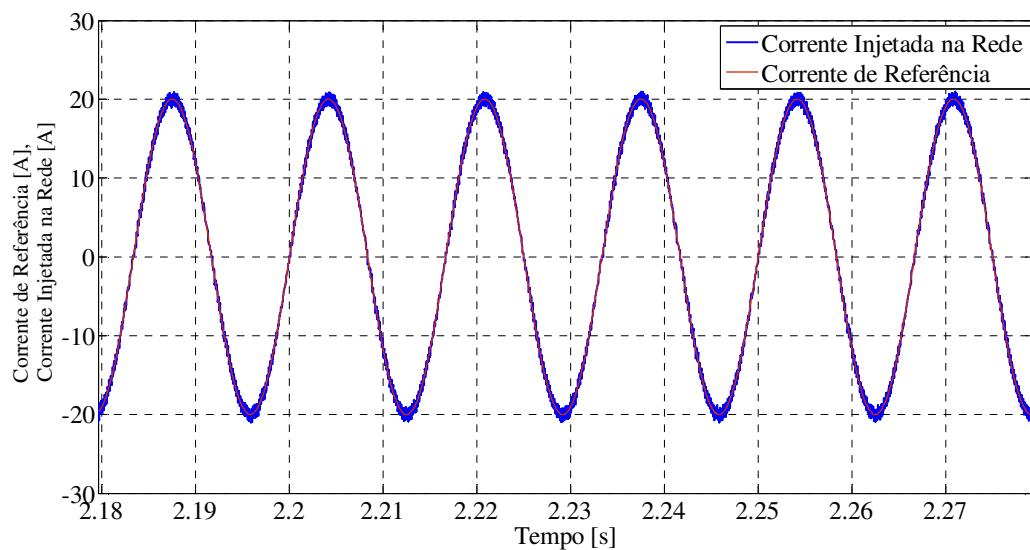


Figura 7. 11 –Referência senoidal e corrente injetada na rede

7.4 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o equacionamento e desenvolvimento do sistema de controle do estágio CC-CA, que é constituído por um inversor monofásico conectado a rede elétrica por meio de um filtro indutivo. Mostrou-se o sistema de sincronismo PLL e o projeto do compensador da corrente de saída do conversor. Foi apresentada também toda estrutura do sistema GRV/Conversor CC-CA em conjunto, bem como alguns resultados de simulação. O estudo apresentado teve a intenção de apresentar a constituição do GRV 6x4 acoplado a um conversor CC-CA básico que opera satisfatoriamente e realiza a injeção controlada de corrente senoidal sincronizada com a tensão da rede elétrica monofásica.

CAPÍTULO 8

PLATAFORMA EXPERIMENTAL PARA CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

8.1 - INTRODUÇÃO

Para validar a estratégia proposta e simulada, foi desenvolvida uma plataforma experimental para conexão do gerador a relutância variável com a rede elétrica para injeção de potência ativa. Serão apresentados o desenvolvimento do hardware e os principais circuitos utilizados. A plataforma consiste basicamente de:

- Inversor *Semikron* (Módulos de IGBT's)
- *Gate Drivers* do Inversor
- DSP TEXAS TMS320F28335
- Placa de Condicionamento de Sinais com Sensores *Hall*
- Indutor de Acoplamento com a Rede Elétrica
- Transformador isolador 1:1 127V/20A
- Circuitos de Acionamentos
- Circuitos de Proteção
- Fontes de Alimentação

O GRV juntamente com o conversor *Half Bridge* e o módulo de controle da tensão do Link CC já foram amplamente discutidos em capítulos anteriores. A seguir será realizada uma descrição dos itens que compõem a plataforma experimental para a conexão do GRV com a rede elétrica bem como a apresentação dos resultados experimentais.

8.2 - MÓDULO INVERSOR

O inversor utilizado, fabricado pela *Semikron*, é projetado para suportar até 35A rms de corrente com tensão de link CC de 540 V. O chaveamento máximo pode chegar a 10 kHz com temperatura controlada de 35°C, mas é possível aplicar continuamente até 15 kHz. Possui circuitos de proteção contra curto-círcito e sobre tensão. A Tabela 8.1 [64] apresenta suas principais características.

Tabela 8.1 – Características principais do Inversor Utilizado.

Circuito	I _{rms}	V _{ac} (V _{dc})	Tipos		
B6CI	35	380 540	SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI 21 V12		
Símbolo	Condições			Valores	Unidades
I _{rms max} T _{amb} =35 °C	Sem sobrecarga; 10 kHz 150% de sobrecarga, 60s a cada 10 min (I _{ov} /I _N) 200% de sobrecarga, 10s a cada 10 min (I _{ov} /I _N)			35 42/48 48/24	A A A
V _{ce} max				1200	V
f _{sw} max	Frequência de chaveamento absoluta máxima			15	kHz
f _{sw} max Csl	Frequência de chaveamento máxima aconselhada			10	kHz
C C _{eqvl} T _{ds%} V _{DC} max	Tipo EPCOS B43303A0687 Banco de capacitores equivalente Tempo de descarga do banco de capacitores Tensão DC máxima aplicada ao banco de capacitores			680/400 2040/800 - 750	µF/V µF/V s V
Retificador V _{net} max	Tensão máxima da rede (lado AC)			380 -20%/+15%	V _{ac}
T _{vj} T _{stg} T _{amb}	Temperatura da junção para operação contínua sem a necessidade de alteração dos capacitores.			-40 ... +125 -20 ... +40 -20 ... +55	°C °C °C
V _{isol}	60Hz/1min			2500	V

A Figura 8.1 apresenta fotos do inversor utilizado. A Figura 8.1(a) mostra o painel externo do inversor com os seus conectores e bornes para conexão dos circuitos de potência. A Figura 8.1(b) mostra os circuitos de potência, as chaves, os *Gate drives*, o banco de capacitores e os dois sensores de efeito *hall* para leitura das correntes das fases U e V.

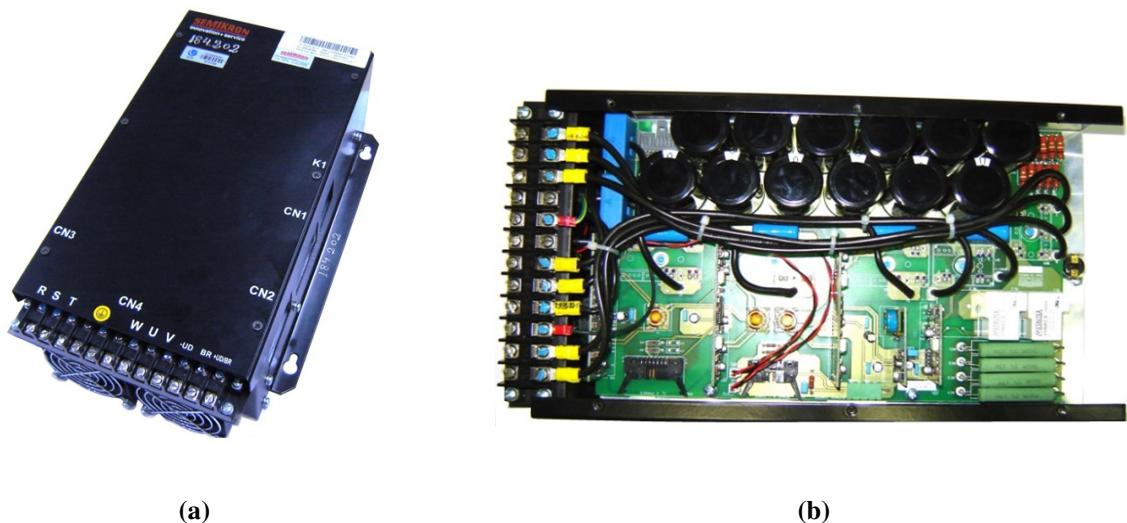


Figura 8.1 – Fotos do inversor utilizado.

8.3 - PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS - DSP

O inversor *Semikron* apresentado na seção 8.2 não possui circuito de controle e nem de geração de pulsos para disparar as chaves estáticas. Neste caso, foi projetado e implementado um módulo de disparo dos IGBT's utilizando um processador digital de sinais em ponto flutuante de 32 bits (TMS320F28335), especialmente projetado para controlar sistemas em tempo real.

Estes processadores foram projetados para atender ao mercado de controle de sistemas de acionamento, em especial sistemas de baixo custo. Dessa forma, apresentam periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando de um inversor (controle e modulação), aquisição de sinais analógicos, e etc., tornando-os inteiramente adequados para o controle de corrente injetada na rede elétrica como proposto por este trabalho.

O processador digital de sinais TMS320F28335 possui um poderoso conjunto de periféricos e um amplo conjunto de instruções capaz de aproveitar os diversos recursos de CPU disponíveis. Abaixo são elencadas as principais características e periféricos do DSP utilizado [65]:

- Frequência de *clock* de 150 MHz;
- Conversor Analógico-Digital (*ADC*) de 12 bits com 16 entradas analógicas multiplexadas com tempo de conversão em torno de 80ns;
- 02 gerenciadores de eventos independentes (*EVA e EVB*);
- 56 Portas de I/O digitais com dupla função;
- Memória de programa *on-chip* (*SARAM, DARAM e Flash EPROM*);
- Interface de comunicação serial (*SCI*);
- Interface serial com periféricos (*SPI*);
- Controlador de rede (*CAN*);
- Temporizador *watch-dog*;
- Registradores de soma e produto de 32 e 64 bits;
- Instruções apropriadas à implementação de rotinas matemáticas e compensadores;
- Estrutura de processamento tipo *pipeline*;

A Figura 8.2 apresenta um esquema dos blocos do DSP TMS320F28335 e a Figura 8.3 mostra em destaque os barramentos de dados, endereços e o barramento de periféricos [65].

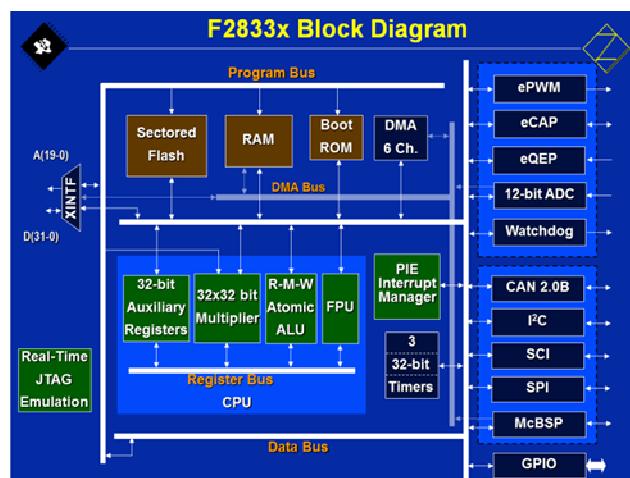


Figura 8.2 – Esquema geral do processador digital de sinais TMSF28335

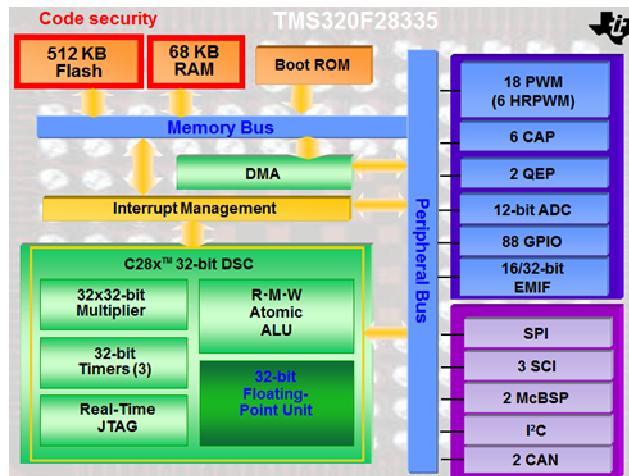


Figura 8.3 – Esquema dos barramentos de dados, memória e de periféricos.

Uma importante característica deste processador é que ele possui uma unidade em hardware para realização de operações em ponto flutuante, o que facilita e agiliza o processo de programação. Uma foto ilustrativa do DSP é apresentada na Figura 8.4.



Figura 8.4 – Foto do TMS320F28335 eZdsp Starter Kit

8.4 - DIMENSIONAMENTO DO INDUTOR DE CONEXÃO

Segundo [66], para garantir a estabilidade do controle de corrente é possível determinar o valor de indutância mínima de conexão utilizando um critério com base na frequência de chaveamento. Assim, o valor de indutância mínima pode ser calculado baseando-se na equação:

$$L_{\min} > \frac{50}{(F_{ch}/2) \cdot \pi} \quad 8.1$$

Utilizando a equação 8.1 para uma frequência de chaveamento 10 kHz, o valor mínimo requerido de indutância para manter a estabilidade do controle da corrente injetada na rede é de 3,2 mH.

Logo após a determinação da indutância, o dimensionamento do indutor requer também a informação da corrente para determinar o condutor e o núcleo, que está relacionado com a potência a ser transmitida durante a conexão. No caso, o indutor foi projetado para suportar uma corrente de pico de 20A.

Dessa forma, o indutor foi projetado com as seguintes especificações:

- Tensão de Saída do Inversor: 127V / 60Hz
- Máxima Corrente de Saída: 20A de pico
- Frequência de chaveamento: 10kHz
- Diâmetro do fio: 16AWG (corrente máxima de 22A)
- Chapa de ferro silício

Uma foto do indutor é apresentada na Figura 8.5. Foi construído com vários “taps” para facilitar os ensaios experimentais com outros valores de indutância de acoplamento.

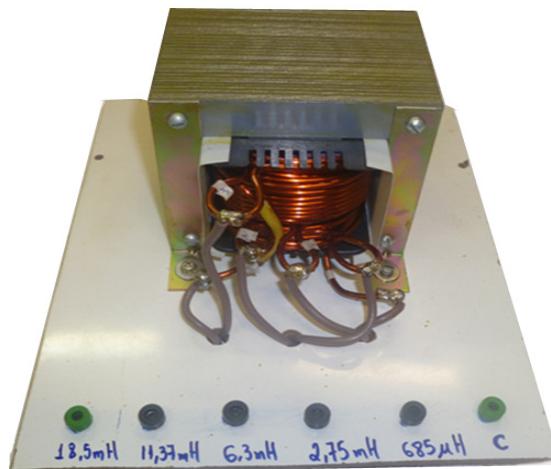


Figura 8.5 – Foto do indutor de acoplamento

O número de espiras para compor o indutor foi obtido através da equação 8.2.

$$N = \frac{L \cdot I_{pico} \cdot 10^4}{B \cdot A_e} \quad 8.2$$

Onde: L é o valor da indutância de acoplamento, I_{pico} é corrente máxima de pico que percorre o indutor, B é a máxima densidade de fluxo magnético e A_e é a área efetiva da perna central da chapa de ferro silício.

8.5 - PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Para adequar os níveis de tensão dos sinais dos transdutores e do *gate drive* do inversor com os níveis de tensão do DSP, foi necessário a montagem de duas interfaces. A primeira, a interface digital conecta os pinos de controle do DSP de 0 a 3.3 V aos circuitos de *gate drive* do inversor de 0 a 15 V. Esta interface conecta também os sinais de erro do inversor de 0 a 15 V com os pinos do DSP de 0 a 3.3 V. A segunda, conecta os sinais analógicos de tensão da rede elétrica, 0 a 127V rms e a corrente de saída do inversor, -20 a 20 A de pico, com a entrada analógica do DSP, que é de 0 a 3.3 V.

As fotos das placas utilizadas no trabalho são apresentadas nas Figuras 8.6 e 8.7.

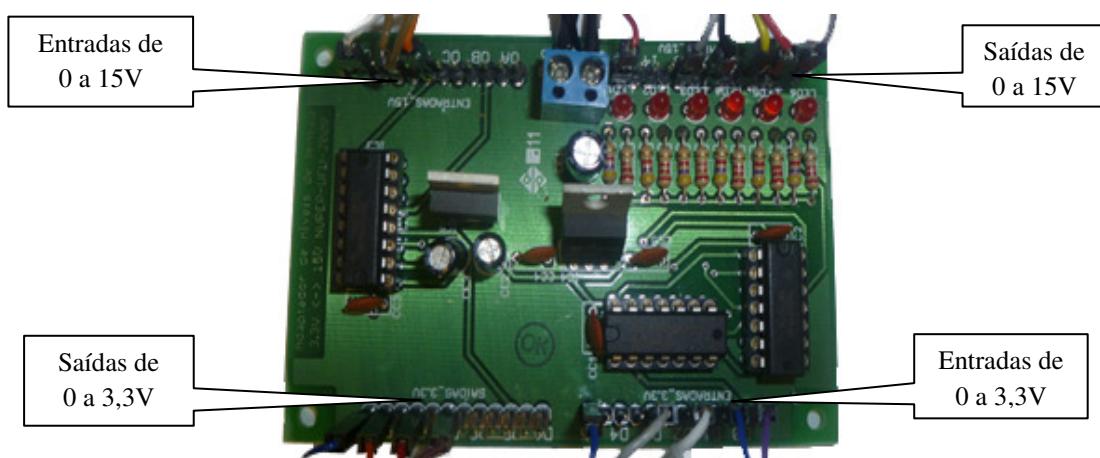


Figura 8.6 - Placa de condicionamento de sinais digitais



Figura 8.7 - Placa de condicionamento de sinais analógicos.

8.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foram realizados dois arranjos diferentes para testar o funcionamento do inversor CC-CA transferindo potência ativa para a rede elétrica. Inicialmente a tensão de link CC foi estabelecida conectando-se um variador de tensão AC trifásico com saída retificada e filtrada à entrada do módulo inversor. O outro ensaio foi realizado com o próprio GRV fornecendo a tensão de link CC controlada com a estratégia apresentada nos capítulos anteriores.

8.6.1 - Ensaio utilizando um Auto Trafo para fornecimento do Link CC

Preliminarmente para substituir a presença do GRV, com o objetivo de fazer testes iniciais da conexão do inversor com a rede elétrica, foi construída uma fonte CC com um autotransformador de 3KW e um retificador trifásico. Na saída do retificador foi colocado um banco de capacitores, originando uma fonte CC com tensão regulada e ajustada em 310 V. O esquema de ligação foi realizado conforme a Figura 8.8. Este esquema permitiu realizar todos os testes necessários com o inversor, o sistema de controle da corrente injetada na rede, PLL (*phase locked loop*), aquisição de dados, sistemas de proteção e todas as demais ligações.

O diagrama de blocos da Figura 8.8 ilustra o esquema de controle de malha fechada empregando um compensador linear. A malha de controle é constituída de um compensador tipo proporcional e integral (PI) desenvolvido no DSP, um inversor controlado por PWM e pela planta composta pelo indutor conectado a rede.

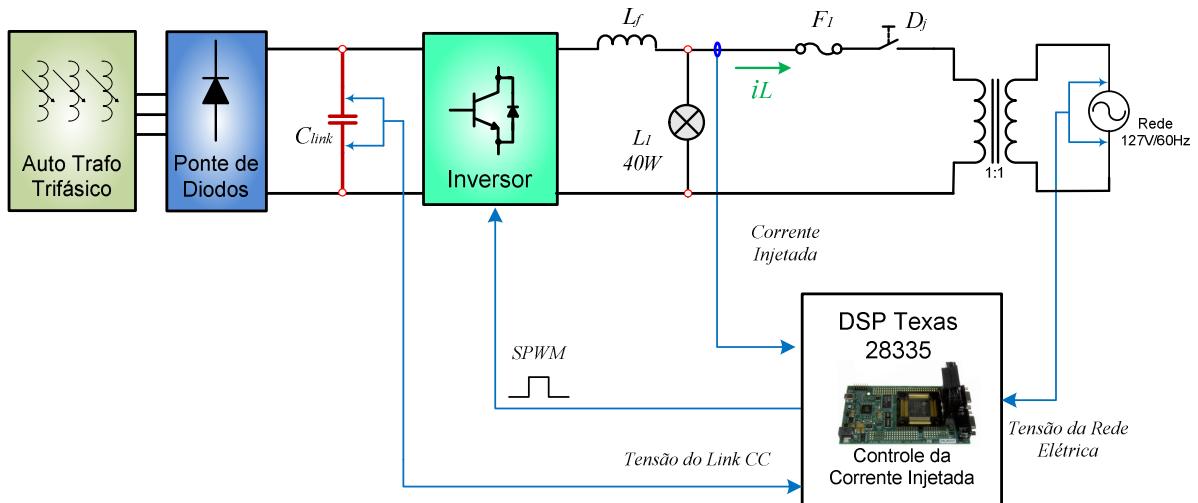


Figura 8.8 – Ensaio com auto trafo fornecendo a tensão no Link CC

O sincronismo da corrente de saída do inversor com a rede foi feito através da referência angular fornecida por um algoritmo de PLL implementado no DSP. A forma de onda da rede elétrica normalmente contém harmônica e ruídos, e assim, testar a conexão nela e não apenas em um ambiente de simulação permite validar a capacidade de sincronização do inversor. Isto pode ser comprovado com algumas observações experimentais.

A Figura 8.9 mostra uma amostra da forma de onda da rede elétrica no ponto de conexão bem como a senoide unitária de referência advinda do PLL gerado pelo DSP.

A Figura 8.10 mostra as formas de onda da tensão da rede elétrica no ponto de conexão e a corrente injetada na rede. Neste caso o *setpoint* de corrente foi ajustado para 6A de pico. Percebe-se nesta figura que a forma de onda de corrente está distorcida e o cruzamento por zero não se dá no mesmo instante da tensão da rede. Isto se deve a dificuldade que o compensador PI encontra em zerar o erro de regime quando atua em variável senoidal.

O compensador PI possui ganho elevado na frequência zero e ganho finito nas demais frequências. Isso permite obter erro nulo de regime apenas em variáveis de corrente contínua. O problema pode ser minimizado com o ajuste dos ganhos do compensador, entretanto o erro do controle não é totalmente eliminado.

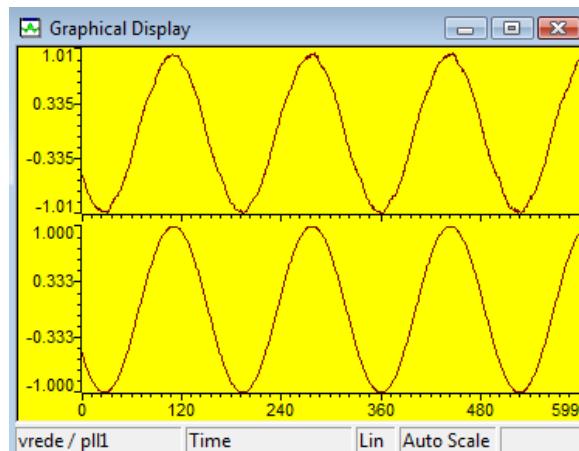


Figura 8.9 –Formas de onda da rede elétrica (superior) e PLL (inferior) amostradas pelo DSP 28335

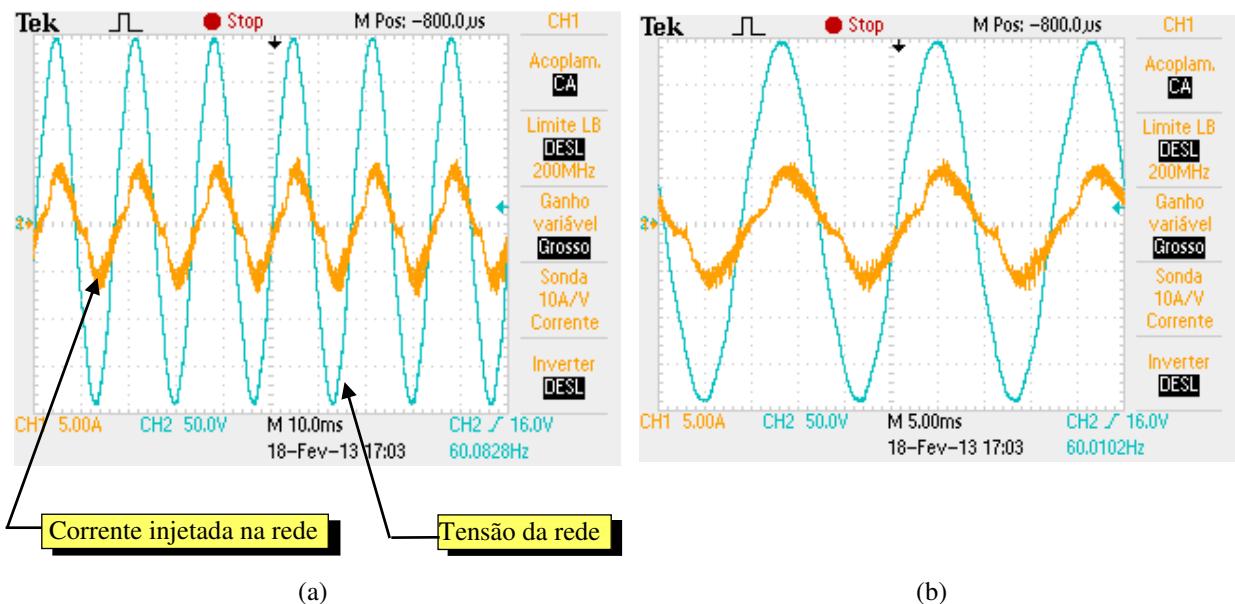


Figura 8.10 – Ensaio de conexão à rede elétrica utilizando Compensador PI. (a) Formas de onda de Tensão na rede e corrente injetada. (b) Zoom das formas de ondas

Outro problema além do erro de regime é a possibilidade de ocorrer à saturação do integrador do compensador. Na prática, um pequeno componente CC presente na leitura da

corrente, devido a imprecisões dos sensores e dos circuitos de condicionamento de sinais, pode saturar o integrador e prejudicar o desempenho do controle, o que pode ser notado na Figura 8.10. Apesar de ser possível remover significativamente a componente contínua das medidas, o controle utilizando PI atuando sobre variáveis estacionárias é muito sensível à saturação do integrador.

Mesmo diante de inúmeras tentativas de ajustes dos parâmetros do compensador PI, não foi possível obter resultados experimentais satisfatórios para injeção de uma corrente elétrica com características mais próximas das senoidais e sincronizadas com a rede. A solução viabilizada foi a utilização de um compensador tipo P+RES conforme descrição a seguir. Vale destacar que em simulação, apenas com os ajustes dos ganhos do compensador PI foi possível obter bons resultados para o controle da corrente.

8.6.2 - Compensador P+RES

O controlador proporcional ressonante (P+RES) é um compensador que proporciona erro de regime nulo em sistemas alternados em coordenadas abc ou $\alpha\beta$. Pode ser empregado tanto em sistemas trifásicos, quanto monofásicos. Segundo [67], O compensador P+RES atuando em sistemas de variáveis estacionárias, apresenta a mesma resposta em frequência do compensador PI atuando em sistemas de variáveis síncronas.

Ainda em [67] são apresentadas duas funções de transferência para o compensador P+RES. O compensador P+RES Tipo 1 tem a função de transferência representada pela equação 8.3.

$$C_{P+RES}(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (8.3)$$

Onde: K_p e K_i são os ganhos do compensador.

ω_0 é a frequência angular de ressonância.

A Figura 8.11 mostra os diagramas de Bode da função de transferência do compensador P+RES Tipo 1.

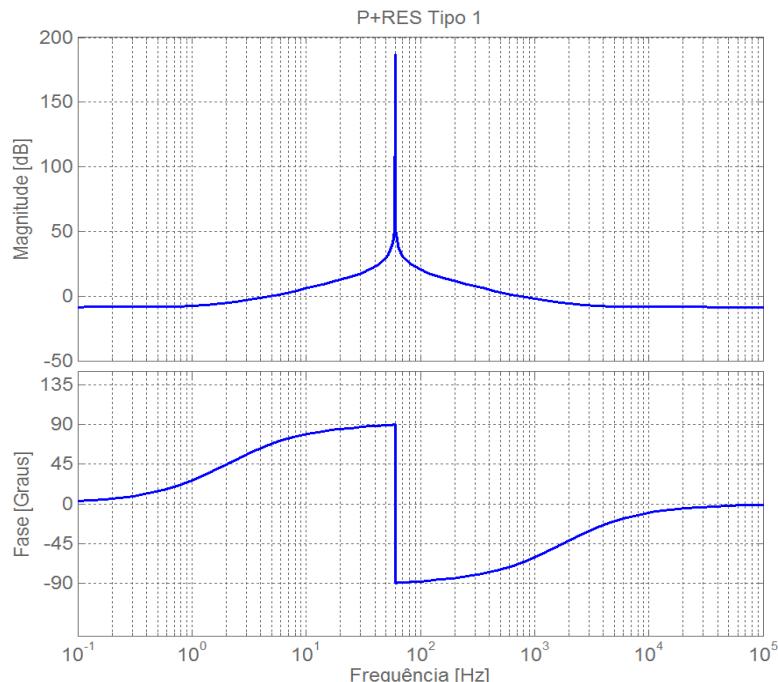


Figura 8.11 – Diagrama de Bode do compensador P+RES Tipo 1

Nota-se que o ganho é bastante elevado na frequência de ressonância e, consequentemente, alcança um erro em regime permanente próximo de zero. O pico na frequência de ressonância pode ser ajustado modificando o valor de K_i , assim o ganho integral do regulador pode ser feito suficientemente grande para eliminar todos os erros de estado estacionário [67].

Observa-se no gráfico de fase do diagrama de bode da Figura 8.11 que no pico de ressonância ocorre uma inversão na fase. Isto pode ser explicado analisando-se a expressão 8.3 de acordo com o teorema de Nyquist. Assim tem-se:

$$C_{P+RES}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 K_p + 2K_i j\omega + K_p \omega_0^2}{(j\omega)^2 + \omega_0^2} \quad (8.4)$$

Como $j^2 = -1$, então reescrevendo-se a equação 8.4 tem-se que:

$$C_{P+RES}(j\omega) = \frac{K_p(\omega_0^2 - \omega^2) + j2K_i\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (8.5)$$

$$C_{P+RES}(j\omega) = K_p + \frac{j2K_i\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (8.6)$$

Para $\omega < \omega_0$, ou seja, para frequências abaixo 60Hz, tanto a parte real como a imaginária da equação 8.6 é positiva e assim a fase está no primeiro quadrante e vai se aproximando de 90 graus a medida que ω se aproxima de ω_0 .

Para $\omega = \omega_0$ a parte imáginaaria da equação 8.6 tende ao infinito e portanto a fase é de 90 graus.

Para $\omega > \omega_0$, ou seja, para frequências acima de 60Hz, a equação 8.6 pode ser reescrita da seguinte forma

$$C_{P+RES}(j\omega) = K_p - \frac{j2K_i\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (8.7)$$

Observa-se que há uma inversão de fase, uma vez que ela passa a se localizar no quarto quadrante, pois a parte real da expressão 8.7 continua positiva mas a imaginária passa a ser negativa. A partir do momento em que ω se distancia de ω_0 a fase sai de -90 e vai para zero graus. Isto pode ser notado na Figura 8.11

Uma outra maneira de implementar o compensador P+RES, chamado Tipo 2, é através da função de transferência conforme equação 8.7. Neste caso é possível alterar a largura do pico ressonante modificando-se o parâmetro ω_b .

$$C_{P+RES}(s) = \frac{y(s)}{e(s)} = K_p + \frac{2K_i\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + \omega_0^2} \quad (8.8)$$

Onde: K_p e K_i são os ganhos do compensador

ω_0 é a frequência angular de ressonância.

ω_b regula a largura do pico ressonante

Em relação ao projeto do compensador P+RES, os ganhos K_p e K_i foram obtidos através do projeto de um controlador PI convencional conforme descrito no Capítulo 7. Agora, para implementar o controlador P+RES em DSP foi necessário discretizar a sua função de transferência, obtendo a equação equivalente no domínio z . Existem vários métodos para fazer esta discretização. Neste trabalho utilizou-se o compensador P+RES do Tipo 1 discretizado pelo método de *Tustin*.

A transformação de *Tustin* ou Transformação Bilinear é realizada de acordo com a equação:

$$C(z) = C(s) \Big|_{s=\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (8.9)$$

Aplicando a definição (8.9) na equação (8.3), é possível obter os índices da função de transferência discreta do compensador P+RES:

$$C_{P+RES}(z) = \frac{K_p \left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + 2K_i \left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \right) + K_p \omega_0^2}{\left(\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \right)^2 + \omega_0^2} \quad (8.10)$$

$$C_{P+RES}(z) = \frac{\frac{4K_p(z^2 - 2z + 1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)} + \frac{4K_i(z-1)}{T(z+1)} + K_p \omega_0^2}{\frac{4(z^2 - 2z + 1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)} + \omega_0^2} \quad (8.11)$$

$$C_{P+RES}(z) = \frac{\frac{4K_p(z^2 - 2z + 1)T(z+1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)} + \frac{4K_i(z-1)}{T} + K_p \omega_0^2}{\frac{4(z^2 - 2z + 1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)} + \omega_0^2} \quad (8.12)$$

$$C_{P+RES}(z) = \frac{\frac{4K_p(z^2 - 2z + 1)T(z+1) + 4K_i(z-1)T^2(z^2 + 2z + 1) + K_p \omega_0^2 T^2(z^2 + 2z + 1)T(z+1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)T(z+1)}}{\frac{4(z^2 - 2z + 1) + \omega_0^2 T^2(z^2 + 2z + 1)}{T^2(z^2 + 2z + 1)}} \quad (8.13)$$

$$C_{P+RES}(z) = \frac{4K_p(z^2 - 2z + 1) + 4K_iT(z-1)(z+1) + K_p\omega_0^2 T^2(z^2 + 2z + 1)}{4(z^2 - 2z + 1) + \omega_0^2 T^2(z^2 + 2z + 1)} \quad (8.14)$$

Reorganizando a equação 8.14 e dividindo por $(4 + T^2 \omega_0^2)$ tem-se:

$$C_{P+RES}(z) = \frac{\frac{z^2(4K_p + 4K_i + T^2 K_p \omega_0^2)}{(4 + T^2 \omega_0^2)} + \frac{z(-8K_p + 2T^2 K_p \omega_0^2)}{(4 + T^2 \omega_0^2)} + \frac{(4K_p - 4TK_i + T^2 K_p \omega_0^2)}{(4 + T^2 \omega_0^2)}}{z^2 + \frac{z(-8 + 2T^2 \omega_0^2)}{(4 + T^2 \omega_0^2)} + 1} \quad (8.15)$$

Reescrevendo-se a equação 8.15 com o objetivo de simplificar os coeficientes tem-se:

$$C_{P+RES}(z) = \frac{z^2 [K_p + (4TK_i)/(4 + T^2 \omega_0^2)] + z [2K_p - (16K_p)/(4 + T^2 \omega_0^2)] + [K_p - (4TK_i)/(4 + T^2 \omega_0^2)]}{z^2 + z[2 - 16/(4 + T^2 \omega_0^2)] + 1} \quad (8.16)$$

Um compensador no domínio z pode ser interpretado como um filtro digital, cujos coeficientes são obtidos a partir de sua função de transferência discretizada. A equação de diferenças que pode representar o compensador P+RES é dada pela seguinte equação:

$$y[k] = b_0 e[k] + b_1 e[k-1] + b_2 e[k-2] - a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] \quad (8.17)$$

Os coeficientes da expressão 8.17 podem ser extraídos da equação 8.16.

$$a_0 = 1$$

$$a_1 = 2 - 16/(4 + T^2 \omega_0^2)$$

$$a_2 = 1$$

$$b_0 = K_p + (4TK_i)/(4 + T^2 \omega_0^2)$$

$$b_1 = 2K_p - (16K_p)/(4 + T^2 \omega_0^2)$$

$$b_2 = K_p - (4TK_i)/(4 + T^2 \omega_0^2)$$

É importante representar os coeficientes (a_0, a_i, a_2, b_0, b_1 e b_2) em função dos ganhos K_p e K_i , uma vez que em implementação digital, para modificar dinamicamente os ganhos, basta recalcular os coeficientes dentro do *loop* de controle, ou como uma sub-rotina em segundo plano sem a utilização de recursos significativos do DSP.

8.6.3 - Ensaio para injeção de potência ativa na rede utilizando GRV

Finalmente, depois de efetuados todos os testes preliminares, o GRV com tensão controlada foi acoplado ao conversor CC-CA para conexão com a rede elétrica.

Os resultados que serão apresentados a seguir foram realizados utilizando-se o compensador P+RES implementado em DSP, que garantiu um erro de regime bem menor quando comparado com o compensador PI.

A Figura 8.12 apresenta o esquema de ligação para o ensaio de conexão do Gerador a Relutância Variável com a rede elétrica. O GRV através do sistema de controle de tensão, entrega ao inversor uma tensão contínua regulada em 310V. O acoplamento entre o gerador e o inversor se dá através de um banco de capacitores C_{Link} . O controle da tensão gerada pelo GRV é realizado com compensador PI conforme descrito no Capítulo 5. O controle da corrente de saída do inversor é feito através de um DSP 28335 rodando com algoritmo de controle P + RES. Ambos os controles trabalham de forma independente. O quantitativo de potência ativa injetada na rede é realizado alterando o valor de referência do pico de corrente injetada, o qual é feito via *software* e em tempo real através do ambiente de programação da Texas, o *Code Composer*.

Ainda com relação à Figura 8.12, uma chave externa foi ligada em uma entrada digital do DSP (interrupção externa) para desligar os pulsos de PWM a qualquer instante e assim, fazer a desconexão do GRV com o módulo inversor.

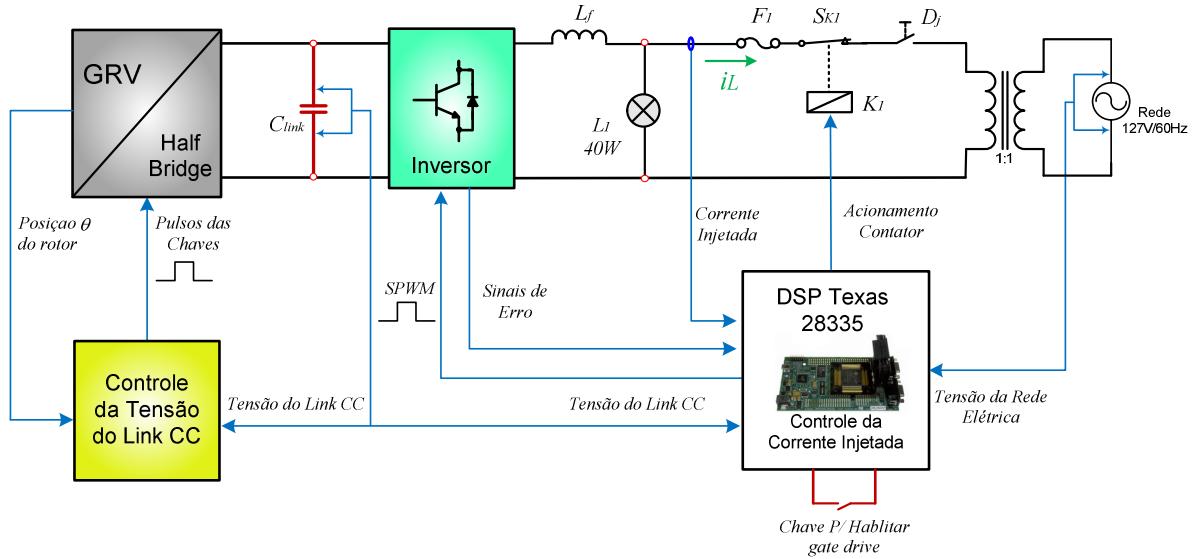


Figura 8.12 – Esquema de ligação para conexão do GRV à rede elétrica CA

O circuito de proteção consiste de um disjuntor manual, fusível ultra-rápido, contador (acionado pelo DSP) para conexão/desconexão com a rede além das proteções do próprio inversor, que sinalizam quando ocorre curto circuito ou sobre corrente. Estes sinais de erro são tratados pelos DSP através de interrupções externas. Por questões de segurança, foi utilizado um transformador 1:1 para garantir uma isolamento galvânica entre o conversor CC-CA e a rede elétrica.

Uma lâmpada L_1 adicionada ao circuito logo após o indutor de acoplamento, viabiliza a verificação do sentido da corrente iL . Dessa forma é possível verificar se a corrente está no sentido GRV para a rede, indicando assim que o GRV está entregando potência para a rede elétrica, ou se a lâmpada está sendo alimentada pela rede. Foi utilizado um filtro RC passa baixa para filtrar as componentes de alta frequência. Este filtro foi sintonizado em aproximadamente 2kHz.

Um fluxograma resumido que descreve as etapas básicas para a realização da conexão do inversor CC-CA com a rede elétrica é mostrado na Figura 8.13.

Conforme o fluxograma apresentado e de acordo com a Figura 8.12, o primeiro passo para a realização da conexão é o sincronismo com a rede elétrica, através da execução do algoritmo do *PLL*. Na sequencia, o DSP verifica o valor da tensão no Link CC. No caso de haver o nível de tensão pré-estabelecido, a chave S_{kI} (Figura 8.12) é fechada. Neste momento, com o disjuntor Dj acionado manualmente, a lâmpada L_I é ligada com a corrente sendo fornecida pela rede elétrica.

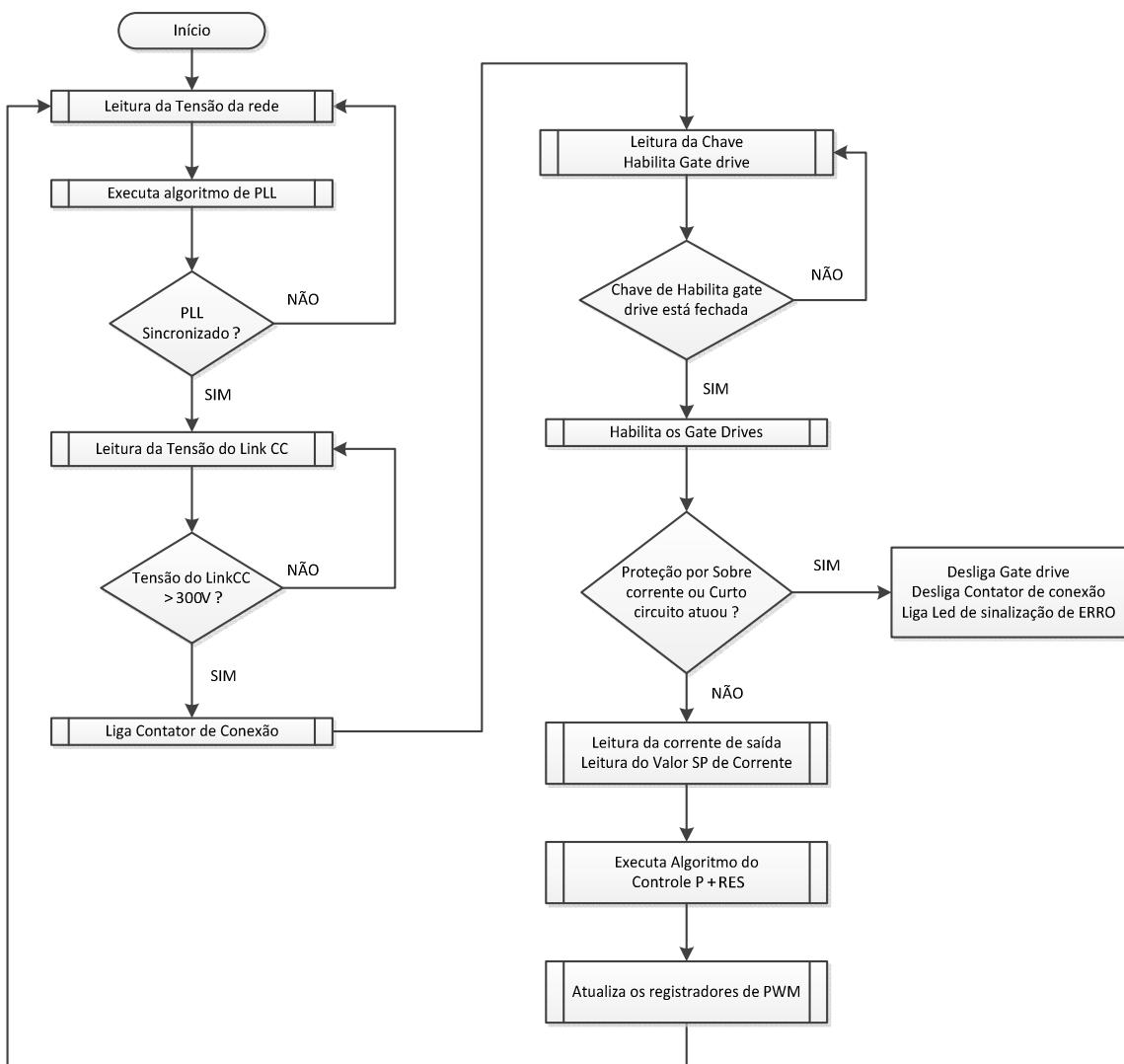


Figura 8.13 – Fluxograma básico para conexão do inversor CC-CA

A seguir o DSP lê o estado da chave *Habilitar Gate Drive*. Quando ela é pressionada, os pulsos de PWM acionam o inversor e o sistema de controle da corrente lê o valor de *set point* e passa a impor corrente no sentido GRV para rede. A partir deste momento a lâmpada L_I continua ligada, entretanto, quem fornece a sua corrente é o GRV. Se o inversor sinalizar algum erro (por curto circuito ou sobre corrente), o DSP desabilita o *gate drive* e na sequência abre a chave S_{kI} .

A aquisição das formas de onda dos ensaios experimentais foi realizada com um osciloscópio de quatro canais isolados marca *Tektronics* modelo TPS2024 disponível em laboratório. Assim, foi possível obter quatro formas de ondas na mesma tela simultaneamente.

A Figura 8.14(a) mostra o instante de conexão do GRV com a rede elétrica. Um *zoom* desta figura é mostrado na Figura 8.14(b). Aqui foi ajustado no DSP a referência de corrente injetada para 4A de pico. Estes gráficos apresentam as formas de onda da tensão regulada no Link CC, corrente em uma das fases do GRV, tensão da rede elétrica no ponto de conexão e a corrente injetada na rede.

Como pode ser observada nesta figura, a forma de onda de corrente (em azul) antes do instante de conexão é a corrente na lâmpada L_I . Ela está com a fase invertida em relação à tensão da rede elétrica. Isto indica que a corrente está sendo fornecida pela rede elétrica. Depois do instante de conexão, quando o sistema de controle assume a operação do inversor, a forma de onda apresentada é a corrente injetada na rede. Esta corrente está em fase com tensão da rede elétrica, o que indica que houve uma inversão de fase e o GRV está impondo corrente. Neste caso, apenas potência ativa está sendo transferida para a rede. A tensão do link cc fornecida pelo GRV se mantém constante durante todo ensaio evidenciando a atuação do controle de tensão gerada.

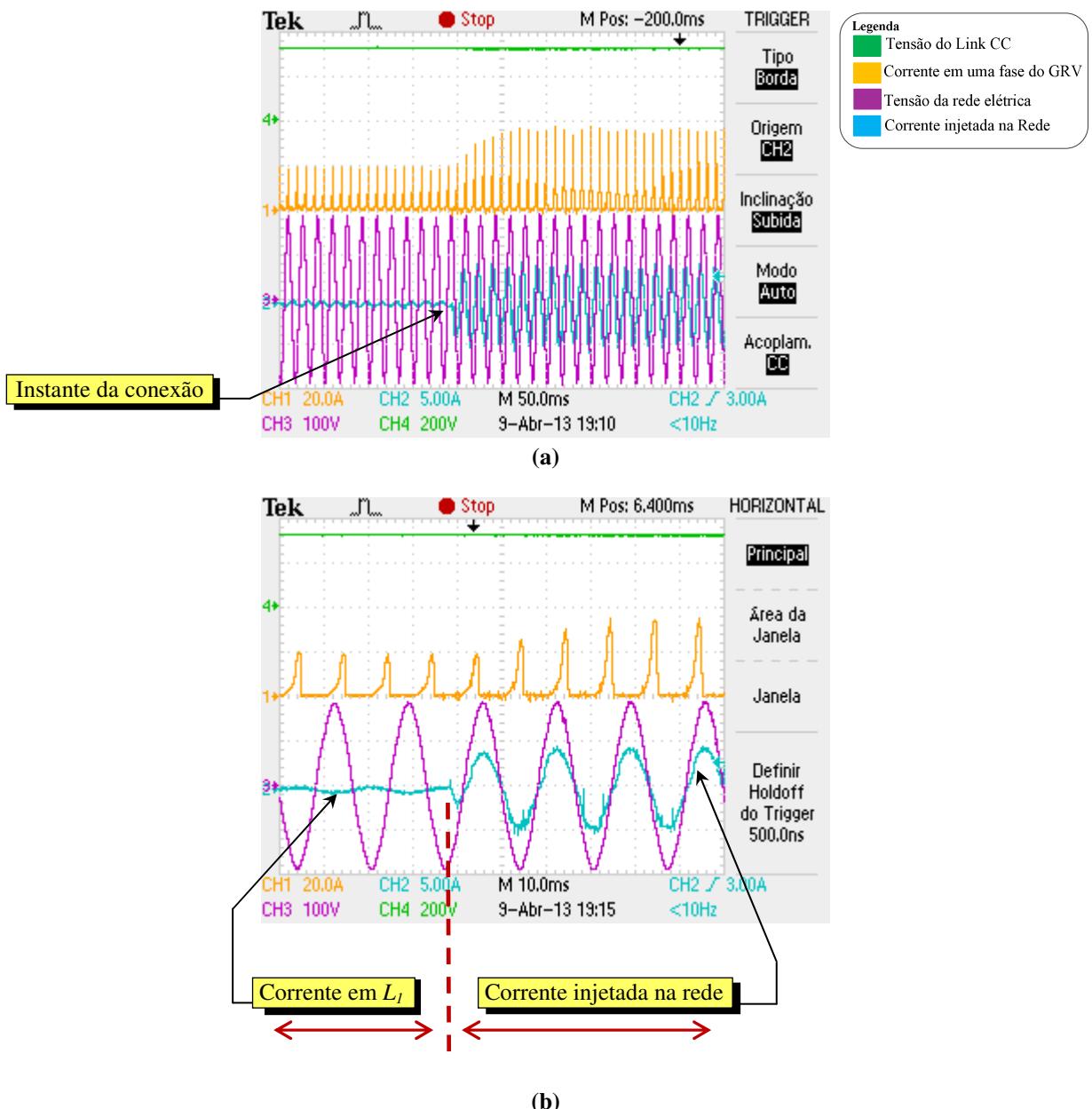


Figura 8.14 – Conexão com a rede elétrica - (a) Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada - (b) Zoom das formas de ondas.

As Figuras 8.15(a) e 8.15(b) mostra o comportamento do sistema no instante de desconexão do GRV com a rede elétrica. Pode ser notado que antes do instante de desconexão, como indicado na Figura 8.15 (b), a forma de onda da corrente apresentada (em azul) é a corrente injetada na rede e logo após a desconexão, fica apenas a corrente na lâmpada L_1 . Percebe-se ainda que houve uma inversão da corrente, indicando que a rede passa a fornecer corrente para a lâmpada.

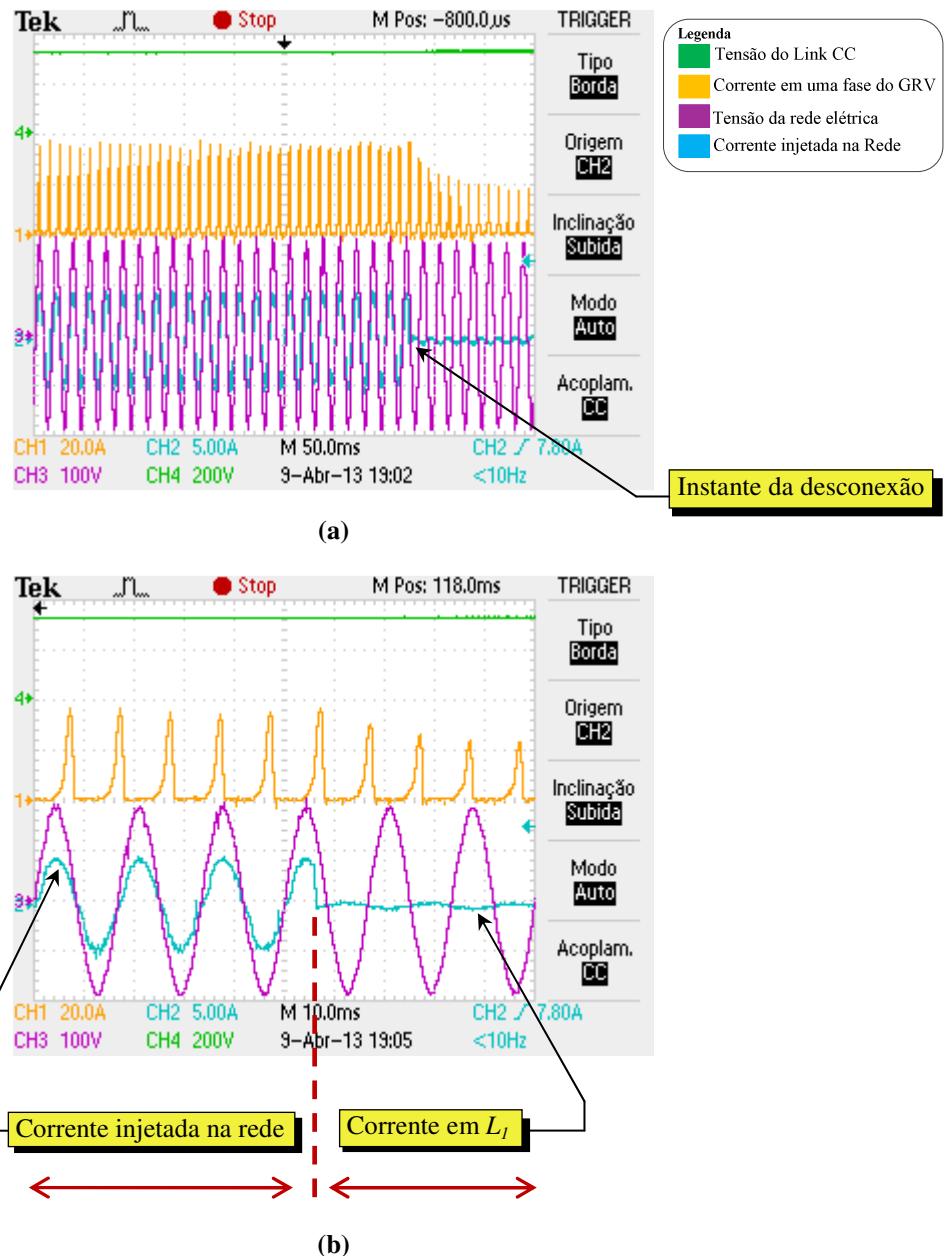


Figura 8.15 – Desconexão com a rede elétrica - (a) Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada - (b) Zoom das formas de ondas.

Outro ensaio foi realizado com o ajuste da referência de corrente injetada configurada no DSP para 10A de pico. A Figura 8.16 mostra os gráficos das formas de onda para este ensaio. É possível verificar o instante de conexão com a rede através da inversão da fase na corrente (em azul). Observa-se ainda que a tensão do Link CC fornecida pelo GRV se mantém constante durante todo ensaio evidenciando a atuação do controle de tensão gerada.

A corrente injetada está em fase com a tensão da rede e os momentos de passagem por zero coincidem. Assim, apenas potência ativa está sendo transferida para a rede.

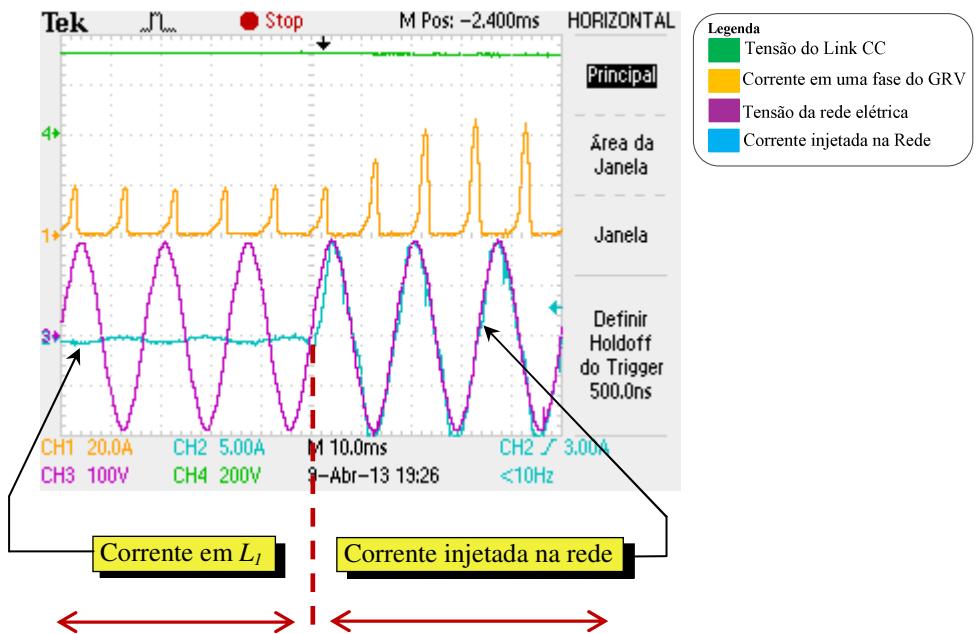


Figura 8.16 – Injeção de potência na rede – Corrente injetada 10A. Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada.

Um ensaio com degrau de carga foi realizado. Inicialmente foi ajustado uma referência de corrente injetada para 4A e em seguida este valor foi alterado para 10A de pico. A Figura 8.17 apresenta as formas de ondas colhidas durante este ensaio.

É possível notar o instante de mudança da referência de corrente. O sistema de controle percebe a alteração e corrige o valor da corrente injetada no mesmo semi ciclo. Neste caso, o sistema de controle foi capaz de controlar adequadamente a corrente. Observa-se também que a tensão do Link CC manteve-se constante evidenciando o perfeito funcionamento do controle da tensão gerada.

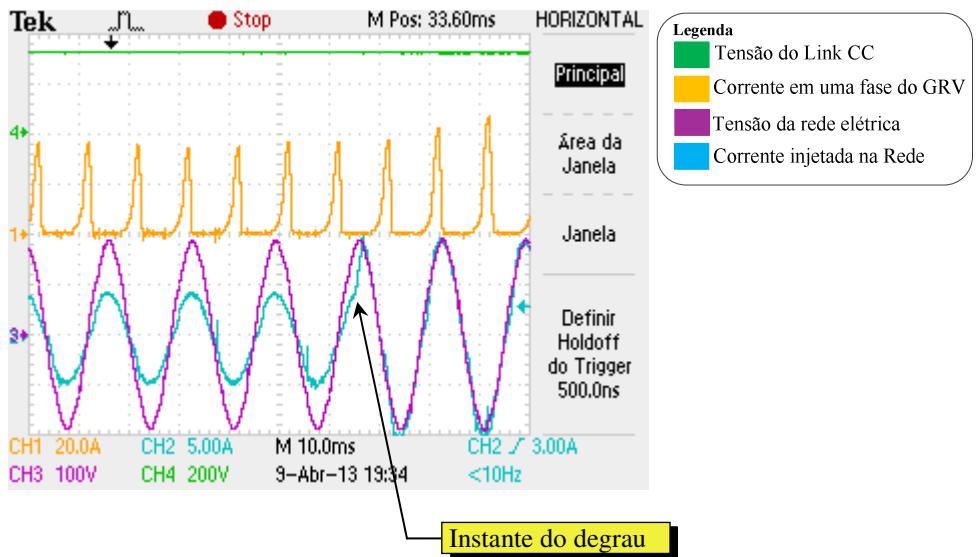


Figura 8.17 – Degrau de corrente injetada na rede – de 4A para 10A. Formas de onda da Tensão do Link CC, Corrente em uma fase do GRV, Tensão da rede elétrica e Corrente injetada.

A Figura 8.18 ilustra a atuação do compensador P+RES, que faz com que a corrente injetada na rede elétrica siga o sinal de referencia. Nesta figura, é apresentada a corrente elétrica injetada na rede elétrica e a referencia interna de corrente, ambas obtidas através do armazenamento em variáveis de programação do tipo vetores dos pontos das formas amostradas pelo DSP. Na sequencia estes dados foram salvos em arquivos tipo texto para serem utilizados no MATLABTM. Este processo é realizado com o ambiente de programação da *Texas Instruments*, o *Code Composer*. Assim, não é preciso utilizar conversores D/A para visualizar as variáveis internas do DSP. Este processo facilita a implementação e ajustes do algoritimo de controle pois permite a visualização da corrente injetada na rede, bem como a referência de corrente.

Usando um algoritmo de FFT (*Fast Fourier Transform*) desenvolvido no MATLABTM foi possível realizar a análise do conteúdo de harmônicos presentes no sinal de corrente. A Figura 8.19 mostra a análise espectral da corrente injetada na rede elétrica. Neste caso, a THD (*Total Harmonic Distortion*) foi de 3,11%. Vale destacar que a distorção harmônica total da

corrente elétrica injetada na rede pelo conversor não pode ultrapassar 5%, conforme estabelecido pela norma IEEE 1547 (*Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems - 2008*) [68].

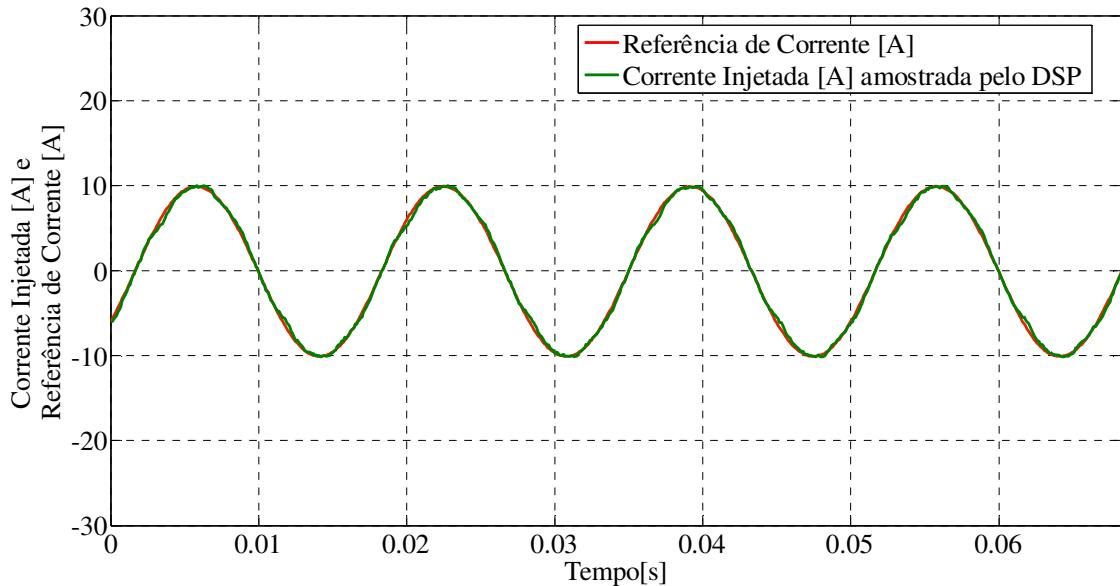


Figura 8.18 – Corrente injetada na rede amostrada pelo DSP e referência de corrente.

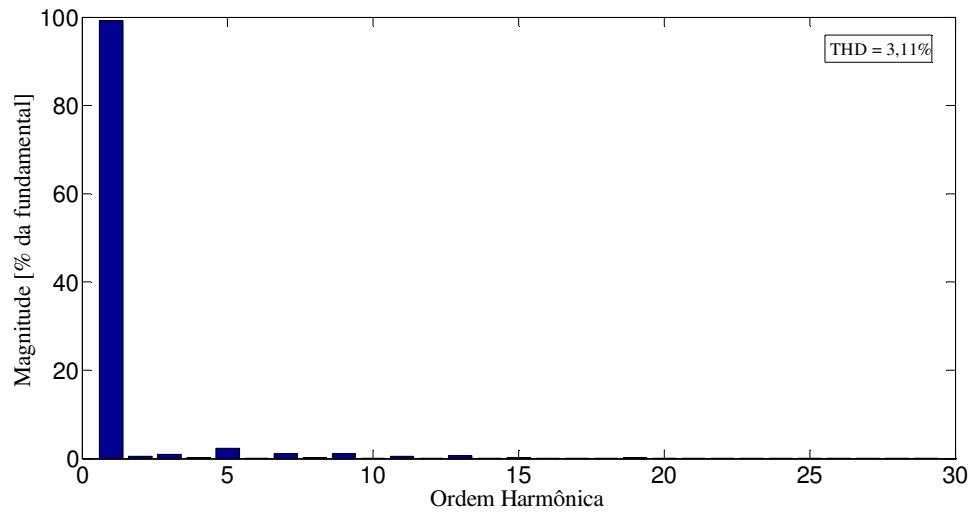


Figura 8.19 – Análise espectral do sinal de corrente injetada na rede.

As Figuras 8.20 e 8.21 são fotos da plataforma experimental desenvolvida especificamente para este trabalho.



Figura 8.20 – Foto da plataforma experimental do GRV conectado à rede elétrica

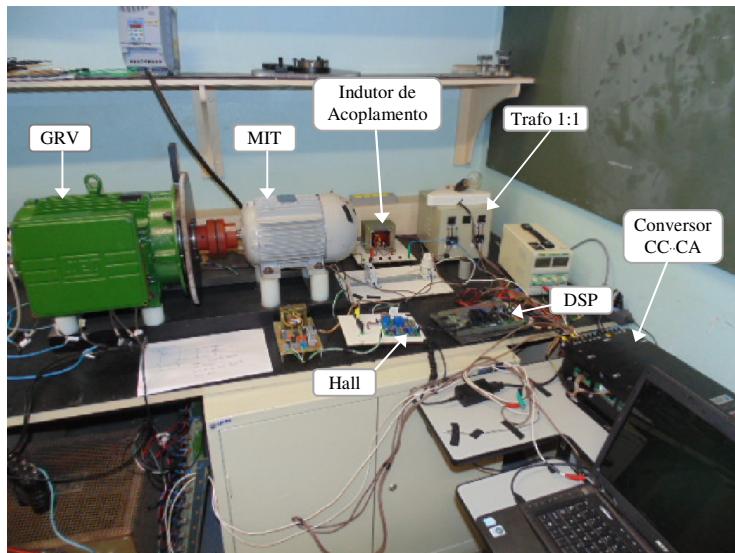


Figura 8.21 – Foto de parte da plataforma experimental

8.7 - CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os principais componentes e o desenvolvimento da plataforma experimental para conexão do GRV com a rede elétrica. Foi apresentada também uma descrição do compensador P+RES utilizado neste trabalho como uma alternativa ao uso do compensador PI. Os resultados experimentais foram apresentados e comprovou-se o bom funcionamento do GRV quando conectado à rede elétrica e injetando potência ativa.

CAPÍTULO 9

CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

No processo de desenvolvimento e aplicação do Gerador à Relutância Variável em conexão com a rede elétrica, foram abordados diversos assuntos pertinentes ao tema.

O modelo matemático e o modelo computacional desenvolvido mostraram-se capazes de prever, com precisão aceitável, o comportamento dinâmico do Gerador à Relutância Variável em diversos regimes de operação como: variação da tensão de excitação, degrau de carga, ângulos de magnetização e velocidades variáveis, em malha aberta e malha fechada de tensão gerada, além da sua conexão com a rede elétrica.

Uma estratégia para acionamento do Gerador à Relutância Variável foi apresentada e discutida. Também foi proposta uma técnica de controle de tensão na carga para o GRV, baseada na variação do ângulo de magnetização, utilizando uma etapa aqui chamada *flux boosting*. Esta técnica varia apenas o ângulo de fechamento das chaves superiores do conversor assimétrico HB, permitindo que a conversão eletromecânica de energia continue sendo aproveitada através das chaves inferiores que são abertas com ângulo fixo. A estratégia de controle proposta foi implementada na forma de simulação e validada experimentalmente. Os resultados apresentados mostram que esta técnica controla bem a tensão na carga com o GRV operando em diferentes situações de transição e em uma ampla faixa de velocidade variável. Além disso, foi comprovada a importância de incluir a etapa intermediária de *flux boosting*, uma vez que ela permite aproveitar melhor a conversão eletromecânica do que se tivesse usando outras estratégias, nas mesmas condições de operação.

Também foi apresentada uma estratégia para conexão do Gerador à Relutância Variável à rede elétrica monofásica. A injeção de potência ativa na rede foi realizada através do controle de corrente de um inversor PWM por meio de um compensador P+RES, que é capaz

de eliminar erros de regime permanente mesmo em sistemas de variáveis alternadas. O sincronismo com a rede foi alcançado através de um algoritmo de PLL. Uma plataforma experimental foi desenvolvida em laboratório para validar o sistema proposto.

Os resultados de simulação e experimental foram apresentados e discutidos, demonstrando assim a viabilidade da utilização do GRV em conexão com a rede elétrica para o fornecimento controlado de potência ativa, bem como a sua utilização em aplicações envolvendo regime de velocidade variável.

As dificuldades encontradas no desenvolvimento deste projeto devem-se, além da quantidade de assuntos envolvidos, ao pioneirismo do mesmo, uma vez que o estado da arte relacionado à conexão do GRV a rede elétrica ainda é incipiente. Destaca-se também que este é o primeiro trabalho sobre conexão de geradores à rede elétrica desenvolvido no grupo do Laboratório de Acionamentos Elétricos da UFU.

Espera-se que a partir deste, possam surgir muitos outros trabalhos nesta área do conhecimento, que poderão investigar diversos assuntos que não serão englobados pelo presente trabalho.

Baseado nos estudos realizados apresenta-se algumas sugestões para trabalhos futuros:

- Conexão do GRV auto excitado com a rede elétrica
- Estimador de conjugado da MRV utilizando as expressões de Fourier
- Implementação de algoritmos de anti-ilhamento
- Estudo e aplicação de outras técnicas para o controle de corrente injetada
- Comparação do GRV com outros tipos de geradores como o síncrono e o de indução duplamente alimentado quando acionados em velocidade variável.

RELAÇÃO DE PRODUTIVIDADE OBTIDA COM O TRABALHO

PERIÓDICOS

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; M.A.A.Freitas ; L.C. Gomes ; V. R. Bernardeli ; L.G.Cabral . “*Output DC Voltage Control Strategy for Switched Reluctance Generator*” Renewable Energy & Power Quality Journal, v. 10, p. 345-351, 2012.

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; V. R. Bernardeli ; L.C. Gomes ; J. L. Domingos ; M.A.A.Freitas ; A. Fleury . “**Estratégia para Melhoria da Eficiência da Conversão Eletromecânica de Energia do GRV**”. Eletrônica de Potência. Eletrônica de Potência (Impresso), v. 16, p. 367-375, Novembro, 2011.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; L.C. Gomes ; **VIAJANTE, G. P.** “**Gerador a Relutância Variável Operando no Modo Auto-excitado**”. Eletrônica de Potência. Eletrônica de Potência (Impresso), v. 16, p. 357-366, Novembro, 2011.

CONFERÊNCIAS

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; L.C. Gomes ; M.A.A.Freitas ; V. R. Bernardeli ; A. W. F. V. Silveira . “*A Voltage Control Strategy for Switched Reluctance Generator*”. In: IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, 2013, Chicago - EUA. IEMDC, 2013.

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; L.C. Gomes ; SANTOS, J. A. ; V. R. Bernardeli ; COELHO, E. A. A. ; A. W. F. V. Silveira ; M.A.A.Freitas . “*A Grid Connection Scheme of a Switched Reluctance Generator for Active Power Injection*”. In: IEEE

International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, 2013, Chicago - EUA. IEMDC, 2013.

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; L.C. Gomes ; M.A.A.Freitas ; COELHO, E. A. A. ; A. W. F. V. Silveira ; V. R. Bernardeli . “**Simulação Dinâmica do Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica Monofásica**” 2012, Campina Grande - Paraíba. Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2012.

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; M.A.A.Freitas ; L.G.Cabral ; L.C. Gomes . “*Output DC Voltage Control Strategy for Switched Reluctance Generator*”. In: International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ 12), 2012, Santiago de Compostela - Espanha.

VIAJANTE, G. P. ; D.A. Andrade ; L.C. Gomes ; M.A.A.Freitas ; COELHO, E. A. A. ; A. W. F. V. Silveira ; V. R. Bernardeli . “**Dinâmica do Gerador a Relutância Variável em Conexão com a Rede Elétrica Monofásica**” Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2012, Uberlândia. Anais Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2012.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; L.C. Gomes ; A. W. F. V. Silveira ; **VIAJANTE, G. P.** “*Controlled Self-Excited Switched Reluctance Generator*”. In: IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, 2013, Chicago - EUA. IEMDC, 2013.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; L.C. Gomes ; **VIAJANTE, G. P.** “**Proposta de controle de tensão gerada aplicada a um sistema de geração**

utilizando a máquina a relutância variável operando no modo auto excitado”.

2012, Campina Grande - Paraíba. Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2012.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; L.C. Gomes ; **VIAJANTE, G. P**

“Switched Reluctance Machine Modeling Including Core Magnetic Saturation - The Self-Excited Operation Mode” XXVIII Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2012.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; L.C. Gomes ; **VIAJANTE, G. P.** ;

L.G.Cabral . **“Self-excited Switched Reluctance Generator”**. In: COBEP, 2011, Natal. Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian. NATAL: COBEP, 2011.

V. R. Bernardeli ; D.A. Andrade ; A. W. F. V. Silveira ; L.C. Gomes ; **VIAJANTE, G. P.** ;

M.A.A.Freitas . **“Um Estudo Sobre A Máquina A Relutância Variável Operando Como Gerador Auto-Excitado”**. In: Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2011, Uberlândia. Anais Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2011.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] T. J. E. MILLER – “*Switched Reluctance Motors and Their Control*”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press – Oxford, 1993, ISBN 1-881855-02-3.
- [2] R. KRISHNAN – “Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications”, CRC Press LLC, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.
- [3] Krishnan, R., Arumugam, R., Lindsay, J. F., “Design procedure for switched-reluctance motors”, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, No 3, May/June, 1998, p. 456-460.
- [4] BORGES, T.T., “Motor a relutância chaveado com controle Fuzzy e detecção indireta de posição”, Tese, Universidade Federal de Uberlândia, 2002, 183 pp.
- [5] TEIXEIRA, R.S. (2005), “Estudo de topologias de conversores estáticos para acionamento de motores a relutância chaveada – Simulação e implementação”, Dissertação, Universidade Federal de Uberlândia, 2005, 130 pp.
- [6] FLEURY, A., “Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador a relutância chaveado”, Tese de doutorado, LAcE - UFU, 2008.
- [7] SILVEIRA, A. W. F. V. “Controle de tensão na carga para motor/gerador a relutância variável de três fases”, Tese de doutorado, LAcE - UFU, 2011.
- [8] CHEN, H., ZAN, K., “Switched Reluctance starter/generator system in low voltage”, Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pags. 1077 – 1081, 17-20 Oct. 2008.
- [9] HUSAIN, I., RADUN, A., NAIRUS, J., “Fault analysis and excitation requirements for switched reluctance generators”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 17, Issue 1, March 2002, pp. 67-72.

- [10] CHEN, H. ; SHAO, Z., “Fault tolerant control for switched reluctance machine system”, Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE, pags. 2526 - 2529 Vol. 3, 2-6 Nov. 2004.
- [11] W. CAI, “Comparison and review of electric machines for integrated starter alternator applications”, IEEE-IAS, 2004.
- [12] OLIVEIRA, A. C. – “Acionamento de Máquinas a Relutância Variável” – Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande – Setembro, 2003.
- [13] BERNARDELI, V. R. “Controle de conjugado de motores a relutância variável multifásicos”, Dissertação de mestrado, LAcE - UFU, 2008.
- [14] FITZGERALD A. E., at. ali, “Máquinas Elétricas” Editora: Bookman, 607 pags, 2006.
- [15] CHUANG, L., JIAGENG, Y., XUEZHONG, Z. LIU, D., “Investigation and practice for basic theory of switched reluctance generators”, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Volume 1, 27-29 Sept. 2005, pp 575-579.
- [16] ANDRADE, D.A., COSTA, R.S., TEIXEIRA, R.S., FLEURY, A., “Energy efficiency for fractional power loads”, Industry Applications Magazine, Vol. 2, No. 6, Nov-Dec 2006, pp. 12-20.
- [17] A. W. F. V. Silveira, “Estudo comparativo de técnicas de estimativa do fluxo estatórico para MIT” dissertação de mestrado, LAcE-UFG, 2007.
- [18] L. L. N. DOS REIS, A. A. R. COELHO, O. M. ALMEIDA, R. N. C. ALMEIDA, “Modeling and control of switched reluctance motor drives based on set point relay” Eletrônica de Potência, Vol. 13, No.3., 2008.
- [19] EDRINGTON, C. S., FAHIMI, B., SAPE R.B., “Sensorless super-high-speed switched reluctance generators”, IEEE 28th Annual Conference of Industrial and Electronics Society, IECON’02, Volume 2, 5-8 Nov. 2002, pp. 1026-1031.

- [20] L. O. A. P. HENRIQUES, L. G. B. ROLIM, W. I. SUEMITSU, P. J. C. BRANCO, “Uma revisão das estratégias de redução de ondulações de conjugado no motor de relutância chaveado” Eletrônica de Potência, Vol. 8, no. 1, 2003.
- [21] ZHU, Z. Q., LONG, S., HOWE, D., TSAI, M. C., HSIEH, M. F., CHEN, T. C., “Significance of vibration modes and vibration generation of switched reluctance motors”, Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003, Volume 2, 9-11 Nov. 2003, pp. 72-675.
- [22] TORREY, D.A. , “Switched reluctance generators and their control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 49, Issue 1, Feb. 2002, pp. 3-14.
- [23] CARDENAS,R., at. al., “Control of a switched reluctance generators for variable-speed wind energy applications” IEEE Trans. on energy conversion, Vol. 20, N° 4, Dec. 2005.
- [24] CHEN, H, SHAO, Z., “Turn-on angle control for switched reluctance wind power generator system”, 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004, Volume 3, 2-6 Nov. 2004a, pp. 2367-2370.
- [25] SOZER, Y., TORREY, D. A., “Closed-loop control of excitation parameters for high speed switched reluctance generators”, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 19, Issue 2, March 2004, pp. 355-362.
- [26] CHEN, HAO ; ZAN, XIAOSHU ; WANG, XING, “Excitation for establishing voltage of Switched Reluctance generator at low rotor speed”, Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on, pags. 378 – 381, Junho 2010.
- [27] Y. CHANG, C. M. LIAW, “On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator” Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, 2008.

- [28] CARDENAS, R., PEÑA, R., PEREZ, M., CLARE, J., ASHER, G., WHEELER, P., “Control of a switched reluctance generator for variable-speed wind energy applications”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 20, Issue 4, Dec. 2005, pp. 781-791.
- [29] CARDENAS, R., PEÑA, R., PEREZ, M., ASHER, G., CLARE, J., WHEELER, P., “Control system for grid generation of a switched reluctance generator driven by a variable speed wind turbine”, 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2004, Volume 2, 2-6 Nov. 2004, pp. 1879-1884.
- [30] CARDENAS, R., RAY, W.F., ASHER, G.M., “Switched Reluctance generators for wind energy applications”, 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’95 record, Volume 1, 18-22 June 1995, pp. 559-564.
- [31] CHEN, H., XIAO, F., SU, T., ZHU, Y., WANG, F., “A 50 kW switched reluctance generator system”, International Conference on Power System Technology, PoweCon 2002, Proceedings, Volume 2, 13-17 Oct 2002, pp. 1173-1177
- [32] KE LIU ; STIEBLER, M., "Voltage Control of A Switched Reluctance Generator By Means Of Fuzzy Logic Approach", Optimization of Electrical and Electronic Equipments, 1998. OPTIM '98. Proceedings of the 6th International Conference on, pags. 443 - 446, Maio 1998.
- [33] WICKLUND, D.B., ZINGER, D.S., “Voltage feedback signal conditioning in switched reluctance generation systems”, Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2010, Volume 1, 6-10 Feb. 2010, pp 376-380

- [34] WEN DING, DELIANG LIANG, “Dynamic modeling and control for a switched reluctance starter/generator system”, Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, pags. 3315 – 3320, 17-20 Oct. 2008.
- [35] SAWATA, T., “The switched reluctance generator”, Electronic Control of Switched Reluctance Machines, Edited by T J E Miller, Newness Power Engineering Series, 2001, pp. 237 a 250.
- [36] CHEN,H., “Implementation of a Three-Phase Switched Reluctance Generator System for Wind PowerApplications” IEEE CONFERENCES 2008
- [37] ZHENGUO, L , JIAN MA, CHUNJIANG, Z, DONG-HEE LEE, JIN-WOO, A “Research of Switched Reluctance wind power generator system Based on variable Generation voltage converter”, Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on 2010, pp: 418 – 421.
- [38] YAMAGUCHI,T., YAMAMURA,N.,ISHIDA,M. “Study for Small Size Wind Power Generating System Using Switched Reluctance Generator”, Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on, pp: 1510 – 1515.
- [39] KARTHIKEYAN,R. VIJAYAKUMAR. K., “Design and Analysis of a Switched Reluctance Generator for Rural Electrification in Stand Alone Wind Energy Coversion System”, Third International Conference on Power Systems, 2009.
- [40] BAO K., CHENG X.,XUE., “Research on a novel switched reluctance generator for wind power generation”, Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2011 4th International Conference on, 2011, pp: 1- 6.
- [41] YUAN, C., CHANG, L.,“Establishment of a Switched-Reluctance Generator-Based Common DC Microgrid System”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 9, september 2011.

- [42] LINGZHI, Y, ZHAO, H.,GENPING, W., “Research on Grid-Connected Inverter of SRG Wind Power Generation System Based on SVPWM Over-Modulation Scheme”, Control and Decision Conference, 2010, pp: 2494 – 2498.
- [43] COSTA, ROGÉRIO S, – “Estudo da Melhoria de Desempenho de Acionamentos Elétricos Utilizando MRCs Monofásicos” – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2004.
- [44] DOMINGOS, JOSÉ LUIS – “Projeto, Construção e Proposta de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado” – Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia – Fevereiro, 2003.
- [45] C. G. C. NEVES, N. SADOWSKI, Y. LEFEVRE, R. CARLSON “Modelagem dos Ambientes Eletromagnético e Mecânico do Motor de Relutância Chaveado” Eletrônica de Potência, Vol. 2, No.1., 1997.
- [46] P. P. PAULA, W. M. DA SILVA, J. R. CARDOSO, S. I. NABETA “Simulação do Desempenho de Motores e Geradores de Relutância Chaveados” Eletrônica de Potência, Vol. 8, No.2., 2003.
- [47] JAYME, R. , “Motores a relutância variável 6x4 e 6x6, estudo comparativo de operação e desempenho”, Dissertação, Universidade Federal de Uberlândia, 2011, 90 pp.
- [48] H, R., GISELE – “Modelagem da Máquina à Relutância Chaveada Incluindo a Saturação Magnética” – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2002.
- [49] G. G. SOTELO, M. R. RIBEIRO, M. EL-MANN, L. G. B. ROLIM, J. L. DA SILVA NETO “Dynamic non-linear model of a Switched Reluctance Machine for operation as motor/generator” Eletrônica de Potência, Vol. 15, No.1., 2010.

- [50] ANDRADE, D. A., KRISHNAN, R. "Characterization of Switched Reluctance Machines Using Fourier Series Approach" in Proc. 36th IEEE Ind. Appl. Annu. Meeting, Sep. 2001, pp. 48-54.
- [51] KIOSKERIDIS, I., MADEMLIS,C. "Optimal Efficiency Control of Switched Reluctance Generators", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 4, pp. 1062-1072, July 2006.
- [52] G. P. VIAJANTE, D. A. ANDRADE, A. W. F. V. SILVEIRA, V. R. BERNARDELI, L. C. COUTINHO, M. A. A. FREITAS, A. FLEURY "Estratégia para melhoria da eficiência da conversão eletromecânica de energia do GRV" Eletrônica de Potência, Vol. 16, No. 4, 2011.
- [53] HOANG, L., MOHAMED, C., "Optimizing the performance of a Switched Reluctance Generator by simulation", XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM, Rome, 2010.
- [54] KIOSKERIDIS,I., MADEMLIS, C., "Optimal Efficiency Control of Switched Reluctance Generators", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, No. 4, July 2006.
- [55] A. W. F. V. SILVEIRA, D.A. ANDRADE, L. C. GOMES, C. A. BISSOCHI JR, H. DE PAULA "Generated voltage control in a switched reluctance motor/generator" Eletrônica de Potência, Vol. 15, No.3., 2010.
- [56] H. CHEN, J. J. GU "Implementation of the Three-Phase Switched Reluctance Machine System for Motors and Generators" IEEE Transactions on Mechatronics, vol. 15, no. 3, pp. 521-432, June 2010.
- [57] PENG,H., LINGZHI, Y., "Increasing Output Power of Switched Reluctance Generator With Three-level Power Converter", Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2011.

- [58] POMILIO, J. A. "Apostila de Eletrônica de Potência", Universidade Estadual de Campinas, disponível no sítio <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/apostila.html>.
- [59] ERICKSON, R. W., MAKSIMÓVIC, D., Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, 2004.
- [60] VILLALVA, M.G. *et all* “Modeling and Control of a Three-Phase Isolated Grid-Connected Converter for Photovoltaic Applications” Revista Controle & Automação, Vol.22 N.3 2011.
- [61] NISE, N. S. "Engenharia de Sistemas de Controle" Editora LTC, Quinta edição, 2011.
- [62] PRESSMAN, A. I. " Switching Power Supply Design ", McGraw-Hill, 1997.
- [63] MIDDLEBROOK, R.D., CUK, S, J. A. " A General Unified Approach To Modelling Switching-Converter Power Stages". IEEE Power Electronics Specialists Conference. Cleveland ,1976.
- [64] SEMIKRON, “Datasheet Power Electronics Systems – SEMISTACK”, Literature number: 08634360_ED02.PDF, 2005, <http://www.semikron.com>.
- [65] TEXAS, <http://www.ti.com/tool/tmdsez28335>, Acessado em 29/05/2013.
- [66] LUIGI, G.J., “Inversores Integrados Monofásicos Aplicados em Sistemas Fotovoltaicos com Conexão à Rede de Distribuição de Energia Elétrica” Tese, UNESP, 2011.
- [67] ZMOOD, D. N, HOLMES, D. G., “Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error”, IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 18, no. 3, May 2003.
- [68] IEEE Application Guide for IEEE Std 1547TM, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. Sponsored by the IEEE Standards Coordinating Committee 21 on Fuel Cells, Photovoltaics, Dispersed Generation, and Energy Storage. USA. 15 April 2009.

[69] MARTINS, C. E. G., “Motores Síncronos de Relutância com Barreiras de Fluxo e Partida Assíncrona”. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Agosto de 2003.

[70] ABB, <http://www.abb.com>, Acessado em 07/08/2013.