

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE
Universidade Federal de Minas Gerais - UFMG

Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aerogerador Síncrono a Imãs Permanentes

Leonardo Tameirão Ferreira Soares

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador : Seleme Isaac Seleme Junior
Coorientador : Selênio Rocha Silva

Belo Horizonte, 03 de Agosto de 2012.

“Nada há como começar para ver como é árduo concluir.”

Victor Hugo

Agradecimentos

Agradeço a todos que estiveram presentes e de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho. Mesmo correndo o risco de esquecer alguém, destaco algumas pessoas que estiveram mais próximas.

Ao prof. Selênio e ao prof. Seleme pelo companheirismo, amizade, confiança, orientação e por compartilharem seu conhecimento e experiência.

Aos colegas do LCCE, Clodualdo, Frederico, Guilherme, Danilo, Pedro, Victor, Lucas, Gustavo, Izabela, Silas e Heverton pela amizade, pelos conhecimentos compartilhados e pelos bons momentos de descontração.

Aos colegas Caio Pimenta, Igor Freitas, Tomás Corrêa e João Lucas, que participaram diretamente deste trabalho e contribuíram muito para sua realização.

Ao Marcelo Stopa pela contribuição na reta final deste trabalho.

Ao Paulinho e ao Geraldo pela ajuda na montagem da bancada experimental.

Aos companheiros do CPH pela boa convivência.

E finalmente, à minha família e meus amigos por tornarem a vida sempre agradável, aos meus pais e irmãos pelo carinho e apoio, e em especial à minha mãe pela dedicação incondicional.

Sumário

Resumo	xii
Abstract	xiv
Lista de Tabelas	xv
Lista de Figuras	xxiii
Lista de Símbolos	xxvii
Lista de Abreviações	xxx
1 Introdução	1
1.1 Contexto e Relevância	1
1.2 Objetivos	5
1.3 Metodologia	5
1.4 Organização do Texto	6
2 Sistemas de Geração de Energia Eólica	7
2.1 Sistemas de Geração de Energia Eólica	7
2.1.1 Tipos de turbinas	8
2.1.2 Tipos de geradores	9

2.1.3	Topologias de conversores eletrônicos	12
2.1.4	Estratégias de controle de conversores eletrônicos	14
2.2	O Sistema de Geração Implementado	15
2.2.1	Módulos semicondutores	17
2.2.2	DSC e placa de condicionamento de sinais	18
2.2.3	Circuito de pré-carga	19
2.2.4	Circuito do chopper	22
2.2.5	Filtro indutivo	23
2.3	Considerações Finais	24
3	Controle PI em Referencial Síncrono	25
3.1	Comando PWM	25
3.2	Dispositivo PLL	28
3.3	Modelagem do Conversor do Lado da Rede	29
3.3.1	Modelo da malha de corrente	30
3.3.2	Modelo do barramento CC	31
3.3.3	Modelo da malha de potência reativa	33
3.4	Sintonia dos controladores do conversor do lado da rede	34
3.4.1	Sintonia dos controladores da malha de corrente	34
3.4.2	Sintonia do controlador da malha de tensão do barramento CC	35
3.4.3	Sintonia do controlador da malha de potência reativa	38
3.5	Modelagem do Conversor do Lado do Gerador	39
3.5.1	Modelo do gerador síncrono	41
3.5.2	Modelo da malha de corrente	42
3.5.3	Malha de controle da potência	42
3.6	Sintonia dos controladores do conversor do lado do gerador	44
3.6.1	Sintonia dos controladores das malhas de corrente	44
3.6.2	Sintonia dos controladores das malhas de potência	44

3.7	Resultados de Simulação	45
3.8	Resultados Experimentais	46
3.9	Controle Ressonante da Corrente do Conversor do Lado da Rede	49
3.10	Sistema Operando em Condições Nominais	53
3.11	Considerações Finais	57
4	Controle Baseado em Passividade	59
4.1	Introdução	59
4.2	Modelo PCH do Sistema	61
4.2.1	Modelo do PMSG	61
4.2.2	Modelo completo do sistema	62
4.3	Projeto do Controlador IDA-PBC	66
4.3.1	Lei de controle nominal	66
4.3.2	Lei de controle com ação integral	69
4.3.3	Considerações sobre os objetivos do controle	70
4.4	Resultados de Simulação	72
4.5	Resultados Experimentais	73
4.6	Considerações Finais	76
5	Suportabilidade do Conversor a AMT's	79
5.1	Aspectos Normativos	80
5.2	Afundamentos Equilibrados	81
5.2.1	Análise teórica	82
5.2.2	Resultados de simulação	83
5.3	Afundamentos Desequilibrados	88
5.3.1	Análise teórica	89
5.3.2	Resultados de simulação	91
5.3.3	Resultados experimentais	99
5.4	Considerações Finais	106

6	Conclusões e Propostas de Continuidade	109
6.1	Conclusões	109
6.1.1	Projeto dos controladores	109
6.1.2	Suportabilidade do conversor a afundamentos de tensão	110
6.2	Propostas de Continuidade	111
6.3	Publicações Realizadas Durante o Mestrado	112
	Referências Bibliográficas	115
A	Sistema pu para o Conversor Eletrônico	123
B	Transformadas de Clarke e Park	125
C	Projeto do Indutor	129
D	Dados da Bancada Projetada	133

Resumo

A geração de energia eólica tem se tornado cada vez mais uma alternativa viável para a geração de energia elétrica em larga escala. A ligação de um sistema de geração de energia eólica à rede elétrica requer, além da conformação da energia devido à natureza aleatória da geração e da busca por eficiência, que alguns parâmetros de qualidade da energia sejam atendidos. Códigos de rede modernos determinam que sistemas de geração eólica devam, não somente suportar perturbações na rede elétrica, como também contribuir para a estabilidade do sistema elétrico, assim como as fontes tradicionais de geração. Neste contexto, o desenvolvimento de um protótipo de sistema de geração de energia eólica possibilita o estudo de técnicas que garantam o funcionamento do sistema conforme os requisitos estabelecidos.

Esta dissertação apresenta a modelagem e o controle de um protótipo de sistema de geração de energia eólica composto por um gerador síncrono a imãs permanentes e um conversor eletrônico regenerativo para a interligação do gerador à rede elétrica. Duas estratégias de controle são implementadas. A primeira é a técnica de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono, que é a mais empregada para este tipo de controle. A segunda é a técnica de controle baseada em passividade (*Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control* IDA-PBC), que realiza o controle através da manipulação da energia que flui pelo sistema. É apre-

sentada a modelagem matemática detalhada das duas técnicas, assim como resultados de simulação e experimentais.

O objetivo do trabalho é contribuir para um melhor entendimento do funcionamento do conversor eletrônico e das técnicas de controle utilizadas, com o foco na rejeição de perturbações e na suportabilidade a afundamentos de tensão na rede elétrica.

Abstract

The wind power generation is rapidly becoming a viable alternative for electricity generation on a large scale. The grid connection of a wind power system requires, besides the conformation of the energy due to the random nature of generation and the search for efficiency, that some power quality parameters are achieved. Modern grid codes determine that wind power generation systems must not only withstand various grid disturbances, but also contribute to the network stability support, as do conventional sources of generation. In this context, the development of a wind power system prototype allows studying techniques that guarantee the system operation according to the requirements.

This thesis presents the modeling and control of a grid connected wind power generation system comprising a permanent magnet synchronous generator and a back to back converter. Two control strategies are presented. The first control technique is a PI cascaded control in synchronous reference frame, which is the most used for this type of control. The second technique is the Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control (IDA-PBC), which performs the control by manipulating the total energy that flows through the system. The mathematical models of the two techniques are detailed, and simulation and experimental results are presented.

The main goal is to contribute for a better understanding of the power electronics system and its control techniques, with the focus on the load disturbance rejection and the ride-through capability.

Lista de Tabelas

2.1	Características dos módulos semicondutores de potência.	19
3.1	Transformação sofrida pelas componentes de 5 ^o e 7 ^o harmônicos na mudança de coordenadas <i>abc</i> para <i>dq</i>	52
5.1	Especificação dos afundamentos de tensão.	82
5.2	Limites de suportabilidade para o conversor operando com o controlador PI.	106
A.1	Valores base das grandezas CA do conversor eletrônico.	124
A.2	Valores base das grandezas CC do conversor eletrônico.	124
D.1	Dados do conversor eletrônico.	133
D.2	Dados do filtro indutivo.	133
D.3	Ganhos para o controle do CLR.	134
D.4	Ganhos para o controle do CLG.	134
D.5	Ganhos do controle baseado em passividade.	134
D.6	Dados do gerador simulado.	135
D.7	Dados do gerador utilizado nos testes experimentais.	135

Lista de Figuras

1.1	Capacidade instalada de energia eólica no mundo entre 1997 e 2010 e estimativa até 2020 [MW]. Fonte: WWEA (2011b) . . .	3
1.2	Países com maior percentual de crescimento de sua capacidade instalada em 2009 e 2010 - Mercados maiores que 200MW. Fonte: WWEA (2011b)	4
2.1	Exemplo de um sistema de geração eólica conectado à rede elétrica.	7
2.2	Exemplo de turbina de pequeno porte (a), médio porte (b) e grande porte (c). Fonte ANEEL (2005)	9
2.3	Tecnologia com gerador de indução duplamente alimentado. . .	10
2.4	Tecnologia com gerador de indução e conversor eletrônico de potência plena.	11
2.5	Tecnologia com gerador síncrono e conversor eletrônico de potência plena.	11
2.6	Aerogerador síncrono com retificador a diodos e conversor boost.	13
2.7	Aerogerador síncrono com retificador PWM.	13
2.8	Sistema de geração de energia eólica proposto.	16
2.9	Vista externa (a) e em corte (b) do PMSG. Fonte: Maia (2011)	16

2.10	Vista do gerador síncrono de excitação independente e do simulador de turbina utilizados nos testes experimentais.	17
2.11	Vista do sistema de conversão eletrônica.	18
2.12	Vista da placa de condicionamento de sinais e DSC.	20
2.13	Diagrama esquemático do circuito de pré-carga.	21
2.14	Tensão do barramento CC durante a pré-carga.	21
2.15	Diagrama esquemático do circuito do chopper.	22
3.1	(a) Estados de condução das chaves. (b) Vetor espacial no plano complexo.	27
3.2	Formas de onda típicas para a modulação SVPWM.	27
3.3	Diagrama de blocos do algoritmo básico de uma PLL.	28
3.4	Diagrama de controle da DSRF-PLL.	29
3.5	Circuito equivalente por fase do conversor ligado à rede.	30
3.6	Circuito equivalente do barramento CC.	32
3.7	Diagrama de blocos das malhas de controle do CLR.	33
3.8	Diagrama de resposta em frequência da malha aberta de corrente do CLR.	35
3.9	Resposta da malha de corrente do CLR para uma entrada em degrau unitário.	36
3.10	Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da tensão do barramento CC.	37
3.11	Resposta da malha de tensão do barramento CC para uma entrada em degrau unitário.	37
3.12	Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da tensão do barramento CC.	38
3.13	Resposta da malha de tensão do barramento CC para uma entrada em degrau unitário.	39

3.14	Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da potência reativa do CLR.	40
3.15	Resposta da malha de potência reativa do CLR para uma entrada em degrau unitário.	40
3.16	Circuito equivalente por fase do gerador síncrono.	41
3.17	Diagrama de blocos das malhas de controle do CLG.	43
3.18	Teste de variação em degrau da tensão do barramento CC. . .	45
3.19	Resposta do barramento CC para um degrau de carga no CLG.	46
3.20	Resposta do torque eletromagnético para um degrau de carga no CLG.	47
3.21	Resultado experimental da resposta do CLR ao degrau de corrente de eixo q	48
3.22	Resultado experimental da resposta ao degrau de tensão no barramento CC.	48
3.23	Resultado experimental da variação em rampa da tensão do barramento CC.	49
3.24	Resultado experimental da resposta do barramento CC a um degrau de carga no PMSG.	50
3.25	Resultado experimental da variação na referência de potência ativa do CLG.	50
3.26	(a) Resultado experimental do sinal de tensão do ponto de conexão do CLR com a rede elétrica. (b) Espectro harmônico do sinal de tensão do ponto de conexão do CLR com a rede elétrica.	51
3.27	(a) Resultado experimental do sinal de corrente no CLR sem controlador PR. (b) Espectro harmônico do sinal de corrente do CLR sem controlador PR.	53

3.28	(a) Resultado experimental do sinal de corrente no CLR com controlador PR. (b) Espectro harmônico do sinal de corrente do CLR com controlador PR.	54
3.29	Diagrama de ligação do conversor para teste de circulação de potência nominal.	54
3.30	Resultado experimental da resposta do barramento CC a um degrau de carga no PMSG.	55
3.31	Resultado experimental da variação na referência de potência.	56
3.32	Resultado experimental da variação das perdas do conversor e dos indutores em função da potência do CLG.	56
4.1	Sistema de geração de energia eólica proposto.	61
4.2	Teste de variação em degrau da tensão do barramento CC.	73
4.3	Resposta do barramento CC para um degrau de carga no CLG.	74
4.4	Resposta do torque eletromagnético para um degrau de potência ativa no CLG.	74
4.5	Resultado experimental da variação em rampa da tensão do barramento CC.	75
4.6	Resultado experimental do comportamento da tensão do barramento CC para um degrau de carga no CLG.	76
5.1	Curva de suportabilidade do aerogerador	81
5.2	Exemplo de um afundamento equilibrado para 50%.	83
5.3	(a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC.	84
5.4	(a) Tensão do barramento CC com o controlador PI. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC.	85
5.5	(a) Correntes trifásicas no CLG com o controlador PI. (b) Correntes trifásicas no CLG com o controlador IDA-PBC.	86

5.6	(a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.	87
5.7	(a) Potência ativa no CLR com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Potência ativa no CLR com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.	87
5.8	(a) Tensão do barramento CC com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Tensão no barramento CC com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.	88
5.9	Exemplo de afundamento equilibrado fase-neutro para 50%. . .	91
5.10	Exemplo de afundamento equilibrado fase-fase para 50%. . . .	92
5.11	(a) Tensão de eixo direto obtida pela DSRF-PLL. (b) Tensão de eixo direto obtida diretamente pela transformação dq da tensão da rede.	92
5.12	(a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.	93
5.13	(a) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.	95
5.14	(a) Potência Ativa no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Potência ativa no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.	96

5.15	(a) Tensão do barramento CC com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.	96
5.16	(a) Correntes trifásicas no CLG com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLG com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.	97
5.17	(a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.	98
5.18	(a) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.	98
5.19	(a) Tensão do barramento CC com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.	99
5.20	Imagem do Industrial Power Corruptor.	100
5.21	Resultado experimental das correntes trifásicas do CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.	101
5.22	Resultado experimental das corrente de eixo direto do CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.	101
5.23	Resultado experimental da potência ativa no CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.	102
5.24	Resultado experimental da tensão do barramento CC durante o afundamento fase-neutro para 50%.	103
5.25	Resultado experimental das correntes trifásicas do CLR durante o afundamento fase-fase para 50%.	103

5.26	Resultado experimental da tensão do barramento CC durante o afundamento fase-fase para 50%.	104
5.27	Resultado experimental da tensão de eixo d de sequência positiva obtida pela PLL.	105
C.1	Curva de densidade de fluxo em função do número de espiras.	130
C.2	Variação da indutância com a corrente - dados de ensaio. . . .	131
C.3	Variação da indutância com a corrente - dados do fabricante. .	131
C.4	Visão do filtro indutivo.	132

Lista de Símbolos

minúsculo grandezas variáveis no tempo;
MAIUSCULO grandezas e parâmetros constantes;

λ	Enlace de fluxo
μ	Índice de modulação do PWM
θ	Ângulo do vetor tensão
ω	Frequência angular em rad/s
ξ	Parte integral no PBC
Ψ	Fluxo magnético
B	Coeficiente de atrito viscoso do rotor
C	Capacitância do barramento CC
D	Parâmetro de amortecimento
f	Frequência elétrica
f_{sw}	Frequência de chaveamento
g	Matriz da estrutura de interconexão
H	Energia total armazenada no sistema
H_a	Energia aplicada pelo conversor
H_d	Energia desejada
i_f	Corrente no CLR
i_c	Corrente no capacitor do barramento CC
i_{dc}	Corrente no barramento CC no CLR

i_L	Corrente no barramento CC no CLG
i_s	Corrente entre o PMSG e o CLG
J	Inércia do sistema mecânico
\mathcal{J}	Matriz de interconexão
\mathcal{J}_\uparrow	Matriz de interconexão desejada
\mathcal{J}_\downarrow	Matriz de interconexão imposta pelo conversor
K_{dc}	Ganho integral da tensão do barramento CC para o IDA-OBC
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
K_s	Ganho integral da corrente do CLG para o IDA-PBC
L_f	Indutância do filtro indutivo
L_s	Indutância equivalente do PMSG
M	Matriz dos elementos armazenadores de energia
P	Potência ativa
P	Número de polos da máquina
p	Número de pares de polos do gerador
Q	Potência reativa
\mathcal{R}	Matriz de dissipação
\mathcal{R}_\downarrow	Matriz de dissipação imposta pelo conversor
\mathcal{R}_\uparrow	Matriz de dissipação desejada
R_f	Resistência do filtro indutivo
r_f	Amortecimento da corrente do CLR
r_m	Amortecimento mecânico
R_s	Resistência equivalente do PMSG
r_s	Amortecimento da corrente do CLG
r_x	Amortecimento da tensão do barramento CC
S	Potência total
s	Operador de Laplace
T_m	Torque produzido pela turbina eólica
u	Variável de porta de entrada
v_{dc}	Tensão do barramento CC
v_f	Tensão da rede
v'_f	Tensão sintetizada pelo CLR
v_s	Tensão no terminal do PMSG
x	Vetor de variáveis de energia
y	Variável de porta de saída

Sobrescritos

- * Valor de referência
- Complexo conjugado
- Grandeza vetorial
- c* Valor definido pelo IDA-PBC

Subscritos

- 0 Grandezas referidas a seqüência zero
- b* Valores base
- d* Grandezas referidas ao eixo direto
- f* Grandezas referentes ao CLR
- s* Grandezas referentes ao CLG
- q* Grandezas referidas ao eixo em quadratura

Lista de Abreviações

CLR	Conversor do lado da rede
CLG	Conversor do lado do transformador
DSC	Controlador digital de sinais (<i>Digital Signal Controller</i>)
DSRF-PLL	PLL de duplo referencial síncrono (<i>Double Synchronous Reference Frame PLL</i>)
FOC	Controle orientado pelo campo (<i>Field Oriented Control</i>)
IDA	Interconexão e inserção de amortecimento (<i>Interconnexion and Damping Assignment</i>)
MO	Ótimo por Módulo (Modulus Optimum)
OS	Ótimo Simétrico (Symmetrical Optimum)
PBC	Controle baseado em passividade (<i>Passivity-based Control</i>)
PCH	Sistema Hamiltoniano de entrada de controle (<i>Port-controlled Hamiltonian</i>)

PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PMSG	Gerador Síncrono a Imãs Permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i>)
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SPWM	Modulação senoidal
SVPWM	Modulação vetorial (<i>Space Vector PWM</i>)
THD	Taxa de distorção harmônica (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VOC	Controle orientado por tensão (<i>Voltage Oriented Control</i>)

Introdução

A geração de energia eólica tem se tornado cada vez mais uma alternativa viável para a geração de energia elétrica em larga escala. A interconexão destes sistemas de geração à rede elétrica requer a utilização de um conversor eletrônico, responsável por permitir que a energia gerada, a tensão e frequência variáveis, seja transmitida à rede elétrica dentro de critérios de qualidade da energia cada vez mais restritivos. Tendo em vista alcançar um maior entendimento a respeito destes conversores e de tais sistemas de geração, propõem-se neste trabalho o estudo de um sistema de geração de energia eólica com gerador síncrono a ímãs permanentes, conectado à rede elétrica através de um conversor eletrônico regenerativo de potência plena.

Neste primeiro capítulo são abordados os aspectos gerais da geração de energia eólica. É apresentado o panorama atual da geração eólica no Brasil e no mundo, sua relevância econômica e ambiental, além de alguns dos desafios tecnológicos enfrentados na utilização dessa fonte de geração.

1.1 Contexto e Relevância

A utilização sustentável dos recursos naturais aliada a um crescimento do consumo de energia tem se mostrado um dos grandes desafios na atualidade. A solução para esse desafio exige não somente uma diversificação, mas também a “limpeza” da matriz energética mundial através da redução da dependência de combustíveis fósseis, como carvão e petróleo, cuja utilização é responsável pela emissão de grande parte dos gases que provocam o efeito

estufa.

Nesse contexto, a utilização de fontes renováveis de energia como a solar, biomassa, geotérmica, energia das marés, dentre outras é de grande importância. Dentre as energias renováveis, a energia eólica se mostra como uma das principais alternativas para a geração de energia elétrica, especialmente no Brasil que conta com um vasto potencial ainda inexplorado, devido ao pequeno impacto ambiental, renovabilidade, perenidade, grande disponibilidade, independência de importações e custo zero para obtenção de suprimento (ao contrário do que ocorre com as fontes fósseis) (ONAT; BAYAR, 2010; PEREIRA et al., 2012).

A energia eólica é, basicamente, aquela obtida da energia cinética (do movimento) gerada pela migração das massas de ar provocada pelas diferenças de temperatura existentes na superfície do planeta. A geração eólica ocorre pelo contato do vento com as pás do cata-vento. Ao girar, essas pás dão origem à energia mecânica que aciona o rotor do aerogerador produzindo eletricidade (ANEEL, 2008). Para a geração de eletricidade, as primeiras tentativas remontam ao final do século XIX, mas somente um século depois, com a crise internacional do petróleo (década de 1970), é que houve interesse e investimentos suficientes para viabilizar o desenvolvimento e aplicação de equipamentos em escala comercial (ANEEL, 2005). A primeira turbina eólica comercial ligada à rede elétrica pública foi instalada em 1976, na Dinamarca. No Brasil, a primeira turbina eólica foi instalada em 1992, no Arquipélago de Fernando de Noronha e possuía gerador com potência de 75 kW, enquanto que a primeira usina conectada à rede foi a Central Eólica Experimental do Morro do Camelinho, instalada na cidade de Gouveia (MG), em 1994, com capacidade nominal de 1 MW (ANEEL, 2008).

Não existem estudos precisos a respeito, mas estimativas indicam que o potencial eólico bruto no planeta seja da ordem de 500 mil TWh por ano, embora, por restrições socioambientais, apenas 10% sejam tecnicamente aproveitáveis. No Brasil, embora ainda haja divergências entre especialistas e instituições, vários estudos indicam valores bastante consideráveis. Segundo o Atlas do Potencial Eólico Brasileiro de 2001 (CEPEL, 2001) o potencial de geração de energia eólica no Brasil é de 143 GW a 50m de altura. Porém, a possibilidade de aproveitamento de ventos a alturas mais elevadas, devido ao desenvolvimento de turbinas mais modernas, permite que esse potencial

seja aumentado. Diversos estudos específicos por unidades da federação e realizados por iniciativas locais indicam potenciais mais elevados. Um exemplo é o Atlas Eólico de Minas Gerais (AMARANTE et al., 2010) que indica um potencial de 40 GW a 100m, o que representa quase 30% do potencial apresentado no Atlas do Potencial Eólico Brasileiro de 2001.

A capacidade instalada em usinas eólicas pelo mundo tem apresentado um crescimento significativo ao longo dos últimos anos, aproximadamente 25% ao ano nos últimos 10 anos. Esse crescimento expressivo é ilustrado pela Figura 1.1 que apresenta dados relativos ao período de 1997-2010 e estimativas referentes ao período de 2011-2020. Estima-se que a capacidade instalada tenha atingido 240GW no final de 2010 e a expectativa é a de que até 2020 a capacidade instalada no mundo alcance 1500GW (WWEA, 2011b). Apesar de boa parte da geração ainda estar concentrada em poucos países, (os cinco maiores produtores: EUA, China, Alemanha, Espanha, e Índia representam juntos 74% da capacidade mundial (WWEA, 2011a)), esta forma de geração tem apresentado um crescimento considerável em diversos outros países, incluindo-se o Brasil.

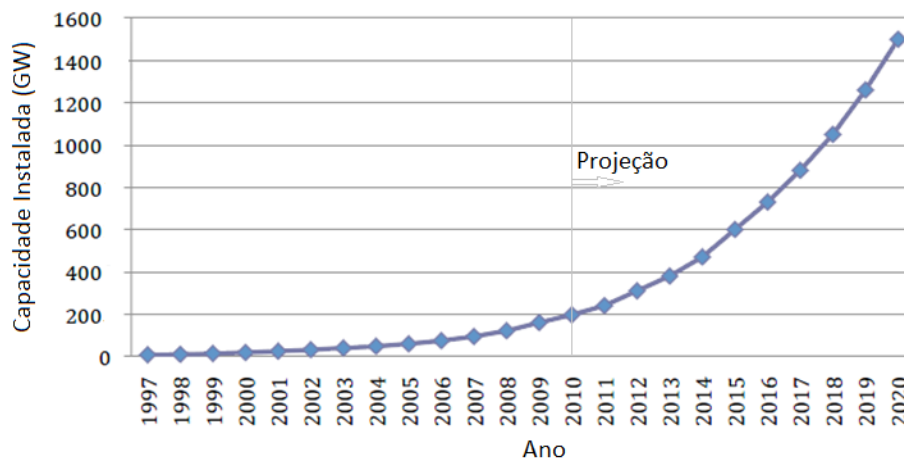


Figura 1.1: Capacidade instalada de energia eólica no mundo entre 1997 e 2010 e estimativa até 2020 [MW]. Fonte: WWEA (2011b)

Atualmente o Brasil ocupa apenas o 21º lugar no ranking mundial de capacidade instalada em usinas eólicas, contando com uma potência instalada de 1.543MW (WWEA, 2011b; ANEEL, 2012). Porém, estudos apontam que sua capacidade de geração tem crescido gradativamente. Dados publicados

pela WWEA (2011b) mostram que a potência instalada cresceu cerca de 50% em 2010 em relação ao ano anterior, conforme mostrado na Figura 1.2.

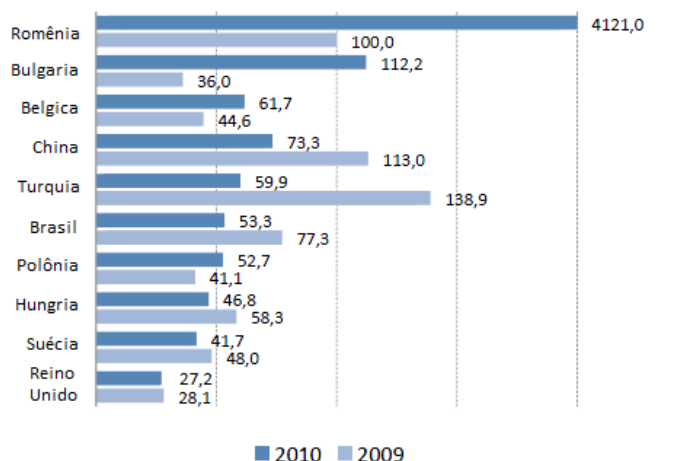


Figura 1.2: Países com maior percentual de crescimento de sua capacidade instalada em 2009 e 2010 - Mercados maiores que 200MW. Fonte: WWEA (2011b)

Dentre os fatores que favoreceram o crescimento da geração eólica no Brasil pode-se destacar o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA). Implementado em 2003, com base na Lei número 10.438, de abril de 2002 e que previa a instalação de 3,3 mil MW em fontes renováveis sendo 1,1 mil MW em eólica. Este programa ajudou esta forma de geração a se estabelecer como uma alternativa viável. Os resultados positivos dessa iniciativa se consolidaram nos leilões de reserva e de fontes alternativas. Atualmente o Brasil possui 76 usinas em operação, 56 em construção e 209 outorgadas, sendo que no leilão de energia ocorrido em 2009 o governo contratou energia eólica por um valor médio de R\$140,00 o MWh, em 2010 por R\$130,00 e no último leilão ocorrido em agosto de 2011 por R\$99,00 o MWh (EPE, 2011). Essa forte queda nos preços demonstra o crescimento do mercado de geração eólica e o aumento da competitividade dessa forma de geração.

Com a penetração cada vez maior da geração eólica no sistema elétrico, alguns desafios técnicos têm sido enfrentados. Além da busca por sistemas mais eficientes e da conformação da energia devido a sua natureza aleatória, códigos de rede modernos determinam que sistemas de geração eólica devam, não somente suportar perturbações na rede elétrica, como também contribuir

para a estabilidade do sistema elétrico, assim como as fontes tradicionais de geração (MOHSENI; ISLAM, 2012; IGLESIAS et al., 2011). Neste contexto, o desenvolvimento de um protótipo de sistema de geração de energia eólica pode possibilitar o estudo de técnicas que garantam o funcionamento do sistema conforme os requisitos estabelecidos.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é apresentar a modelagem e o controle de um protótipo de sistema de geração de energia eólica composto por um gerador síncrono a ímãs permanentes e um conversor eletrônico reversível para a interligação à rede elétrica. Duas diferentes técnicas de controle de conversores são utilizadas e comparadas. A primeira é a técnica de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono, que é a mais empregada para este tipo de controle. A segunda é a técnica de controle baseada em passividade (IDA-PBC), que realiza o controle através da manipulação da energia que flui pelo sistema. Como resultados do trabalho busca-se um melhor entendimento de todo o sistema de conversão eletrônica e das técnicas de controle utilizadas, além do desenvolvimento de estratégias que garantam o correto funcionamento do sistema de conversão mesmo em condições de falta na rede elétrica.

Este trabalho é parte do esforço da equipe do Laboratório de Conversão e Controle da Energia (LCCE/DEE/UFMG) no desenvolvimento de soluções em geração eólica, com foco no estudo de técnicas de melhoria na capacidade dos conversores de suportar afundamentos momentâneos de tensão (AMT) e no desenvolvimento de técnicas alternativas de controle, conforme visto em trabalhos anteriores como Oliveira (2009), Silva (2009), Mendes (2009), Liu (2011).

1.3 Metodologia

A metodologia empregada neste trabalho consiste em se realizar primeiramente uma análise teórica e a modelagem matemática do sistema de conversão proposto. Em seguida são realizadas simulações computacionais utili-

zando os modelos propostos e que representam os fenômenos mais relevantes para a análise do sistema. Por fim, são realizados ensaios experimentais em uma bancada de testes construída especificamente para esse fim com o objetivo de validar os resultados obtidos de maneira teórica e por simulações computacionais.

1.4 Organização do Texto

A dissertação é dividida em 6 capítulos, sendo que no Capítulo 2 é feita a caracterização dos principais constituintes de um sistema de geração eólica e das técnicas de controle de conversores eletrônicos. É apresentada ainda a descrição detalhada do sistema de geração proposto, mostrando os principais componentes da bancada experimental.

No Capítulo 3 é feita a modelagem e o controle do conversor eletrônico utilizando controladores PI atuando em referencial síncrono. Alguns elementos básicos para o controle do sistema como o modulador PWM e o algoritmo PLL também são descritos. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar a metodologia proposta.

No Capítulo 4 é apresentada a modelagem e o controle do conversor eletrônico através da técnica de controle por passividade IDA-PBC. É obtida a lei de controle nominal e proposta uma lei de controle com ação integral. Novamente resultados de simulação e experimentais são apresentados para comprovar o funcionamento da técnica proposta.

O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos para os testes de suportabilidade do conversor a afundamentos equilibrados e desequilibrados de tensão na rede elétrica. As duas estratégias de controle descritas neste trabalho são analisadas e comparadas. Os aspectos normativos também são discutidos.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e propostas de continuidade deste trabalho.

Sistemas de Geração de Energia Eólica

Neste capítulo são apresentados os elementos que constituem um sistema de geração eólica e algumas das estratégias mais utilizadas para o controle de conversores eletrônicos. Por fim, o sistema de geração implementado neste trabalho é descrito e os principais componentes do conversor eletrônico são dimensionados.

2.1 Sistemas de Geração de Energia Eólica

Os sistemas modernos de geração de energia eólica são constituídos de três elementos principais: a turbina, o gerador e o conversor eletrônico. Esses sistemas são ilustrados pela Figura 2.1 que, além dos elementos citados, mostra também a caixa de transmissão e a conexão à rede elétrica. A seguir esses três elementos são caracterizados.

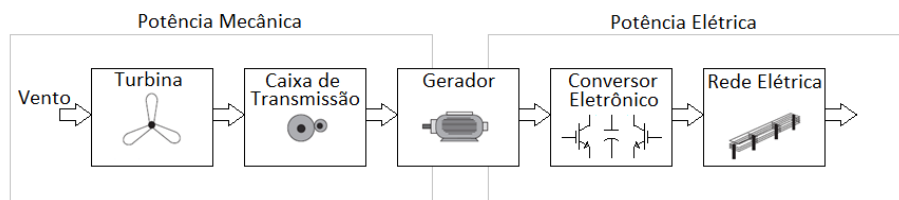


Figura 2.1: Exemplo de um sistema de geração eólica conectado à rede elétrica.

2.1.1 Tipos de turbinas

As turbinas modernas para geração de energia eólica podem ser classificadas por diversos critérios (ANEEL, 2005):

- Quanto à direção do eixo de seu rotor sendo denominadas turbinas de eixo horizontal e vertical. As turbinas horizontais possuem partida autônoma, porém em geral necessitam de algum mecanismo que direcione a turbina em relação à direção do vento. As turbinas verticais aceitam ventos de qualquer direção, porém, possuem desvantagens como não possuírem partida autônoma, apresentarem esforços e vibrações elevadas em sua estrutura e possuírem frenagem complexa.
- Quanto ao número de pás, sendo classificadas com monópteros, duas pás, três pás e multipás.
- Quanto ao controle de potência, que pode ser feito pela aerodinâmica em pá fixa (*stall control*), pela aerodinâmica em pá móvel (*pitch control*) e pelo leme, (*yaw control*).
- Quanto à velocidade de operação, sendo classificadas como velocidade constante e variável.
- Quanto ao local de instalação, sendo classificadas como “on-shore” as que se localizam em terra firme e “off-shore” as que se localizam em lagoas ou no mar.
- Quanto ao porte, as turbinas podem ser classificadas como pequenas turbinas, para potências de até 100kW, médias turbinas, para potências entre 100kW e 1MW e grandes turbinas ou multimegawatts para potências acima de 1MW. A Figura 2.2 ilustra exemplos de turbinas de pequeno, médio e grande porte.

Com o passar do tempo consolidou-se o projeto de turbinas de eixo de rotação horizontal de três pás como a topologia comercialmente mais viável para sistemas de geração de energia eólica, devido a características de eficiência e estabilidade estrutural.

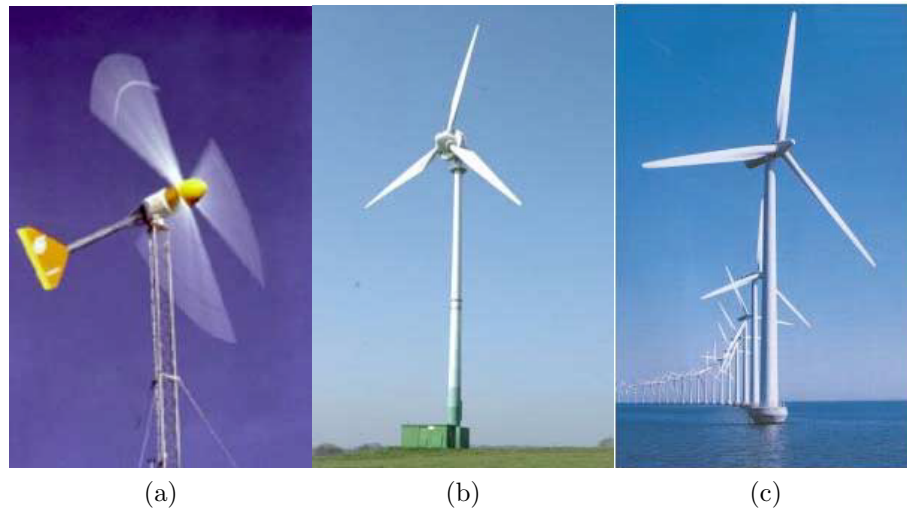


Figura 2.2: Exemplo de turbina de pequeno porte (a), médio porte (b) e grande porte (c). Fonte ANEEL (2005)

2.1.2 Tipos de geradores

Existem quatro tipos básicos de geradores utilizados para aplicação em geração de energia eólica, são eles: Gerador de indução, Gerador de indução duplamente excitado, Gerador síncrono e Gerador síncrono a ímãs permanentes (YAZDANI; IRAVANI, 2010; AMIRAT et al., 2007; YAN et al., 2002; OLIVEIRA, 2009). A seguir cada uma destas tecnologias é descrita.

2.1.2.1 Gerador de indução duplamente alimentado

A tecnologia com gerador de indução duplamente alimentado é ilustrada na Figura 2.3. Nela, o estator do gerador é conectado diretamente à rede, que determina sua frequência síncrona. O rotor é ligado através de um conversor eletrônico que ajusta sua frequência de excitação e permite o fluxo bidirecional de potência entre o rotor e a rede elétrica. Esta tecnologia possibilita utilizar um conversor com apenas 30% da potência nominal do gerador e permite o controle completo de potências ativa e reativa. Como fatores negativos, destacam-se a necessidade de anéis deslizantes no gerador, a necessidade de caixa de transmissão e a susceptibilidade do sistema a distúrbios

provenientes da rede, uma vez que o estator é conectado diretamente a esta. Esta é a tecnologia de geração eólica mais comercializada atualmente.

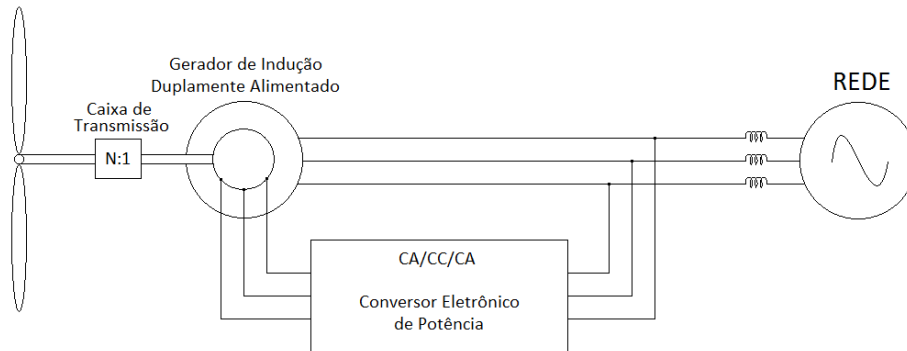


Figura 2.3: Tecnologia com gerador de indução duplamente alimentado.

2.1.2.2 Gerador de indução em gaiola

Na tecnologia com gerador de indução em gaiola mostrada na Figura 2.4, o gerador é ligado à rede elétrica através de um conversor eletrônico de potência plena, que ajusta a frequência da máquina e velocidade de rotação do rotor. A utilização do conversor de potência plena permite o desacoplamento entre o gerador e a rede elétrica, reduzindo os efeitos de faltas na rede sobre o sistema de geração. O gerador de indução possui uma ampla faixa de velocidades, não necessita de escovas e permite o controle completo de potência ativa e reativa. Como fatores negativos podem-se destacar a necessidade do sistema de transmissão e o conversor dimensionado para a potência aparente nominal do gerador.

2.1.2.3 Gerador síncrono

O princípio de funcionamento do sistema de geração equipado com a tecnologia de gerador síncrono mostrado na Figura 2.5 é o mesmo do caso do gerador de indução em gaiola. Novamente o gerador é ligado à rede elétrica através de um conversor eletrônico de potência plena. O conversor permite o funcionamento do sistema à velocidade variável além de permitir o controle das potências ativa e reativa. Uma vantagem importante desta tecnologia é

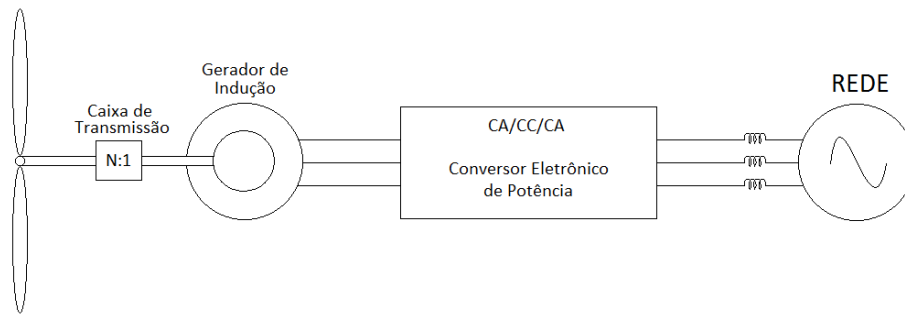


Figura 2.4: Tecnologia com gerador de indução e conversor eletrônico de potência plena.

a possibilidade de se eliminar a caixa de transmissão caso um gerador de elevado número de polos seja utilizado, reduzindo a necessidade de manutenção. Além disto, o conversor pode ser dimensionado para fluir a potência ativa nominal, sendo ligeiramente inferior ao caso anterior. Como desvantagem podem-se destacar a presença de escovas no gerador e a necessidade de um pequeno conversor para o circuito de campo.

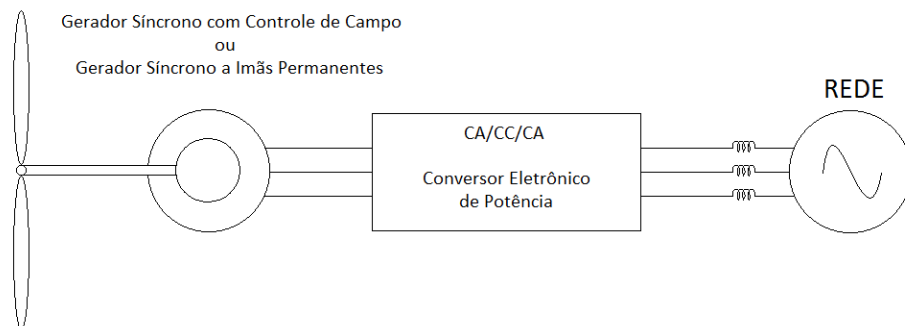


Figura 2.5: Tecnologia com gerador síncrono e conversor eletrônico de potência plena.

2.1.2.4 Gerador Síncrono a Imãs Permanentes

A tecnologia de geração com gerador a imãs permanentes também é representada pela Figura 2.5, na qual o gerador é ligado à rede através de um conversor de potência plena. Esta tecnologia possui algumas vantagens interessantes, como possibilitar o controle completo de potências ativa e reativa,

não necessitar de escovas ou de um conversor para alimentação do circuito de campo, reduzindo a necessidade de manutenção. É possível ainda evitar a utilização da caixa de transmissão utilizando um gerador com elevado número de polos. Como desvantagem pode-se destacar a presença dos imãs permanentes que podem encarecer o preço da máquina. Devido às suas vantagens, a utilização do gerador síncrono a imãs permanentes com conversor pleno desponta como a solução mais promissora para sistemas de geração eólica, apresentando um elevado crescimento em sua utilização (TEODORESCU et al., 2011). Esta é a tecnologia de geração abordada neste trabalho.

2.1.3 Topologias de conversores eletrônicos

Para permitir a operação a velocidade variável, é necessário que o gerador síncrono a imãs permanentes seja ligado à rede elétrica através de um conversor eletrônico. Existem diversas possibilidades de topologias de conversores a serem utilizadas, porém, tradicionalmente duas topologias são mais comuns (TEODORESCU et al., 2011), são elas:

- Conversor síncrono com retificador a diodos e conversor boost.
- Conversor síncrono com retificador PWM.

As duas topologias se diferem basicamente na estrutura do conversor conectado ao gerador. A primeira topologia é mostrada na Figura 2.6. Ela é composta por um retificador trifásico não controlado, um conversor CC/CC tipo “boost” (elevador de tensão) e um inversor trifásico PWM. Este tipo de estrutura possui como característica principal a presença de dois barramentos CC de características diferentes. O barramento próximo ao retificador possui tensão variável, ao passo que o barramento próximo ao inversor opera com tensão constante. O conversor boost possui a função de elevar e regular a tensão do segundo barramento CC em função da velocidade de rotação do gerador. É necessário que a tensão do barramento CC próximo ao inversor seja sempre superior à tensão CA do lado da rede, para permitir que a potência flua do sistema de geração para a rede. Este tipo de topologia não permite o fluxo bidirecional de potência entre gerador e rede elétrica.

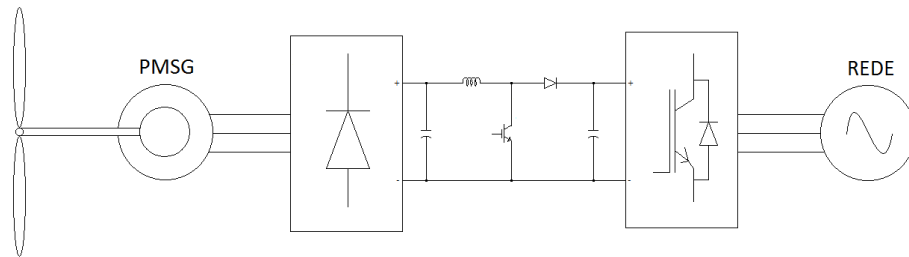


Figura 2.6: Aerogerador síncrono com retificador a diodos e conversor boost.

A segunda topologia, apresentada na Figura 2.7 consiste de dois conversores PWM similares interligados por um barramento CC de tensão mais elevada que a tensão dos dois lados CA. O conversor do lado do gerador atua como um retificador ativo e tem a função de controlar a potência convertida pela turbina. O conversor do lado da rede atua como um inversor e é responsável por controlar a tensão do barramento CC, regular a tensão de saída para os níveis de frequência e tensão adequados, além de controlar o fator de potência do sistema de geração. Esta topologia apresenta grande versatilidade, pois permite o fluxo bidirecional e o controle de potência ativa e reativa nos dois lados do conversor, mesmo em elevadas velocidades de rotação, e portanto é a tecnologia mais indicada para aplicações que envolvam geradores com conversor pleno.

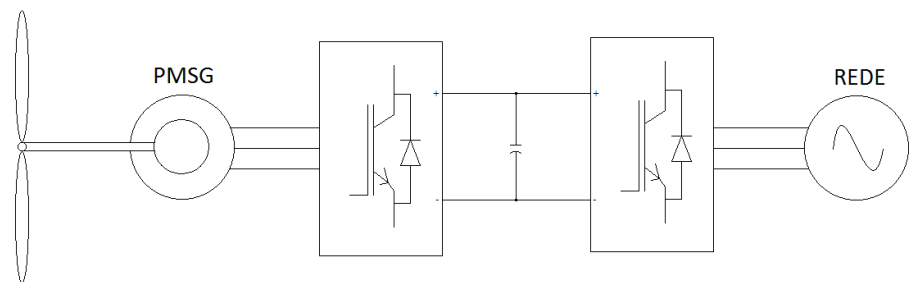


Figura 2.7: Aerogerador síncrono com retificador PWM.

2.1.4 Estratégias de controle de conversores eletrônicos

A maioria das aplicações de conversores CA/CC incluem uma malha interna de controle de corrente em suas estruturas de controle. Dentre os objetivos desejados para a malha de controle de corrente pode-se destacar a obtenção de uma resposta dinâmica rápida e sem erros de fase ou amplitude, e a possibilidade de operar o conversor com uma frequência de chaveamento constante ou limitada para garantir a operação segura do dispositivo semicondutor (CICHOWLAS; KAZMIERKOWSKI, 2002). Conseqüentemente, o desempenho do conversor eletrônico depende diretamente da qualidade da estratégia de controle de corrente adotada. Diversas estratégias estão presentes na literatura. Estas técnicas de controle podem ser divididas em dois grupos, lineares e não lineares (KAZMIERKOWSKI; MALESIANE, 1998).

Os controladores lineares permitem a utilização de moduladores PWM de tensão convencionais como o PWM senoidal (SPWM) e o *Space Vector* PWM (SVPWM). Nessa categoria incluem-se os controladores do tipo proporcional integral (PI), ressonante, preditivo e *dead-beat*. Tradicionalmente, o controlador PI atuando em referencial síncrono é o tipo mais empregado. Este controlador proporciona erro nulo em estado estacionário e boa resposta dinâmica, além de trabalhar com frequência de chaveamento fixa. Porém, requer a obtenção dos parâmetros internos do sistema e necessita da linearização do modelo para obtenção das funções de transferência.

O grupo dos controladores não-lineares inclui o controlador de histerese, os controladores *fuzzy* e os controladores baseados em redes neurais. Dentre os controladores não-lineares, uma técnica que merece destaque é o controle de histerese que tem como características a não dependência dos parâmetros internos da máquina e possuir a frequência de chaveamento dos conversores variável. Esta técnica possui facilidade de implementação e robustez, porém tem como desvantagem a dificuldade na proteção do conversor.

Outra técnica não-linear é o controle baseado em passividade (ORTEGA et al., 2002), que utiliza uma abordagem através de funções de energia. Seu funcionamento consiste em fazer com que o sistema tenda de maneira assintótica a um determinado ponto de equilíbrio, preservando a estrutura de energia intrínseca aos modelos utilizados e adicionando amortecimento ao sistema em

malha fechada. O controle pode ser feito em malha fechada e o projeto do controlador é feito de forma que a dinâmica desejada seja alcançada através da escolha de uma função que conduz à uma evolução adequada da energia. Apesar de ser classificada como uma técnica não linear, ela permite a utilização de moduladores PWM de tensão convencionais e utiliza uma frequência de chaveamento constante.

Neste trabalho são estudados os controladores baseado em passividade (*Passivity-based Control* - PBC) e o proporcional-integral atuando em referencial síncrono. Uma descrição mais detalhada dos demais controladores apresentados nesta seção pode ser vista em Kazmierkowski e Malesiane (1998).

2.2 O Sistema de Geração Implementado

Nesta seção é descrito o sistema de geração eólica implementado neste trabalho. O sistema de geração utiliza um conversor eletrônico regenerativo para realizar o acoplamento de um gerador síncrono a imãs permanentes à rede elétrica. Esta topologia de conversor é caracterizada por dois conversores PWM a IGBT's similares, na configuração fonte de tensão, que permitem o fluxo bidirecional de potência. O conversor do lado da rede (CLR) é responsável por controlar a tensão no barramento CC, manter o fator de potência unitário e regular os níveis de tensão e frequência para a correta conexão do sistema de geração à rede. Já o conversor do lado do gerador (CLG) controla as potências ativa e reativa drenadas do gerador. Essa topologia possui uma grande flexibilidade uma vez que os dois estágios são constituídos por módulos semicondutores equivalentes e possuem controles similares. A tensão do barramento CC é mantida mais elevada que a tensão nos lados CA dos conversores, o que permite o fluxo bidirecional de potência ativa ou reativa à rede elétrica mesmo em velocidades elevadas do gerador.

O diagrama do sistema completo de geração é apresentado na Figura 2.8, que apresenta a turbina e o gerador síncrono a imãs permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Generator* PMSG) ligados à rede elétrica através do conversor eletrônico. O sistema conta ainda com um filtro indutivo para a atenuação dos harmônicos injetados na rede elétrica devido ao chaveamento

dos conversores, um circuito *chopper* para proteção contra sobretensão no barramento CC e um circuito de pré-carga para limitar a corrente de *inrush* dos capacitores do barramento CC.

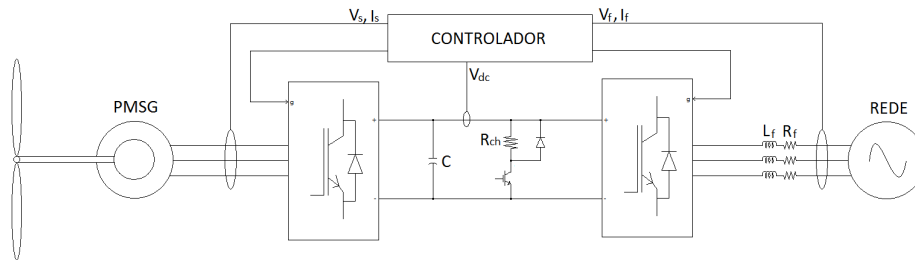


Figura 2.8: Sistema de geração de energia eólica proposto.

O gerador utilizado nas simulações, e para o qual o sistema de geração é dimensionado, é um gerador síncrono a ímãs permanentes de 10 kW, 35,6A e 171V de corrente e tensão nominais respectivamente. O gerador possui 16 polos e velocidade nominal de 214 RPM, o que permite a eliminação da caixa de transmissão em sua conexão com a turbina eólica. A Figura 2.9 mostra o gerador descrito. Seus dados nominais são apresentados no Apêndice D. O projeto completo do gerador é apresentado em Maia (2011).

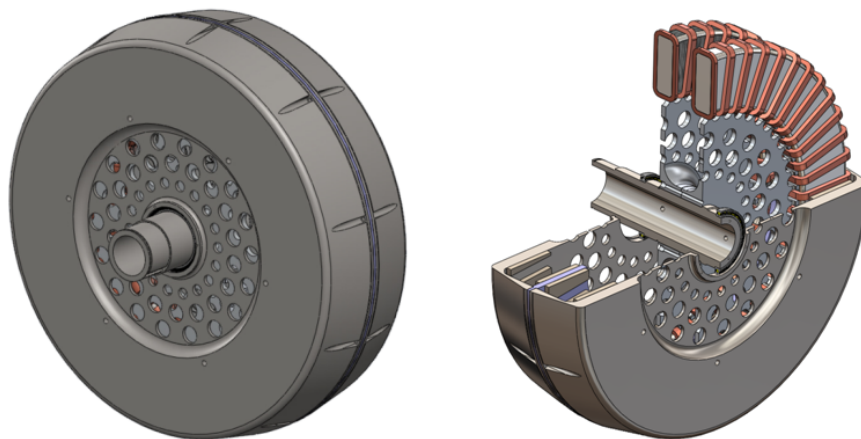


Figura 2.9: Vista externa (a) e em corte (b) do PMSG. Fonte: Maia (2011)

Para a realização dos testes experimentais é utilizado um gerador síncrono de excitação independente de 3,5kW, 7,8A e 220V de corrente e tensão

nominal respectivamente. O gerador é acoplado a um motor de indução de 5,5kW que atua como simulador de turbina e é comandado por um conversor eletrônico independente. A Figura 2.10 mostra o gerador e o simulador de turbina utilizados nos testes experimentais.



Figura 2.10: Vista do gerador síncrono de excitação independente e do simulador de turbina utilizados nos testes experimentais.

Uma visão geral do sistema de conversão eletrônica construído é mostrada na Figura 2.11, que destaca o módulo semicondutor de potência, o circuito de comando, o filtro indutivo, além do controlador digital de sinais (DSC - *Digital Signal Controller*) e placa de condicionamento de sinais. A seguir cada um destes componentes é descrito em detalhes.

2.2.1 Módulos semicondutores

Devido às diferentes características de tensão e corrente demandada nos dois lados do conversor, optou-se IGBT's de diferentes correntes nominais para cada um dos lados, o que permitiu uma montagem compacta do circuito de potência. O módulo de potência foi produzido pela Semikron e é composto por duas pontes inversoras trifásicas de 6 pulsos a IGBT's interligadas através de um barramento CC. O CLR utiliza o módulo semicondutor SK 30GB 128,

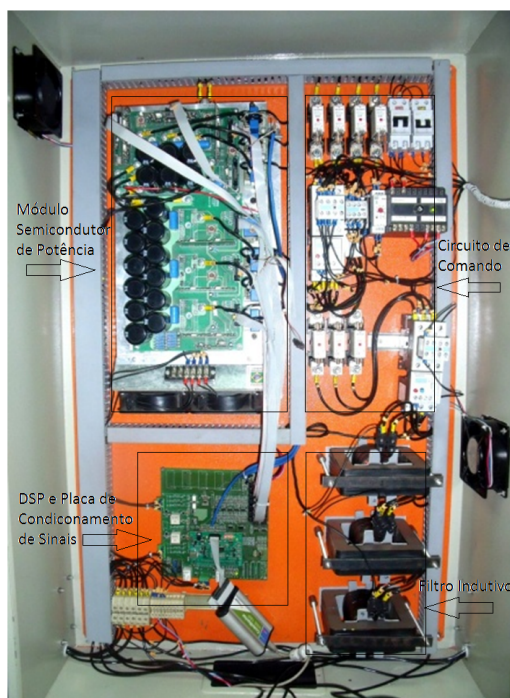


Figura 2.11: Vista do sistema de conversão eletrônica.

e o CLG utiliza o módulo semicondutor SK 60GB 128, ambos os módulos possuem tensão reversa máxima (V_{ce}) de 1200V. Os dados básicos dos dois módulos semicondutores são apresentados na Tabela 2.1 (SEMIKRON, 2006).

2.2.2 DSC e placa de condicionamento de sinais

O controle do sistema de conversão é feito através do DSC MC56F8037 da Freescale. Este dispositivo possui frequência de operação de 32MHz, 6 canais PWM, 16 canais de conversores analógico-digital (AD) (12 bits) e memória FLASH de 64KB (FREESCALE, 2008).

Uma placa de condicionamento de sinais baseada no DSC MC56F8037 foi projetada, conforme mostrado na Figura 2.12. Ela tem por objetivos possibilitar a comunicação do DSC com os *gate-drivers*, gerar os sinais complementares de PWM para os IGBT's, medir e condicionar os sinais de tensão e corrente, além de indicar as condições operacionais.

Tabela 2.1: Características dos módulos semicondutores de potência.

Conversor	Parâmetros
Módulo IGBT do CLR	SK 30GB 128
	$V_{ce} = 1200V$
	$I_{igbt} = 33$ (22)A para $T = 25^0$ (80^0) C $I_{diodo} = 37$ (25)A para $T = 25^0$ (80^0) C
Módulo IGBT do CLG	SK 60GB 128
	$V_{ce} = 1200V$
	$I_{igbt} = 63$ (44)A para $T = 25^0$ (80^0) C $I_{diodo} = 57$ (38)A para $T = 25^0$ (80^0) C

Uma vez que o DSC possui apenas 6 canais PWM, os sinais complementares são gerados pela placa de condicionamento de sinais e o tempo morto necessário para a proteção dos IGBT's é inserido pelo *gate-driver*. Devido à memória limitada do DSC, os dois lados do conversor eletrônico são controlados alternadamente, ou seja, durante uma interrupção apenas o código de controle do CLR é executado. Na interrupção seguinte, a razão cíclica do CLR é mantida e apenas o código de controle do CLG é executado, e assim continuamente. É utilizada a mesma frequência para a amostragem dos sinais de controle e para a geração do PWM no DSP. Desta forma cada lado do conversor é controlado com a metade da frequência de amostragem do DSC, porém ambos os lados são chaveados com a frequência do PWM.

2.2.3 Circuito de pré-carga

O circuito de pré-carga foi projetado com o objetivo de limitar a corrente de carga dos capacitores do barramento CC. A Figura 2.13 mostra o circuito de pré-carga utilizado. Observa-se que a pré-carga é realizada através dos diodos do CLR. Essa configuração é interessante por evitar a utilização de uma ponte retificadora ligada diretamente ao barramento CC, reduzindo a quantidade de componentes do sistema. Os resistores de pré-carga são colocados no lado CA do conversor e ao final do período de pré-carga são curto-circuitados pelo acionamento do contator principal. A corrente RMS durante o processo



Figura 2.12: Vista da placa de condicionamento de sinais e DSC.

de pré-carga é dada por:

$$I_p = \sqrt{\frac{1}{5\tau} \int_0^{5\tau} \left(\frac{V_f e^{-t/\tau}}{2R_p} \right)^2 dt}, \quad (2.1)$$

onde:

$$\tau = 2R_p C, \quad (2.2)$$

em que V_f é o valor de pico da tensão da rede, R_p é a resistência de pré-carga, C é a capacitância do barramento CC e τ é a constante de tempo de pré-carga.

Que resulta em:

$$I_p = \frac{V_f}{R_p 2\sqrt{10}}. \quad (2.3)$$

O valor dos resistores de pré-carga é escolhido de forma que o barramento CC alcance seu valor nominal de tensão em aproximadamente 3s. Uma vez que a corrente de pré-carga circulará pelo resistor apenas por um pequeno intervalo de tempo, pode-se admitir que o resistor opere em sobrecarga neste instante, desde de que o limite térmico não seja alcançado. O resistor é, portanto, dimensionado pela sua capacidade de dissipação de energia e não por sua potência em regime constante. A energia dissipada durante o processo

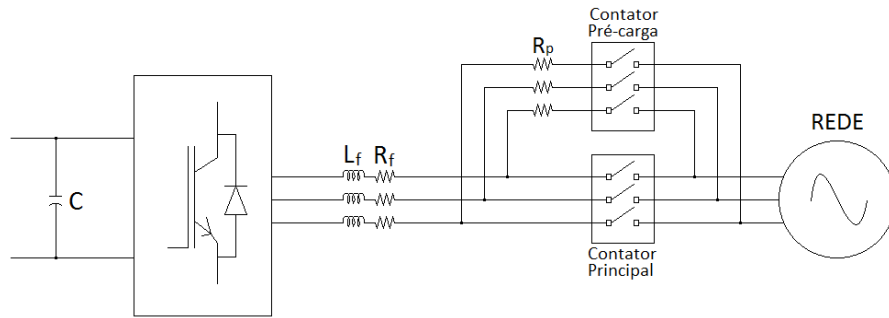


Figura 2.13: Diagrama esquemático do circuito de pré-carga.

de pré-carga é dada por:

$$E_p = R_p I_p^2 t_{carga}, \quad (2.4)$$

onde é considerado o tempo de carga e a potência em regime constante.

A Figura 2.14 apresenta a tensão do barramento CC durante o processo de pré-carga. Verifica-se que a tensão do barramento apresenta um comportamento exponencial. O pequeno degrau presente ao final do período de pré-carga representa a eliminação da queda de tensão sobre os resistores de pré-carga após o fechamento do contator principal.

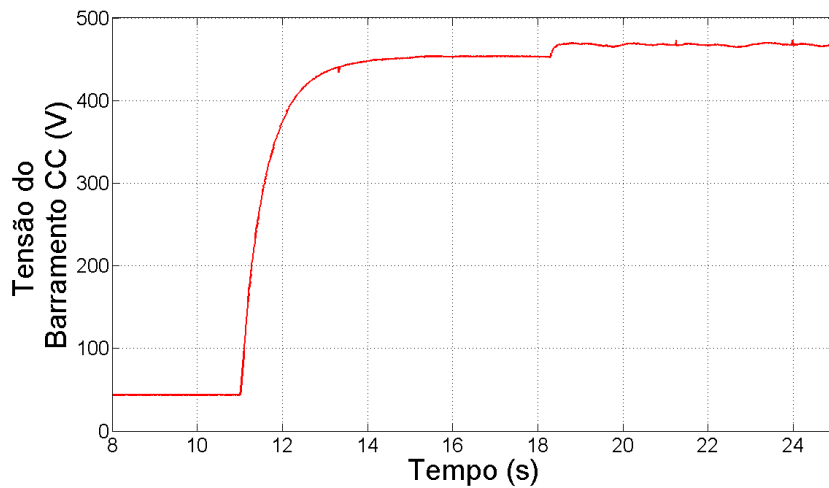


Figura 2.14: Tensão do barramento CC durante a pré-carga.

2.2.4 Circuito do chopper

Quando ocorre um evento de afundamento momentâneo de tensão (AMT) a energia fornecida pelo gerador e não transmitida à rede elétrica é armazenada nos capacitores do barramento CC. Como resultado, a tensão nos capacitores se eleva, e estes serão danificados caso o limite de tensão destes componentes seja alcançado. A introdução do circuito do chopper possibilita a proteção do barramento CC ao drenar o excesso de energia para um resistor externo. O diagrama esquemático do circuito do chopper é apresentado na Figura 2.15. É utilizado o módulo semicondutor SK30GAL 123 fabricado pela Semikron (SEMIKRON, 2006).

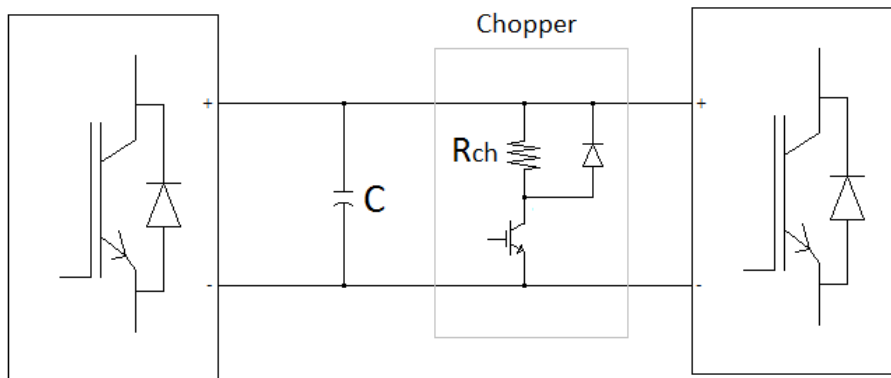


Figura 2.15: Diagrama esquemático do circuito do chopper.

O resistor do chopper é dimensionado de forma a permitir que este dispositivo auxilie o conversor a suportar afundamentos momentâneos de tensão. Para isso, é considerado o caso mais grave de variações de tensão de curta duração (VTCD) no qual a tensão da rede cai a zero volt durante um período de 3s. Nesse caso, o resistor deve dissipar toda a potência fornecida pelo gerador durante o período da falta. O valor do resistor do circuito chopper é definido considerando o nível de tensão máximo admitido no barramento CC e a máxima potência fornecida pelo gerador, conforme dado por:

$$R_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{P}. \quad (2.5)$$

Deve-se verificar se o valor obtido é maior que a resistência mínima ne-

cessária, que é definida pela máxima capacidade de condução de corrente do IGBT do circuito de chopper:

$$R_{ch,min} = \frac{V_{dc}}{I_{IGBT,ch}}. \quad (2.6)$$

onde R_{ch} é o resistor do circuito chopper, V_{dc} é a tensão do barramento CC, P é a potência aplicada no resistor durante o período da falta, $R_{ch,min}$ é o valor mínimo necessário para a resistência do chopper e $I_{IGBT,ch}$ é a capacidade de condução de corrente do IGBT do circuito de chopper.

O segundo critério para o dimensionamento do resistor do chopper é sua capacidade de dissipação de energia durante o período da falta. Uma vez que esse dispositivo é acionado apenas durante este período, pode-se admitir que o resistor opere em sobrecarga, desde que seu limite térmico não seja alcançado. A energia dissipada pelo resistor é dada por:

$$E_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} t_{falta}. \quad (2.7)$$

2.2.5 Filtro indutivo

A ligação do CLR à rede elétrica é feita através de um filtro indutivo. O filtro utilizado consiste em um indutor ligado em série com o circuito do conversor e tem por objetivo atenuar os harmônicos causados pelo chaveamento dos transistores. Devido à característica de ligação do filtro, é necessário que seu valor não seja muito elevado, pois causaria grande queda de tensão. O critério para o dimensionamento do indutor é limitar o pico do *ripple* de corrente. Para isso, é considerada a condição sem carga e a resistência do indutor é desprezada. Nestas condições, a tensão de referência do conversor é igual à tensão de alimentação (PONNALURI et al., 2000). A indutância do filtro pode então ser calculada por (MATOS et al., 2010):

$$L_f = \frac{V_f}{2\sqrt{6}f_{sw}I_{r,pico}}, \quad (2.8)$$

onde V_f é a tensão de fase da rede, f_{sw} é a frequência de chaveamento e $I_{r,pico}$ é o *ripple* de corrente desejado.

Para um ripple de 10% é obtido o valor de 4mH. São utilizados núcleos de pó-de-ferro, tipo E, código E610-26 do fabricante Micrometals (2007). O projeto físico detalhado dos indutores é apresentado no Apêndice C.

2.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes de um sistema de geração eólica. O sistema de conversão eletrônica implementado neste trabalho foi descrito e seus componentes dimensionados. No próximo capítulo é apresentada a modelagem e o controle do conversor utilizando a técnica de controle com controladores PI atuando no referencial síncrono.

Controle PI em Referencial Síncrono

Neste capítulo é apresentado o controle do sistema de geração utilizando controladores PI em referencial síncrono. Primeiramente são apresentados o comando PWM e o algoritmo PLL utilizados neste trabalho. Em seguida, os dois lados do conversor são modelados, as malhas de controle são apresentadas e os controladores PI são sintonizados. O CLR utiliza o controle orientado pela tensão (*VOC - voltage oriented control*). Neste conversor estão presentes as malhas de controle de corrente, da tensão do barramento CC e da potência reativa. O CLG utiliza o controle orientado pelo campo (*FOC - field oriented control*). Neste conversor estão presentes as malhas de controle de corrente e de potência ativa e reativa. Ao final do capítulo, são apresentados os resultados de simulação do sistema e os resultados experimentais obtidos na bancada de testes.

Antes de apresentar as estratégias de controle é necessário conhecer as transformações de Clarke e Park. Estas transformações são amplamente utilizadas na literatura (KRAUSE, 1986) e são apresentadas no Apêndice B.

3.1 Comando PWM

A modulação por largura de pulsos (PWM) é a principal estratégia para gerar os sinais de chaveamento para os dispositivos semicondutores (NEACSU, 2001). Sua importância se deve ao fato desta técnica permitir o controle da

frequência e da tensão fundamental na carga, dos valores instantâneos destas grandezas, e logo da posição angular no tempo dos fasores de tensão. O método mais tradicional de modulação PWM, conhecido como PWM senoidal (SPWM) consiste na comparação de uma onda senoidal, na mesma frequência que se deseja sintetizar na carga, com uma onda triangular na frequência de chaveamento. Apesar de ser bastante simples de se implementar, esse método possui a desvantagem de limitar o aproveitamento da tensão do barramento CC. Neste caso a tensão do barramento deve ser, no mínimo, o dobro da tensão de pico na fase.

A solução para esse problema consiste na soma das tensões de sequência zero à referência de tensão que deverá ser sintetizada. Isso pode ser feito uma vez que não existe conexão entre o ponto médio do barramento CC e o neutro da carga. Dessa forma, a sequência zero não é transmitida à carga, que mantém sua tensão senoidal. Com essa técnica, a faixa linear do SPWM pode ser estendida.

Existem diversas técnicas para se determinar a componente de sequência zero (HAVA; LIPO, 1991). Neste trabalho é utilizada a técnica de modulação de modulação vetorial conhecida como *Space Vector PWM* (SVPWM).

A técnica de modulação SVPWM utiliza a teoria de vetores espaciais e consiste em associar um vetor espacial no plano complexo para cada estado de condução das chaves. Existem oito estados possíveis para o conversor trifásico de seis pulsos, dos quais, seis produzem tensões diferentes de zero e os outros dois produzem tensões nulas. A Figura 3.1a apresenta os estados de condução e as tensões sintetizadas para cada um deles e a Figura 3.1b apresenta o vetor espacial associado a cada um dos estados. A tensão de sequência zero que será somada à de referência é obtida pelo teste da menor magnitude entre os sinais trifásicos de referência, escalonando o sinal de menor módulo por 0,5, a sequência zero é obtida. Esta técnica possui um ótimo desempenho com relação à distorção harmônica da corrente além de permitir o máximo aproveitamento do barramento CC, elevando o índice de modulação para $\mu = 0,57V_{dc}$, e é possivelmente o método de injeção de sequência zero mais popular. As formas de onda típicas obtidas para a tensão de referência, a tensão de sequência zero e a tensão resultante para a modulação SVPWM são mostradas na Figura 3.2.

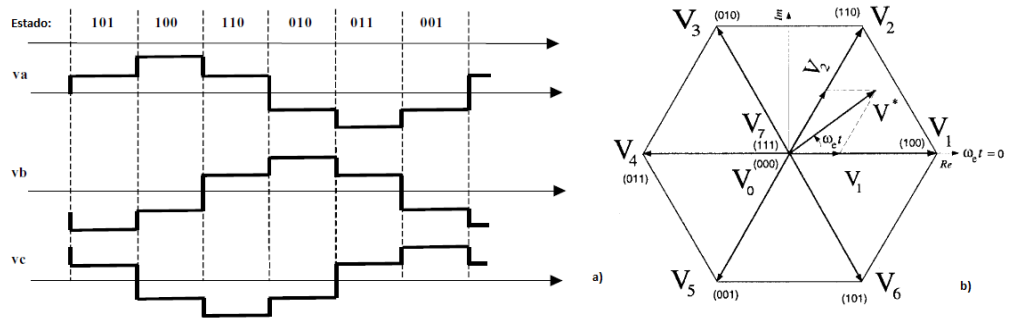


Figura 3.1: (a) Estados de condução das chaves. (b) Vetor espacial no plano complexo.

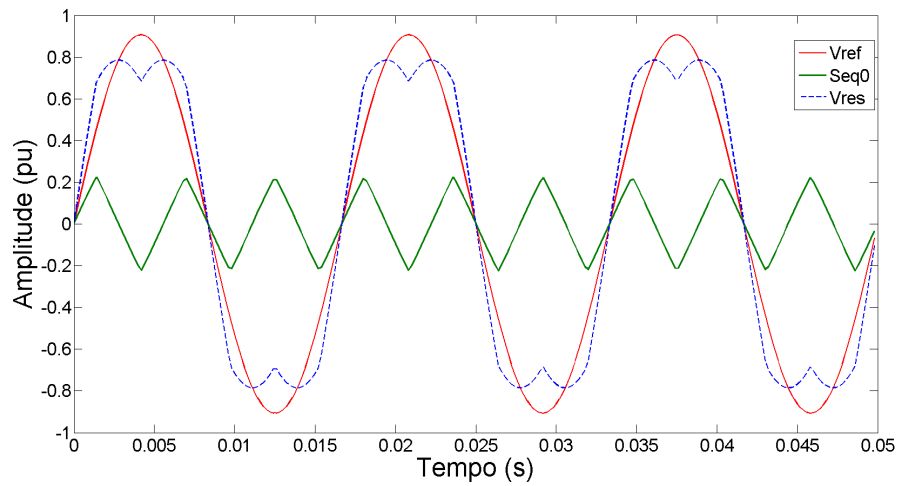


Figura 3.2: Formas de onda típicas para a modulação SVPWM.

3.2 Dispositivo PLL

A conexão em paralelo de duas fontes de tensão requer um sincronismo entre estas no momento da conexão. De forma semelhante, a ligação de um sistema de conversão eletrônica à rede elétrica requer uma técnica de sincronismo. Para isso é utilizado o dispositivo PLL (*Phase Locked Loop*) que estima o ângulo da tensão da rede para a orientação do sistema em coordenadas dq . Além de ser capaz de sincronizar o conversor à rede, é desejável que este dispositivo suporte distúrbios típicos que podem aparecer na rede. Nesses casos este dispositivo deve ser capaz de manter o sincronismo com as menores perturbações possíveis. Diversos algoritmos de PLL são propostos na literatura, vide exemplos em Rodríguez et al. (2006), Silva et al. (2006), Karimi e Iravani (2004). Neste trabalho é utilizada a PLL de duplo referencial síncrono (*Double Synchronous Reference Frame PLL - DSRF-PLL*) apresentada em Rodríguez et al. (2001).

O princípio de funcionamento do algoritmo básico de uma PLL pode ser visto no diagrama de blocos mostrado na Figura 3.3 (KAURA; BLASKO, 1997). O objetivo é estimar o ângulo θ_f de modo que a tensão V_{qf} da rede seja nula. Para isso, o erro da tensão passa por um controlador PI, cuja saída é somada à frequência angular de referência da rede (ω_f^*) e integrada, obtendo-se o ângulo estimado da tensão da rede. Este ângulo é então utilizado na transformação de Park das tensões da rede. Mantendo-se essa estrutura em malha fechada é possível fazer com que o ângulo estimado esteja em fase com o ângulo da rede.

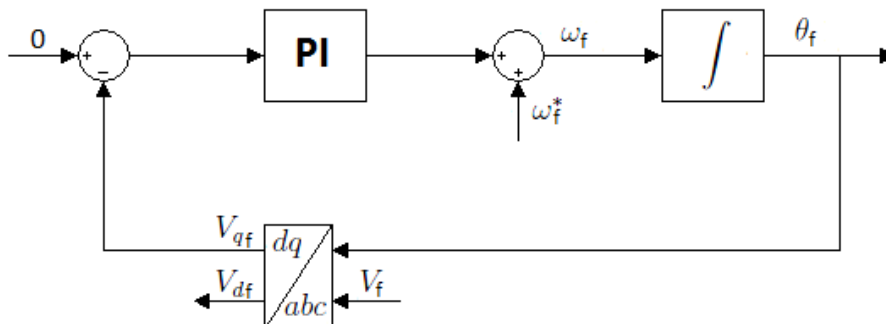


Figura 3.3: Diagrama de blocos do algoritmo básico de uma PLL.

A DSRF-PLL baseia-se no sistema de referencial síncrono, e sua estrutura é apresentada na Figura 3.4. A partir das tensões instantâneas de fase de entrada V_f são extraídas as componentes de sequência positiva e de sequência negativa em eixo direto e quadratura. O ângulo da tensão da rede é estimado a partir da componente de sequência positiva V_{qf+}^* , obtida após o desacoplamento entre os sinais dos eixos de referência síncronos. O objetivo é fazer com que esta componente seja nula. A partir do princípio básico de operação de uma PLL é possível fazer com que o ângulo estimado esteja em fase com o ângulo da rede.

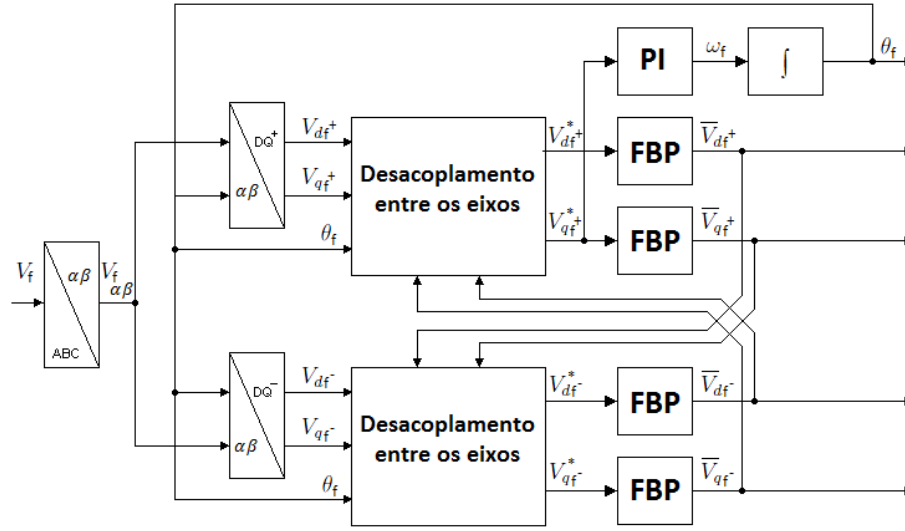


Figura 3.4: Diagrama de controle da DSRF-PLL.

3.3 Modelagem do Conversor do Lado da Rede

O CLR é responsável por realizar o controle da corrente, da tensão do barramento CC e da potência reativa no lado da rede. O controle é feito a partir de uma estrutura de malhas de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono, e sua orientação é feita pela tensão da rede (TIMBUS et al., 2009; BAJRACHARYA et al., 2008).

No controle em cascata utilizado, as malhas de controle da corrente são as malhas mais internas e apresentam a maior faixa de passagem. As malhas

de controle do barramento CC e da potência reativa são acrescentadas externamente às malhas de corrente. A fim de se reduzir a influência da malha interna na dinâmica da malha mais externa, recomenda-se separar as faixas de passagem das malhas em aproximadamente uma década. A malha mais interna é projetada para alcançar uma resposta rápida, enquanto a malha mais externa deve ter uma boa rejeição a perturbações.

Para a modelagem matemática são assumidas tensões trifásicas equilibradas e apenas o controle da componente de sequência positiva da tensão é considerado. Nessas condições as potências ativa e reativa que fluem pelo CLR podem ser calculadas pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{3}{2}(v_{df}i_{df} + v_{qf}i_{qf}), \\ Q_f &= \frac{3}{2}(v_{df}i_{qf} - v_{qf}i_{df}). \end{aligned} \quad (3.1)$$

Utilizando a orientação segundo o ângulo da tensão da rede obtém-se $v_{df} = |v_f|$ e $v_{qf} = 0$. Dessa forma, a potência ativa é definida apenas pela corrente de eixo d e a potência reativa pela corrente de eixo q , obtendo-se um controle, a princípio, independente entre os dois eixos coordenados.

3.3.1 Modelo da malha de corrente

O modelo da malha de corrente é obtido através do circuito equivalente por fase apresentado na Figura 3.5, que representa a ligação do conversor à rede através do filtro indutivo.

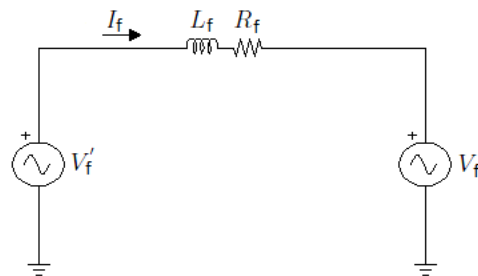


Figura 3.5: Circuito equivalente por fase do conversor ligado à rede.

O balanço das tensões do circuito da Figura 3.5 em referencial estacio-

nário é dado por:

$$v'_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + v_f, \quad (3.2)$$

onde v_f é a tensão da rede e v'_f é a tensão sintetizada pelo conversor.

Reescrevendo (3.2) em coordenadas dq obtém-se as equações do sistema:

$$\begin{aligned} L_f \frac{di_{df}}{dt} &= -R_f i_{df} + \omega_f L_f i_{qf} + v'_{df} - v_{df}, \\ L_f \frac{di_{qf}}{dt} &= -R_f i_{qf} - \omega_f L_f i_{df} + v'_{qf} - v_{qf}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Os termos v_{df} e v_{qf} podem ser compensados através de uma ação *feed-forward*, subtraindo esses valores diretamente na saída do controlador, já os termos $\omega_f L_f i_{qf}$ e $-\omega_f L_f i_{df}$ são compensados por uma ação de desacoplamento. Aplicando a transformada de Laplace sobre (3.3), é obtida a função de transferência do filtro indutivo (3.4):

$$G_{cc}(s) = \frac{I_f(s)}{V'_f(s)} = \frac{1}{R_f + L_f s}. \quad (3.4)$$

Os subscritos d e q são omitidos uma vez que a função é a mesma para os dois eixos.

O conversor é modelado por uma função de primeira ordem que representa os atrasos de tempo provenientes do chaveamento (T_{sw}) e do filtro *anti-aliasing* presente na medição da corrente ($T_{filt,cc}$) (SUUL et al., 2008):

$$G_{conv}(s) = \frac{1}{1 + T_{sum,cc} s}, \quad (3.5)$$

onde $T_{sum,cc}$ é dado por:

$$T_{sum,cc} = T_{filt,cc} + \frac{T_{sw}}{2}. \quad (3.6)$$

3.3.2 Modelo do barramento CC

O modelo do barramento CC é obtido pelo balanço das correntes entre os dois conversores. A Figura 3.6 representa o fluxo das correntes entre os dois conversores.

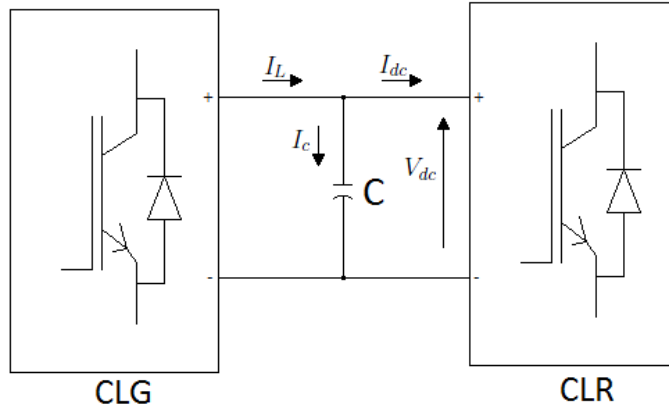


Figura 3.6: Circuito equivalente do barramento CC.

As equações dinâmicas das correntes no barramento CC são dadas por:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{dc} &= -i_c + i_L, \\ \dot{i}_c &= C \frac{dv_{dc}}{dt}. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Aplicando a transformada de Laplace sobre (3.7) obtém-se:

$$I_{dc} = -CsV_{dc} + I_L. \quad (3.8)$$

O termo i_L atua como uma perturbação ao controle. Utilizando uma ação *feed-forward* ou ajustando a malha de forma que a resposta seja rápida o suficiente, este termo pode ser eliminado. Dessa forma a função de transferência do barramento CC é dada por:

$$G_{dc}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = -\frac{1}{sC}. \quad (3.9)$$

Uma aproximação de primeira ordem para a dinâmica da malha fechada de corrente é necessária para a simplificação do projeto da malha da tensão do barramento CC. Para uma modelagem em tempo contínuo da malha de corrente, uma aproximação de primeira ordem pode ser dada por (SUUL et al., 2008):

$$G_{ic}(s) = \frac{1}{1 + 2T_{sum,cc}s}. \quad (3.10)$$

3.3.3 Modelo da malha de potência reativa

A malha de controle da potência reativa do CLR é externa à malha de corrente de eixo q . A dinâmica desta malha é regida por um filtro passa-baixas de primeira ordem de constante de tempo $T_{filt,Q}$. A função de transferência que descreve a evolução da potência reativa é dada por:

$$G_{Q_f}(s) = \frac{Q_f(s)}{I_{qf}(s)} = \frac{3}{2} \frac{v_{df}}{T_{filt,Q}s+1}. \quad (3.11)$$

Novamente é considerada uma aproximação de primeira ordem para a dinâmica da malha interna de corrente, como mostrado em (3.10).

A estrutura em malha fechada para o controle do CLR é mostrada no diagrama de blocos da Figura 3.7. O diagrama representa as malhas internas de controle das correntes de eixo d e q , com seus termos de desacoplamento e *feed-forward*. A malha de controle da tensão do barramento CC, externa à malha de corrente de eixo d . Além da malha de controle da potência reativa, externa à malha de corrente de eixo q .

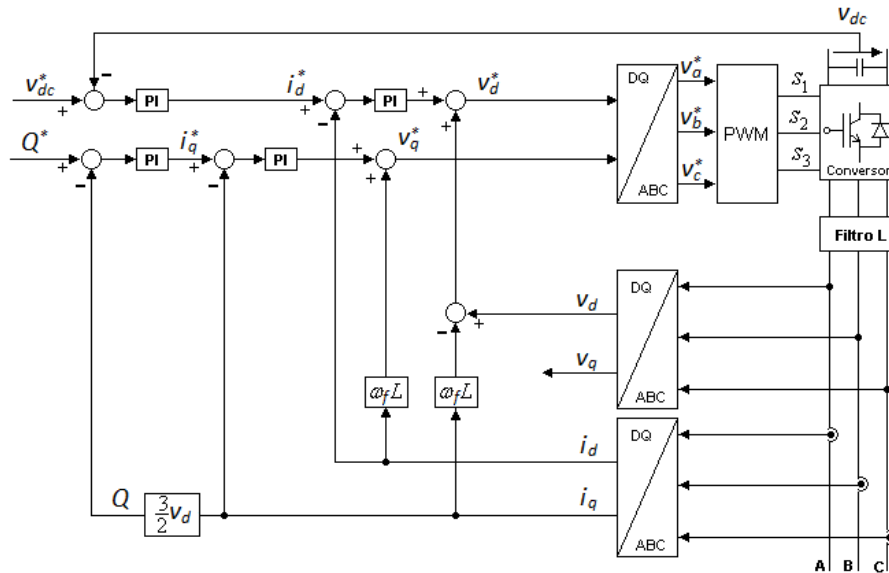


Figura 3.7: Diagrama de blocos das malhas de controle do CLR.

3.4 Sintonia dos controladores do conversor do lado da rede

A seguir, é apresentada a sintonia dos controladores das malhas de corrente, tensão do barramento CC e potência reativa do CLR. Existem diversas formas de se sintonizar controladores em cascata. Neste trabalho, optou-se por utilizar os métodos ótimo por módulo (MO) e ótimo simétrico (OS), por serem métodos de sintonia tradicionais e amplamente utilizados para o controle de conversores eletrônicos, como o utilizado neste trabalho (BAJRA-CHARYA et al., 2008; SUUL et al., 2008).

3.4.1 Sintonia dos controladores da malha de corrente

A sintonia dos controladores PI da malha de corrente é realizada através do método ótimo por módulo (MO) (SUUL et al., 2008). Este método consiste em manter o ganho da malha fechada igual a 1 para a maior faixa de frequências possível. Para isso o zero do PI é utilizado para cancelar o polo dominante do sistema e é escolhido um ganho de forma que o amortecimento da malha fechada seja igual a $1/\sqrt{2}$. Assumindo a constante de tempo do filtro indutivo (T_{RL}) como dominante, os parâmetros dos controladores são dados por:

$$T_{i,cc} = T_{RL}, \quad (3.12)$$

$$K_{p,cc} = \frac{R_f T_{RL}}{2T_{sum,cc}}, \quad (3.13)$$

onde T_{RL} é dado por:

$$T_{RL} = \frac{L_f}{R_f}. \quad (3.14)$$

Esse ajuste leva a uma frequência de cruzamento de 94,1Hz e uma margem de fase de 65,5°, conforme mostrado no diagrama de reposta em frequência do sistema em malha aberta da Figura 3.8. Verifica-se que a malha de corrente apresenta uma boa margem de fase e margem de ganho infinita, o que demonstra a estabilidade do sistema. A resposta da malha de corrente para uma entrada em degrau é apresentada na Figura 3.9. É obtido um sobressinal de aproximadamente 4% com tempo de assentamento de 6,49ms.

A resposta ao degrau indica que a malha apresenta um pequeno sobressinal com uma dinâmica rápida.

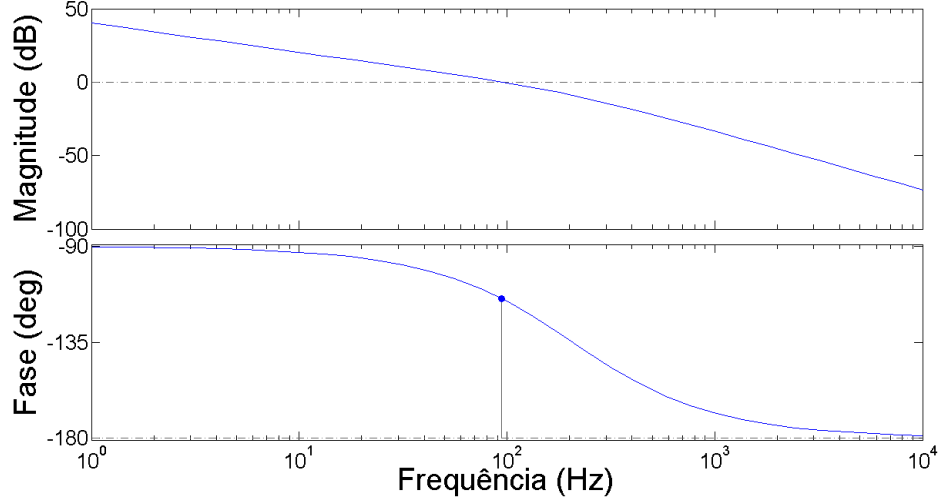


Figura 3.8: Diagrama de resposta em frequência da malha aberta de corrente do CLR.

3.4.2 Sintonia do controlador da malha de tensão do barramento CC

O método utilizado para o ajuste dos controladores da malha de tensão do barramento CC é o ótimo simétrico (OS). Este método é similar ao MO, porém, nesse caso o ganho é escolhido de modo que a malha fechada apresente um amortecimento de 0,5 (PREITL; PRECUP, 1999). Os parâmetros do controlador são dados por:

$$T_{i,dc} = a^2 T_{sum,dc}, \quad (3.15)$$

$$K_{p,dc} = \frac{1}{2T_{sum,dc}}, \quad (3.16)$$

$$a = 2D + 1, \quad (3.17)$$

onde D é o parâmetro de amortecimento e $T_{sum,dc}$, dado por:

$$T_{sum,dc} = T_{filt,dc} + 2T_{sum,cc}, \quad (3.18)$$

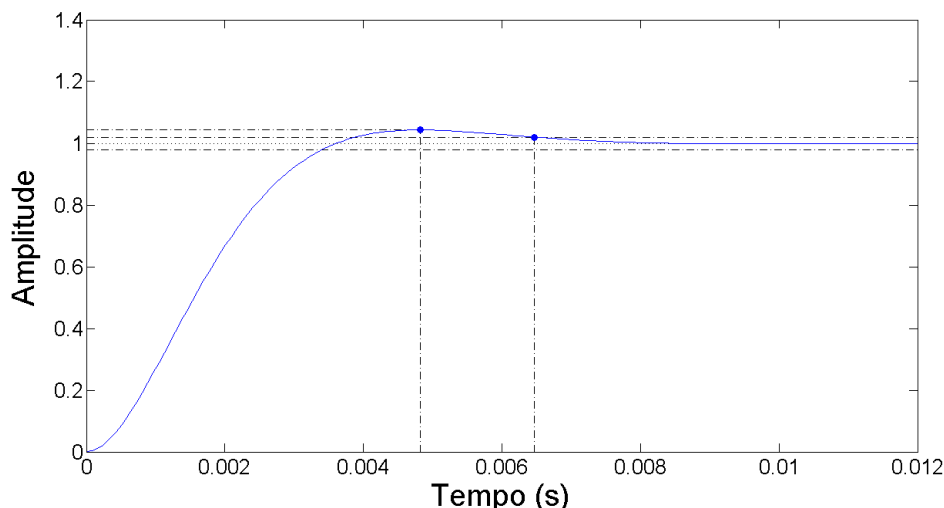


Figura 3.9: Resposta da malha de corrente do CLR para uma entrada em degrau unitário.

representa a aproximação de primeira ordem dos efeitos de filtragem ($T_{filt,dc}$) e o atraso de tempo da malha fechada de corrente.

Em geral, se utiliza $D = 0,5$ como o amortecimento para a sintonia do controlador pelo OS (PREITL; PRECUP, 1999). Esse ajuste leva a uma margem de fase de $36,9^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $33,5\text{Hz}$. A resposta ao degrau induz um sobressinal de aproximadamente 43% e tempo de assentamento de $39,3\text{ms}$. As Figuras 3.10 e 3.11 apresentam o diagrama da resposta em frequência da malha aberta da tensão do barramento CC e a resposta para uma entrada em degrau, considerando a aproximação de primeira ordem da dinâmica da malha interna de corrente.

Verifica-se que a malha apresenta uma margem de fase pequena e um elevado sobressinal, o que é bastante indesejável para o comportamento da tensão no barramento CC. É possível alterar o comportamento da resposta dinâmica da planta alterando o valor do parâmetro de amortecimento D . Um valor mais elevado de D implicará em uma melhoria da margem de fase e redução do sobressinal, porém o sistema se tornará mais lento. Portanto, uma solução de compromisso é necessária. Uma vez que na aplicação de interesse nesse trabalho o foco principal é a capacidade da malha de tensão do barramento CC de rejeitar perturbações e não propriamente a rapidez da

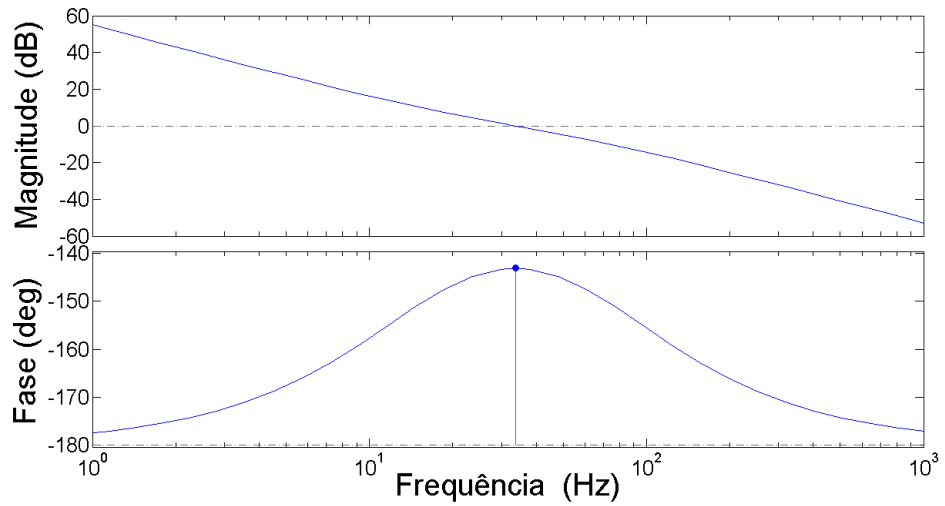


Figura 3.10: Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da tensão do barramento CC.

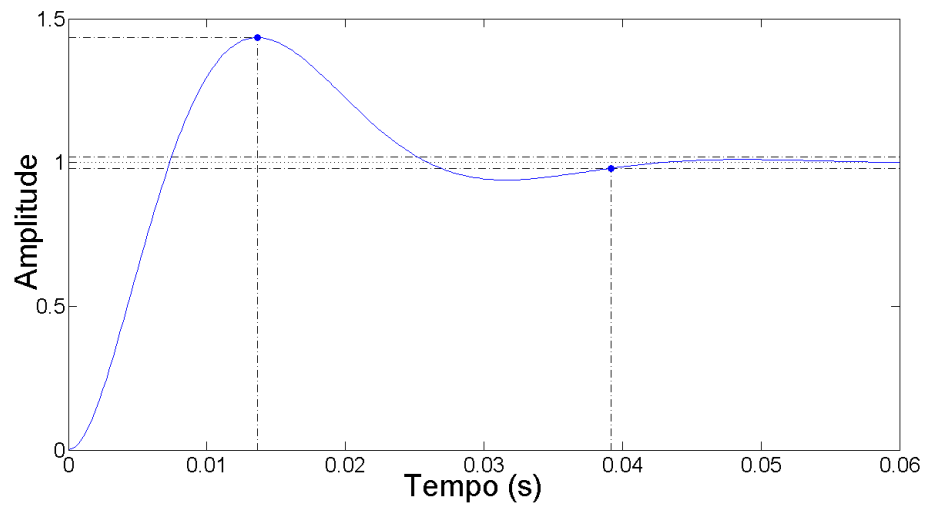


Figura 3.11: Resposta da malha de tensão do barramento CC para uma entrada em degrau unitário.

resposta, ao se utilizar o valor de $D = 1$ para o amortecimento, é obtida uma margem de fase de $53,1^\circ$ e uma frequência de cruzamento de $22,4\text{Hz}$, conforme mostrado na Figura 3.12. Além disso, a resposta da malha para uma entrada em degrau, apresentada na Figura 3.13, mostra um sobressinal de aproximadamente 25% com tempo de assentamento de $56,2\text{ms}$. Os resultados indicam que é obtida uma redução do sobressinal, porém, com uma resposta mais lenta a variações na referência.

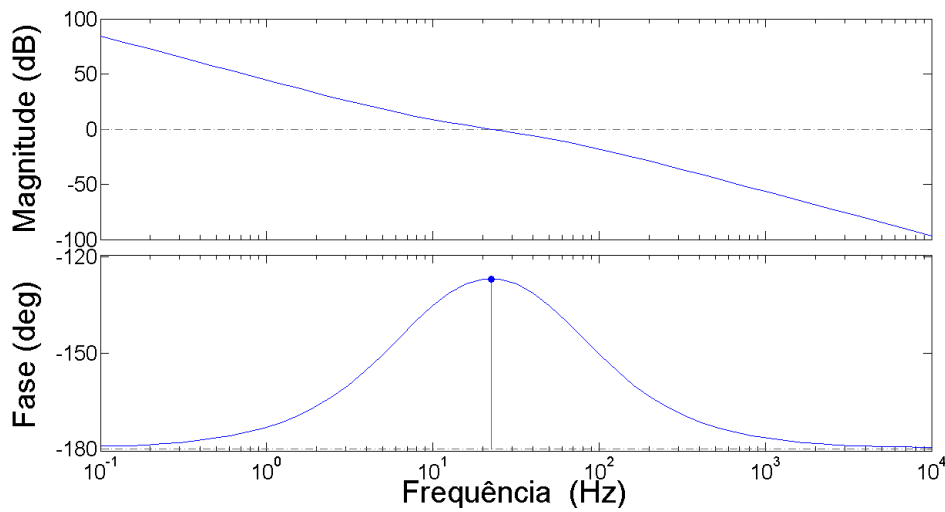


Figura 3.12: Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da tensão do barramento CC.

3.4.3 Sintonia do controlador da malha de potência reativa

A dinâmica da malha de potência reativa é regida pelo filtro inserido na medição e pela dinâmica considerada para a malha interna de corrente, como mostrado em (3.11). É desejável que a malha de potência tenha um comportamento lento, de forma a evitar sobressinais e possíveis degradações na qualidade da energia fornecida. Dessa forma, a frequência de corte do filtro deve ser baixa. O ajuste dos controladores é feito utilizando a alocação direta dos pólos. A Figura 3.14 apresenta o diagrama de resposta em frequência da malha aberta de potência reativa. Verifica-se que a malha apresenta uma

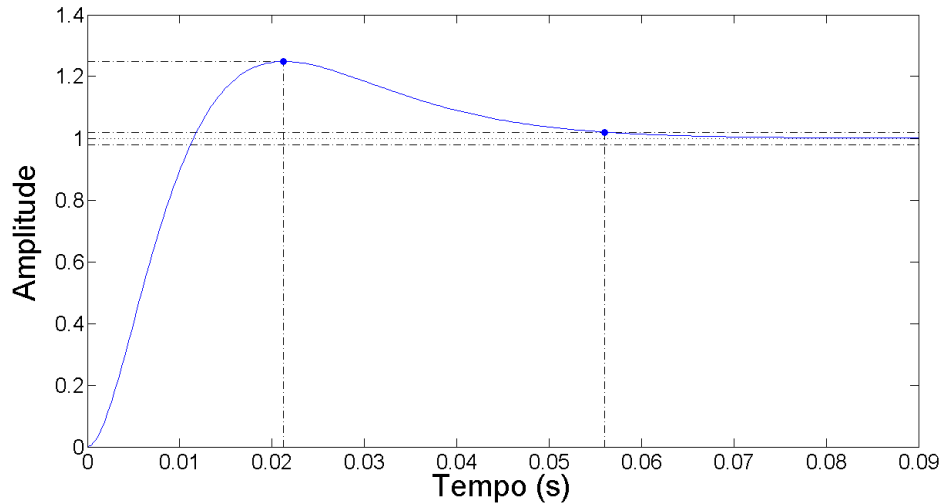


Figura 3.13: Resposta da malha de tensão do barramento CC para uma entrada em degrau unitário.

frequência de cruzamento de aproximadamente 10Hz, além de possuir uma boa margem de fase e margem de ganho infinita, demonstrando a estabilidade do projeto. A resposta da malha de potência reativa para uma entrada em degrau apresentada na Figura 3.15, indica um comportamento lento, porém sem a presença de sobressinais ou oscilações, conforme as especificações do projeto.

3.5 Modelagem do Conversor do Lado do Gerador

O CLG é responsável por realizar o controle da corrente e das potências ativa e reativa drenadas do PMSG. O controle é feito a partir de uma estrutura de malhas de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono e sua orientação é feita pelo fluxo do rotor (*field-oriented control* - FOC).

O controle do CLG é feito de maneira similar ao do CLR. As malhas de controle da corrente são as malhas mais internas e apresentam a maior faixa de passagem. Externamente são utilizadas malhas de controle da potên-

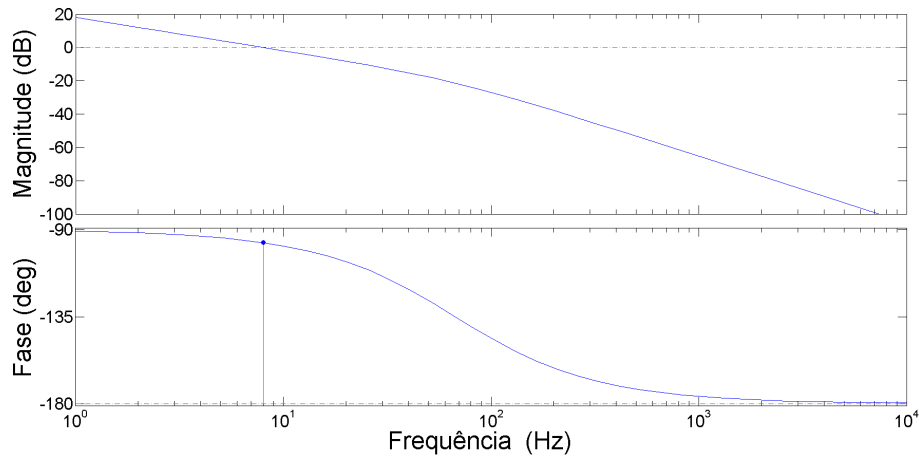


Figura 3.14: Diagrama de resposta em frequência da malha aberta da potência reativa do CLR.

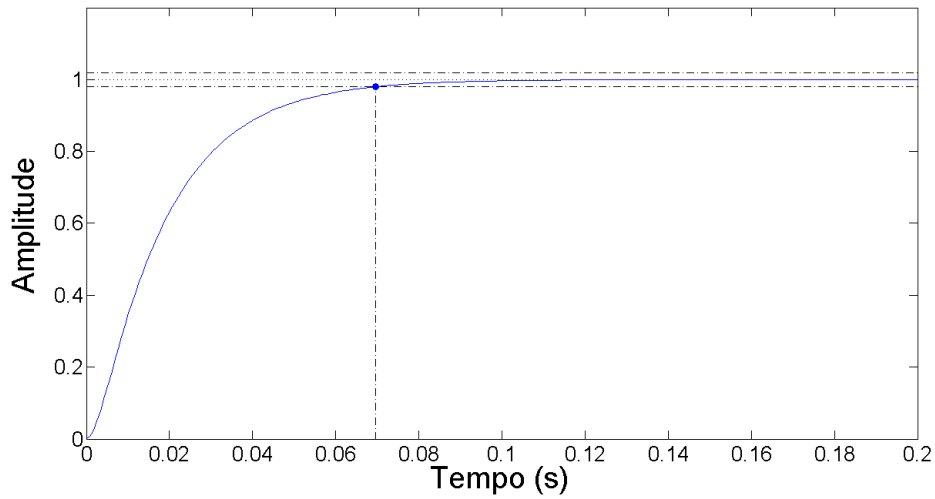


Figura 3.15: Resposta da malha de potência reativa do CLR para uma entrada em degrau unitário.

cia. Estas malhas devem apresentar uma dinâmica lenta e têm por objetivo propiciar uma boa rejeição a perturbações de carga do PMSG.

3.5.1 Modelo do gerador síncrono

O modelo elétrico do PMSG pode ser representado pelo circuito equivalente por fase apresentado na Figura 3.16, composto pela resistência e indutância de estator e pela tensão interna gerada pelos imãs permanentes. A máquina é representada por equações diferenciais da dinâmica eletromagnética e mecânica, conforme mostrado em Lipo e Novotny (2004), Gieras et al. (2004). Realizando o balanço das tensões no circuito equivalente da Figura 3.16, o modelo eletromagnético da máquina é dado por:

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= -R_s \vec{i}_s - L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \vec{\lambda}_s \omega_s, \\ T_m &= -J \frac{P}{2} \frac{d\omega_s}{dt} - B \omega_s + \vec{i}_s \vec{\lambda}_s,\end{aligned}\quad (3.19)$$

sendo:

$$\vec{\lambda}_s = \lambda_{PM} + L_s \vec{i}_s, \quad (3.20)$$

onde P é o número de pólos da máquina, R_s e L_s são a resistência e indutância equivalente da máquina, ω_s representa a frequência elétrica do rotor em rad/s , λ_{PM} é o enlace de fluxo nos imãs permanentes, B é o coeficiente de atrito viscoso do rotor, J é a inércia do sistema mecânico, λ_s é a soma do enlace de fluxo do estator com o enlace de fluxo dos imãs permanentes e T_m é o torque produzido pela turbina eólica.

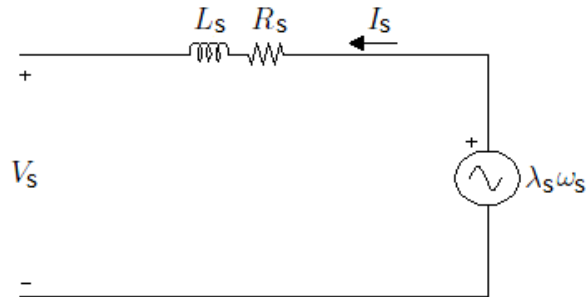


Figura 3.16: Circuito equivalente por fase do gerador síncrono.

Deve-se escolher uma orientação de forma a se obter um controle independente entre as potências ativa e reativa. Em máquinas síncronas, como o gerador a imãs permanentes utilizado nesse trabalho, é conveniente orientar o vetor síncrono pelo referencial do rotor (GIERAS et al., 2004).

Assumindo que não existem perdas no núcleo, que o circuito magnético é linear, que não existe magnetização cruzada e desprezando os efeitos de ranhura do estator, o conjunto de equações (3.19) pode ser escrito em coordenadas dq como:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= -R_s i_{ds} - L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} + \Psi_{qs}, \\ v_{qs} &= -R_s i_{qs} - L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} - \Psi_{ds}, \\ T_m &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [(L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} + \lambda_{PM}] i_{qs} - J \frac{P}{2} \frac{d\omega_s}{dt} - B\omega_s, \end{aligned} \quad (3.21)$$

sendo:

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= \omega_s (\lambda_{PM} + L_{ds} i_{ds}), \\ \Psi_{qs} &= \omega_s L_{qs} i_{qs}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Como o fluxo de magnetização é constante por se tratar de um gerador a imãs permanentes, a componente de eixo d da corrente é mantida em zero, $i_{ds} = 0$, e o torque eletromagnético pode ser dado por:

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{PM} i_{qs}. \quad (3.23)$$

3.5.2 Modelo da malha de corrente

A Equação (3.21) descreve o modelo do gerador apresentado na Figura 3.16. Eliminando os termos Ψ_{ds} e Ψ_{qs} através de uma ação *feed-forward*, é possível obter a função de transferência do gerador síncrono. Considerando que as indutâncias de estator dos dois eixos são iguais, $L_{ds}, L_{qs} = L_s$, os subscritos dq podem ser eliminados, uma vez que a função de transferência é a mesma nas duas coordenadas. A função de transferência do gerador síncrono é dada por:

$$G_{cc,s}(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{R_s + L_s s}. \quad (3.24)$$

3.5.3 Malha de controle da potência

A malha de controle da potência ativa do estator é externa à malha de corrente de eixo q , enquanto a malha de controle da potência reativa é externa à malha de corrente de eixo d . As potências ativa e reativa no estator do PMSG são dadas por (WEIZHENG et al., 2009):

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2}(v_{ds}i_{ds} + v_{qs}i_{qs}), \\ Q_s &= \frac{3}{2}(v_{ds}i_{qs} - v_{qs}i_{ds}). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Assim como no controle da potência reativa do CLR, os sinais de potência ativa e reativa do CLG passam por um filtro passa-baixas de primeira ordem de constante de tempo T_{filt,PQ_s} . As funções de transferência da planta são dadas por:

$$G_{P,s}(s) = \frac{P_s(s)}{I_{qs}(s)} = \frac{3}{2} \frac{v_{qs}}{T_{filt,PQ_s}s+1} \quad (3.26)$$

$$G_{Q,s}(s) = \frac{Q_s(s)}{I_{ds}(s)} = -\frac{3}{2} \frac{v_{qs}}{T_{filt,PQ_s}s+1} \quad (3.27)$$

O diagrama de blocos das malhas de controle do CLG é mostrado na Figura 3.17. Novamente é utilizada uma estrutura de controle em cascata, na qual as malhas de controle da potência ativa e reativa são externas às malhas de controle das correntes de eixo q e d respectivamente.

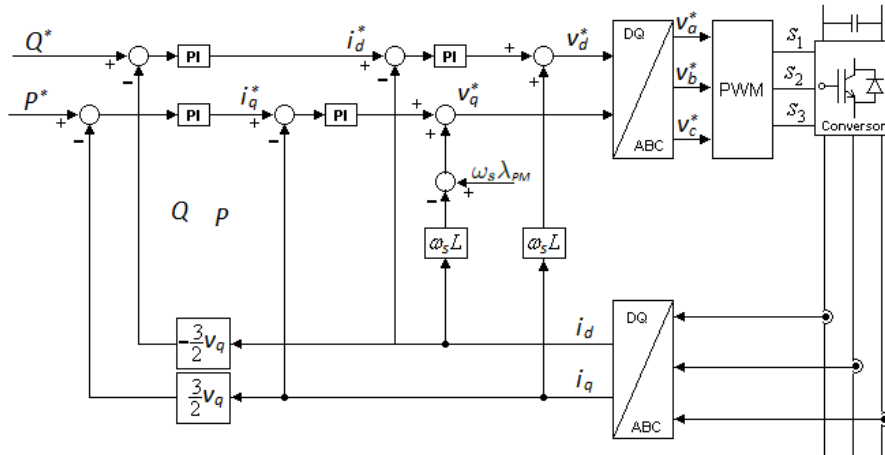


Figura 3.17: Diagrama de blocos das malhas de controle do CLG.

3.6 Sintonia dos controladores do conversor do lado do gerador

3.6.1 Sintonia dos controladores das malhas de corrente

A sintonia dos controladores PI do CLG é feita de maneira semelhante ao que foi feito para o CLR. Utilizando novamente o método MO os ganhos do controlador PI da malha de corrente do PMSG são dados por:

$$T_{i,cc_s} = T_{RL_s}, \quad (3.28)$$

$$K_{p,cc_s} = \frac{R_s T_{RL_s}}{2T_{sum,cc}}, \quad (3.29)$$

onde T_{RL_s} é dado por:

$$T_{RL_s} = \frac{L_s}{R_s}. \quad (3.30)$$

3.6.2 Sintonia dos controladores das malhas de potência

A dinâmica das malhas de potência é regida pelos filtros inseridos nas medições e pela dinâmica considerada para a malha interna de corrente. A malha interna é aproximada novamente por uma função de primeira ordem (G_{ic_s}), como mostrado em (3.10). Assim como no caso da malha de potência reativa do CLR, é desejável que as malhas de potência do CLG tenham um comportamento lento, de forma a evitar sobressinais e oscilações de torque na máquina. Portanto, a Frequência de corte do filtro deve ser baixa. O ajuste dos controladores é feito novamente pelo método do MO e seus ganhos são dados por:

$$T_{i,PQ_s} = T_{filt,PQ_s}, \quad (3.31)$$

$$K_{p,PQ_s} = \frac{T_{filt,PQ_s}}{3v_{qs}T_{eq,cc_s}}. \quad (3.32)$$

3.7 Resultados de Simulação

Para avaliar o desempenho do controlador utilizado, a simulação do sistema de geração mostrado na Figura 2.8 é apresentada nesta seção. A simulação é realizada em ambiente Matlab/Simulink com o controle em tempo contínuo. É utilizado o método de discretização de Dormand-Prince com passo de simulação de 10s. É utilizada a técnica de modulação *Space Vector Modulation* (SVPWM) com uma frequência de chaveamento de 5kHz. Os dados do gerador simulado e os ganhos dos controladores são apresentados no Apêndice D.

Foram realizados testes de variação na referência de tensão do barramento CC e da potência drenada do gerador para a rede. O primeiro teste apresenta a variação em degrau da tensão do barramento CC. A Figura 3.18 mostra o resultado obtido para um degrau de 50V. A tensão do barramento CC apresenta um sobressinal de 15%, porém sem grandes oscilações, além disso, a resposta não apresenta erros em estado estacionário.

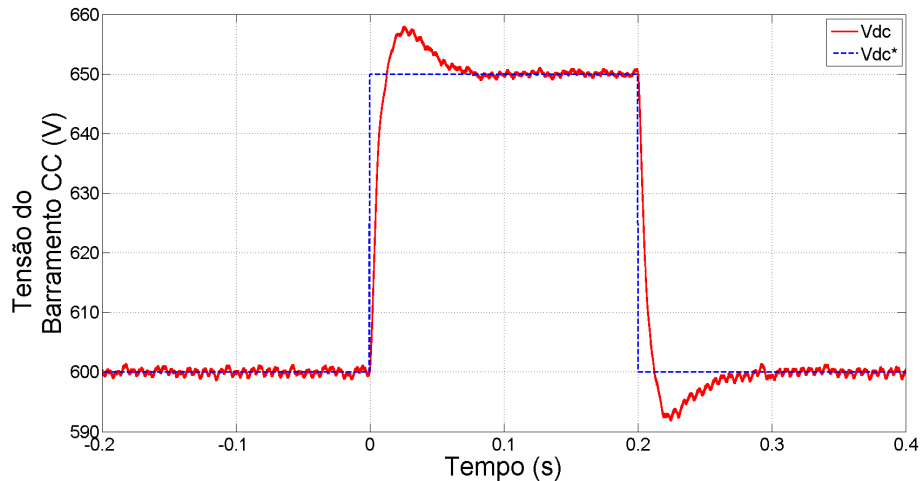


Figura 3.18: Teste de variação em degrau da tensão do barramento CC.

Mantendo-se artificialmente a velocidade da máquina constante em seu valor nominal, é realizado o teste de variação em degrau da potência fornecida pelo gerador. A Figura 3.19 apresenta o comportamento da tensão do barramento CC durante a variação da potência do gerador. Apesar do degrau

de 50% da potência nominal do sistema, a tensão do barramento CC sofre apenas uma oscilação de 2% (12,5V) que rapidamente é extinta, mostrando que o controlador possui uma boa rejeição a perturbações de carga.

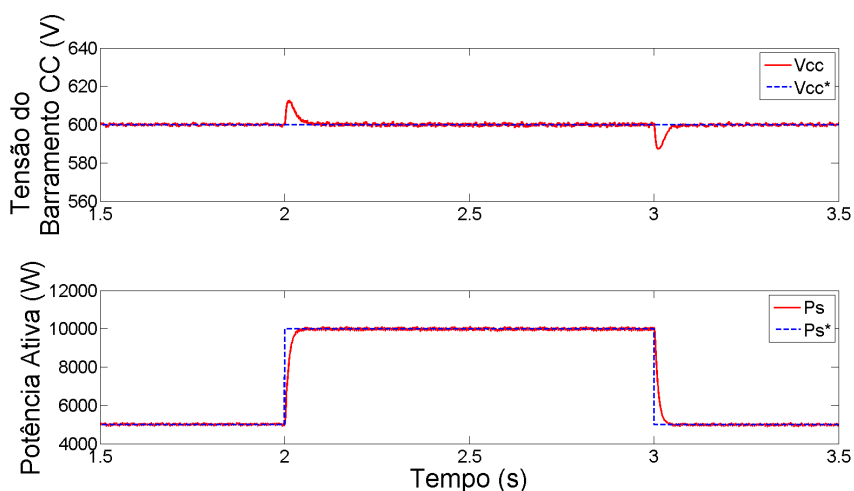


Figura 3.19: Resposta do barramento CC para um degrau de carga no CLG.

A resposta do torque eletromagnético durante o degrau de potência mostrado na Figura 3.19 é apresentada na Figura 3.20. O torque apresenta uma dinâmica mais lenta, devido à elevada inércia da máquina, e apesar de um degrau de 50% da potência não são observadas oscilações de torque.

3.8 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos na bancada de testes. A única diferença com relação ao sistema mostrado na Figura 2.8 é que nesse caso é utilizado um gerador síncrono de excitação independente de 3,5kW acoplado a um motor de indução de 5,5kW. O motor atua como um simulador de turbina e é comandado por um conversor eletrônico independente. Nos testes apresentados o gerador síncrono é mantido a 1800RPM, que é sua velocidade nominal.

Para a implementação digital os controladores PI são representados por equações de diferença. A discretização é feita utilizando seguradores de ordem zero com tempo de amostragem de 0,2ms.

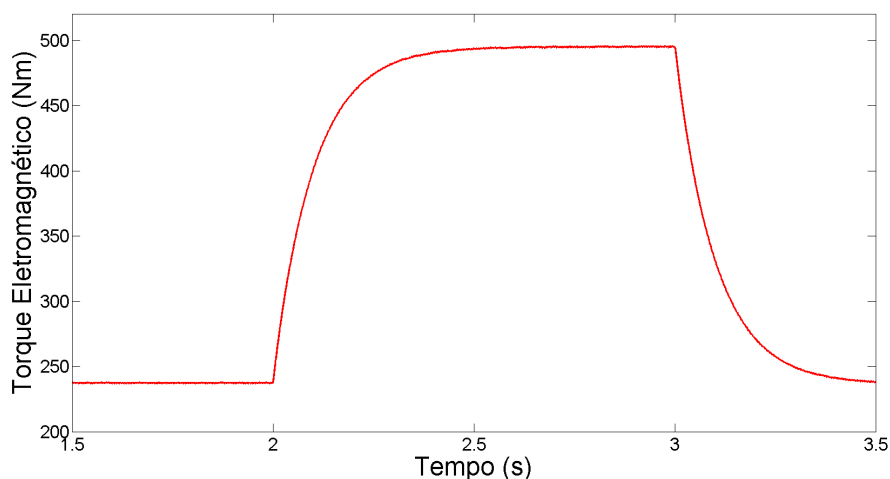


Figura 3.20: Resposta do torque eletromagnético para um degrau de carga no CLG.

A resposta a um degrau de 10A de corrente de eixo q no CLR é mostrada na Figura 3.21. A corrente apresenta um comportamento rápido e sem a presença de sobressinal. Sobreposto ao sinal da corrente fundamental é observado uma componente oscilatória de 3A de pico.

A resposta a um degrau de 10V na tensão do barramento CC é apresentada na Figura 3.22. A tensão medida apresenta um sobressinal de 20%, valor próximo ao encontrado em simulação. Apesar da variação em degrau permitir uma análise da resposta dinâmica da malha de tensão do barramento CC, esta variação brusca de referência não deve ser empregada durante o funcionamento do conversor. Em condições de operação é desejável que a referência de tensão seja variada em rampa, o que permite uma variação mais suave até o valor desejado. Na Figura 3.23 é apresentada a variação em rampa da tensão do barramento CC entre 550 e 650V. Pode-se observar que a tensão medida segue corretamente a referência sem a presença de oscilações ou sobressinais.

Além de operar sem erros em regime permanente e com pequenos sobressinais, é desejável que a malha de controle da tensão do barramento CC apresente uma boa rejeição a perturbações de carga. Na Figura 3.24 é apresentado o comportamento da tensão do barramento CC durante uma variação em degrau de 50% na potência do CLG. Nesta condição, a tensão

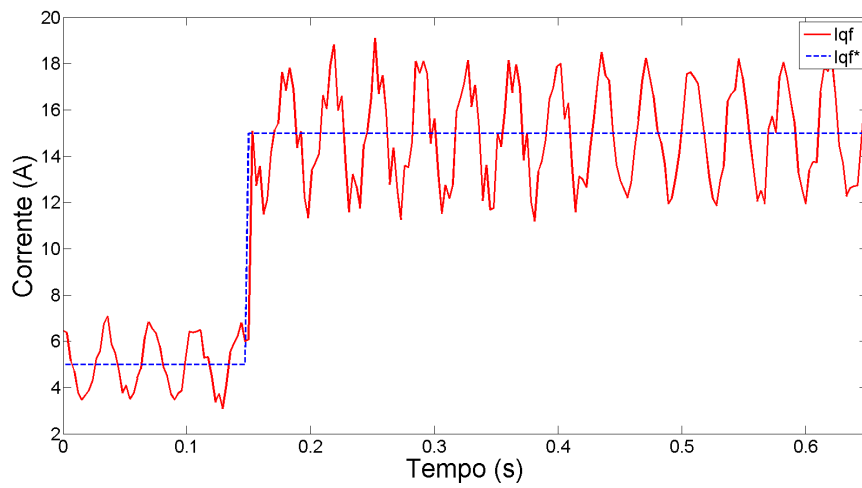


Figura 3.21: Resultado experimental da resposta do CLR ao degrau de corrente de eixo q .

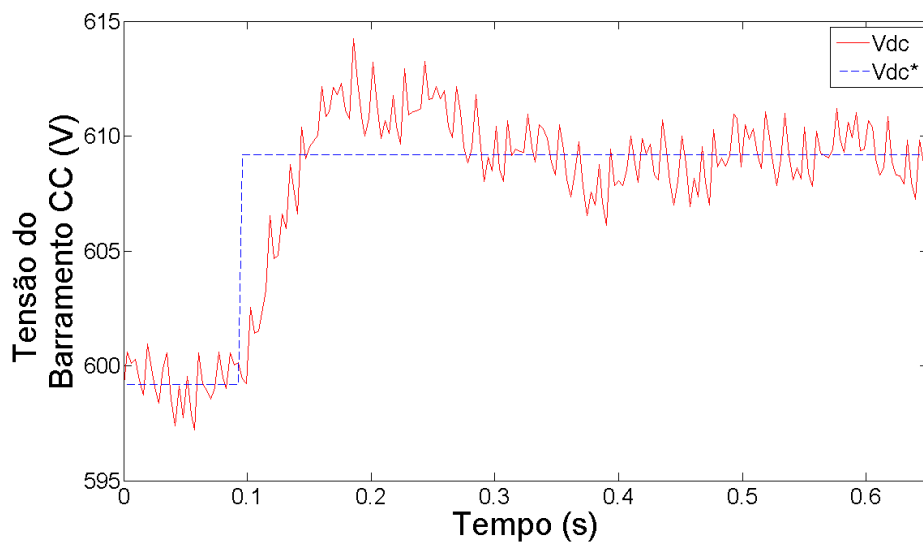


Figura 3.22: Resultado experimental da resposta ao degrau de tensão no barramento CC.

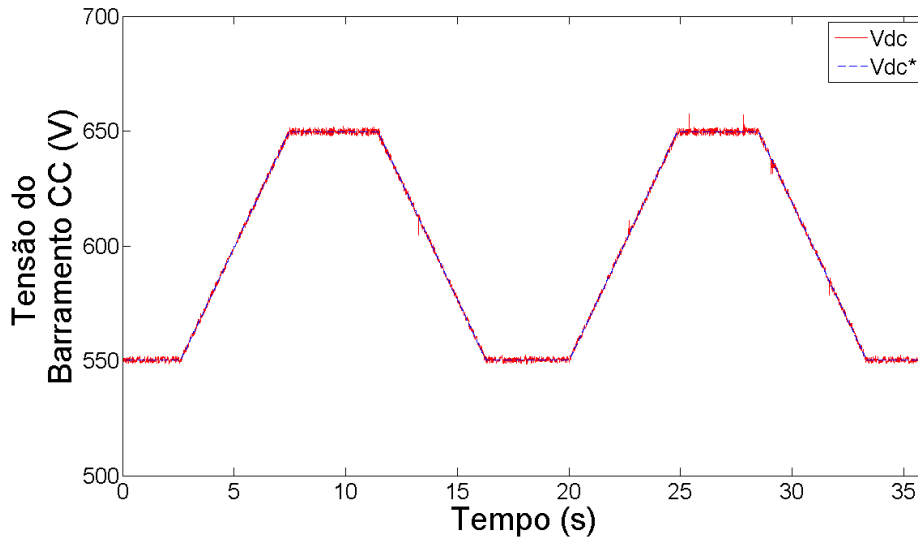


Figura 3.23: Resultado experimental da variação em rampa da tensão do barramento CC.

do barramento CC apresenta uma pequena variação de 5V em torno do valor de referência, o que demonstra a boa capacidade do controle em rejeitar perturbações de carga.

Por fim, é apresentado o teste de variação na referência de potência ativa. A Figura 3.25 apresenta o comportamento da potência no CLR durante a variação da potência no CLG entre 0 e 3kW com passos de 1kW.

3.9 Controle Ressonante da Corrente do Conversor do Lado da Rede

A tensão do ponto de conexão do conversor eletrônico com a rede elétrica apresenta uma parcela de 5^o harmônico de aproximadamente 3%, conforme pode ser visto na Figura 3.26, que apresenta o sinal de tensão do ponto de conexão do CLR com a rede elétrica e o espectro harmônico deste sinal. Essa distorção harmônica, não considerada na modelagem do sistema, contribui para a circulação de uma componente de corrente de 5^o harmônico pelo conversor eletrônico.

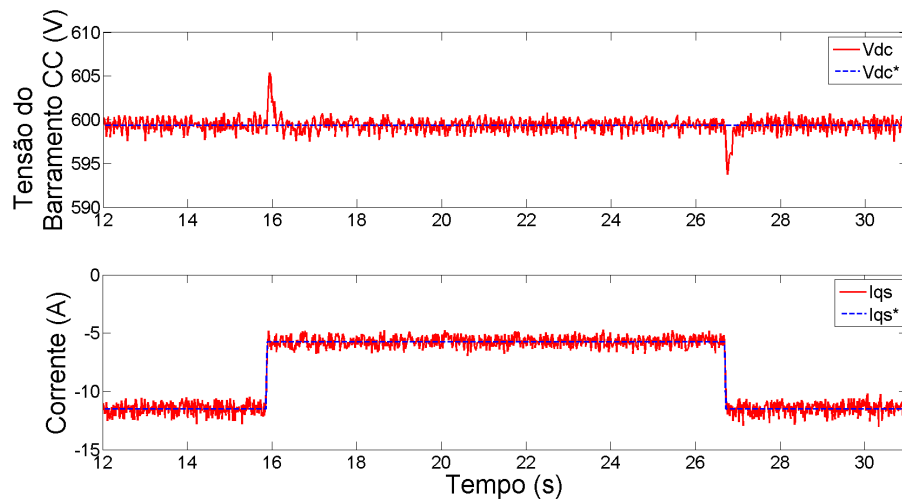


Figura 3.24: Resultado experimental da resposta do barramento CC a um degrau de carga no PMSG.

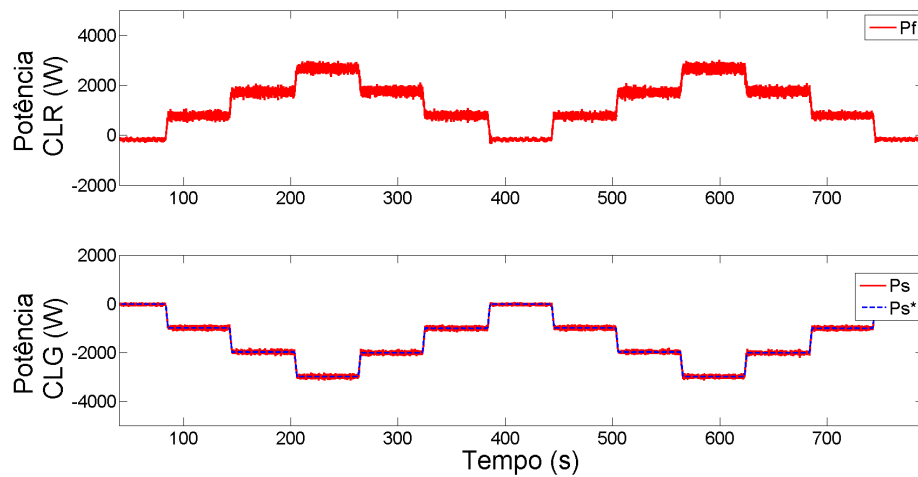


Figura 3.25: Resultado experimental da variação na referência de potência ativa do CLG.

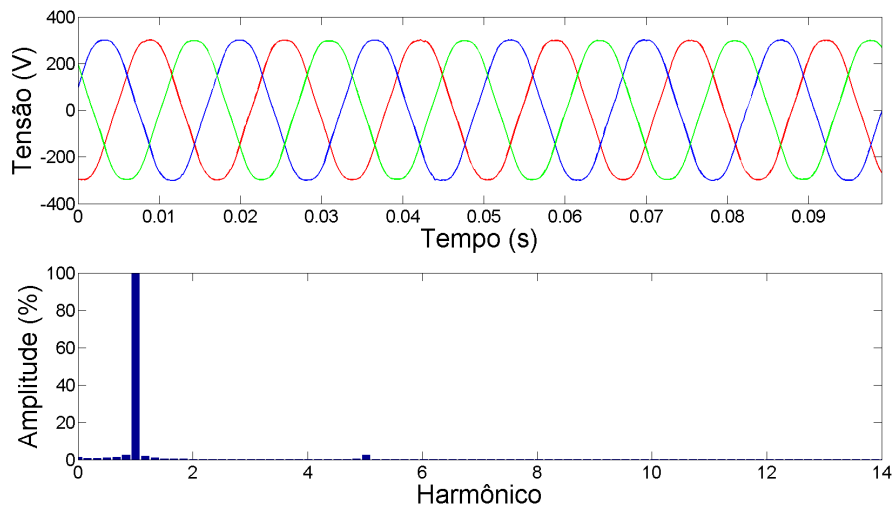


Figura 3.26: (a) Resultado experimental do sinal de tensão do ponto de conexão do CLR com a rede elétrica. (b) Espectro harmônico do sinal de tensão do ponto de conexão do CLR com a rede elétrica.

Como descrito anteriormente, a modelagem do CLR é feita considerando apenas a componente de sequência positiva da tensão da rede. Além disso, o controlador PI da malha de corrente possui uma faixa de passagem limitada em aproximadamente 100Hz. Dessa forma, sinais de corrente de frequência mais elevada acabam circulando pelo conversor sem nenhum controle. Uma primeira alternativa para solucionar esse problema seria aumentar a faixa de passagem do controlador, porém, essa solução pode acarretar em uma elevação no nível de ruído dos sinais de controle. É necessária ainda uma boa separação entre a frequência da faixa de passagem da malha de corrente e as frequências de amostragem e chaveamento. Uma solução mais interessante é a introdução de uma parcela ressonante no controlador da malha de corrente. O controlador ressonante tem por objetivo realizar o controle de uma componente harmônica específica da corrente. Para o controle de mais de uma componente harmônica, é possível a utilização de múltiplos controladores ressonantes, sendo cada um sintonizado na frequência de interesse.

A orientação utilizada para a obtenção das componentes dq é feita a partir da componente de sequência positiva da tensão da rede. Portanto, ao ser realizada a transformação para o referencial síncrono, as componentes harmônicas podem sofrer uma translação. No caso do 5º harmônico, sua com-

ponente de sequência positiva (5_{seq+}^o) é transformada em uma componente harmônica de ordem 4, e sua componente de sequência negativa (5_{seq-}^o) é transformada em uma componente harmônica de ordem 6. O mesmo acontece com o 7^o harmônico, no qual a componente de sequência positiva (7_{seq+}^o) é transformada em um harmônico de ordem 6, e a componente de sequência negativa (7_{seq-}^o) é transformada em um harmônico de ordem 8. A Tabela 3.1 resume a translação sofrida pelas componentes de 5^o e 7^o harmônico na transformação de coordenadas abc para dq .

Tabela 3.1: Transformação sofrida pelas componentes de 5^o e 7^o harmônicos na mudança de coordenadas abc para dq .

Harmônico em coordenadas abc	Harmônico em coordenadas dq
5_{seq+}^o	4
5_{seq-}^o	6
7_{seq+}^o	6
7_{seq-}^o	8

Considerando que tipicamente o 5^o harmônico é apenas de sequência negativa, para que essa componente seja controlada é necessário que o controlador ressonante em coordenadas dq seja sintonizado em 360Hz, o que implica também em uma redução do 7^o harmônico de sequência positiva (LIU et al., 2012).

A incorporação do controlador ressonante na malha de controle da corrente é feita introduzindo uma parcela ressonante em paralelo com o controlador PI já existente. A função de transferência do controlador ressonante é dada por:

$$G_R(s) = \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_o^2} \quad (3.33)$$

Onde K_r é o ganho do controlador ressonante, ω_o é a frequência angular de ressonância e ω_c é a frequência de corte, que está relacionada à largura da faixa de passagem do controlador.

O resultado experimental das correntes trifásicas do CLR operando sem o controlador ressonante, para uma circulação de 21,5A (1pu), e o espectro harmônico deste sinal de corrente são mostrados na Figura 3.27. É observada a presença de uma elevada parcela harmônica sobreposta à corrente funda-

mental. O espectro harmônico indica uma parcela de 14% de 5^o harmônico além de parcelas de aproximadamente 5% de 3^o e 7^o harmônicos. Este sinal apresenta uma distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* THD) de 15,5%.

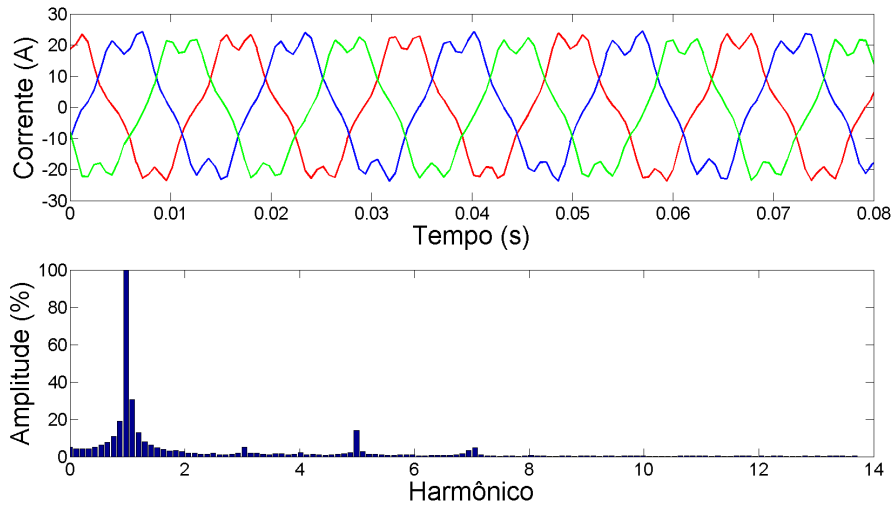


Figura 3.27: (a) Resultado experimental do sinal de corrente no CLR sem controlador PR. (b) Espectro harmônico do sinal de corrente do CLR sem controlador PR.

Para reduzir a distorção harmônica da corrente é utilizado o controlador ressonante sintonizado no 5^o harmônico. A Figura 3.28 apresenta o resultado obtido para as correntes trifásicas do CLR e o espectro harmônico do sinal de corrente. Verifica-se uma redução na componente harmônica das correntes do conversor. A componente de 5^o harmônico foi reduzida para 2% e as componentes de 3^o e 7^o harmônicos se mantiveram praticamente constantes. Ao todo a THD de corrente foi reduzida para 9%.

3.10 Sistema Operando em Condições Nominais

Para finalizar este capítulo são apresentados os resultados experimentais do conversor operando em sua potência nominal. Para isso, os dois lados do conversor são ligados à rede elétrica, em seus respectivos níveis de tensão,

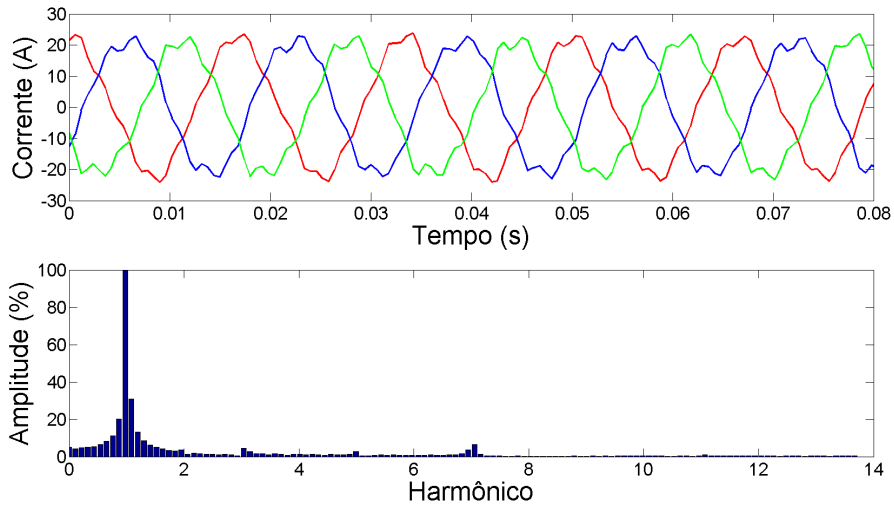


Figura 3.28: (a) Resultado experimental do sinal de corrente no CLR com controlador PR. (b) Espectro harmônico do sinal de corrente do CLR com controlador PR.

através de filtros indutivos, conforme mostrado na Figura 3.29. Nesta configuração um dos lados do conversor retira energia da rede enquanto o outro a devolve. Dessa forma, é possível circular a potência nominal do conversor drenando efetivamente da rede elétrica apenas as perdas do sistema.

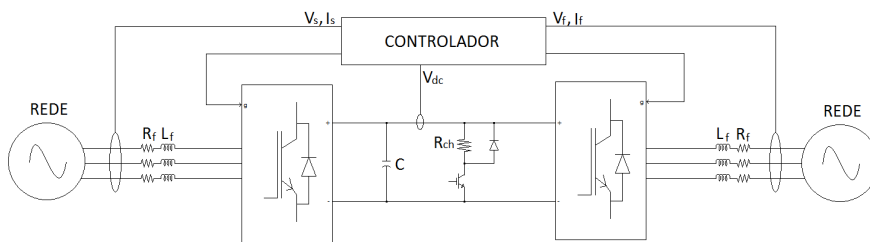


Figura 3.29: Diagrama de ligação do conversor para teste de circulação de potência nominal.

O comportamento da tensão do barramento CC para um degrau de 50% na potência do CLG é mostrado na Figura 3.30. A princípio, o CLG encontra-se em seu valor nominal. Pode-se observar que a tensão do barramento CC apresenta uma variação de apenas 3% (20V), que rapidamente é extinguida, o que demonstra que o controle apresenta uma boa capacidade de rejeição à perturbações de carga.

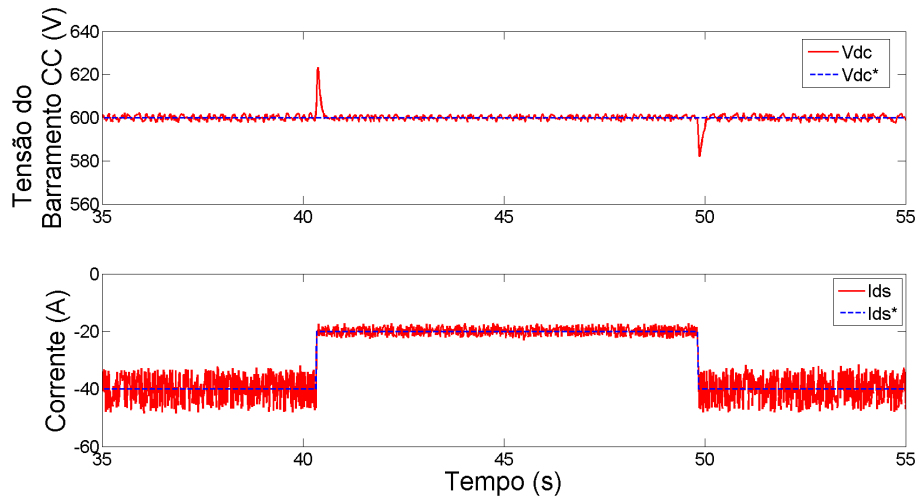


Figura 3.30: Resultado experimental da resposta do barramento CC a um degrau de carga no PMSG.

A variação na referência de potência do CLG é apresentada na Figura 3.31. A referência de potência foi variada nos dois sentidos, em passos de 2,5kW, demonstrando o comportamento bidirecional em potência do conversor. A diferença entre as potências medidas no CLR e CLG representa justamente as perdas no conversor e nos indutores. A Figura 3.32 indica o comportamento das perdas do conversor e dos indutores em função da potência do CLG. Em potência nominal os indutores produzem 155W de perda e o conversor produz 745W de perda, o que implica em um rendimento de 92%.

Durante o teste de circulação de potência nominal pelo conversor foi observada a circulação de uma corrente de sequência zero. Isto ocorre pelo fato de os dois lados do conversor estarem ligados a uma rede com o neutro aterrado, o que cria um caminho para a circulação da componente de sequência zero inserida pelo SVPWM. A utilização de um transformador isolador, no qual um dos lados não é aterrado, pode impedir a circulação desta corrente. No caso em que não é possível a utilização do transformador, outra alternativa é a utilização de um PWM que não possua injeção de sequência zero, como o SPWM.

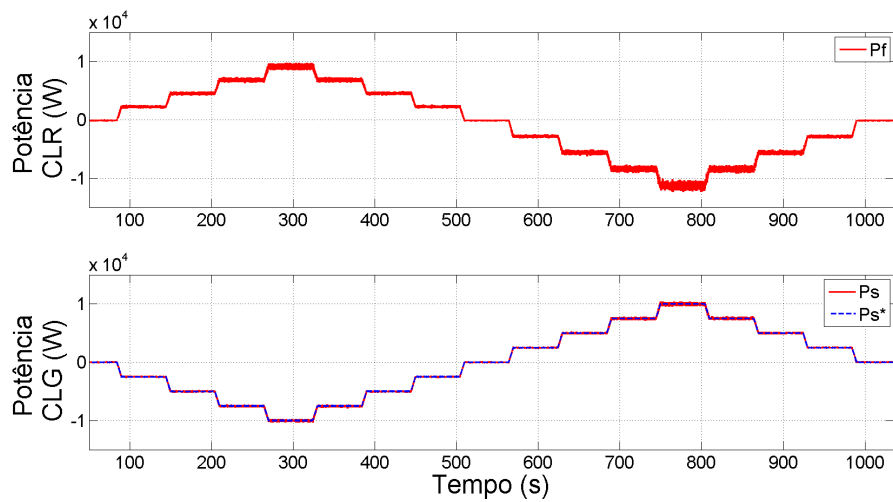


Figura 3.31: Resultado experimental da variação na referência de potência.

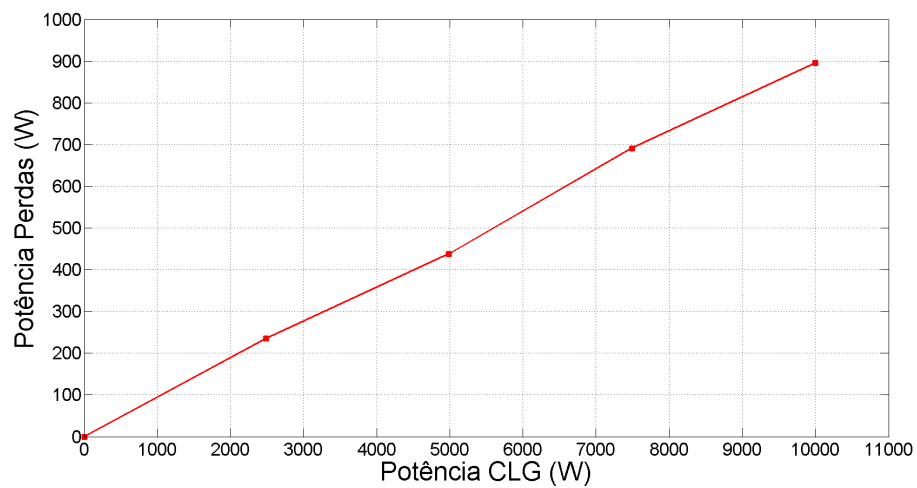


Figura 3.32: Resultado experimental da variação das perdas do conversor e dos indutores em função da potência do CLG.

3.11 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada a modelagem e o controle do conversor eletrônico utilizando a técnica de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono. Os resultados de simulação e experimentais do sistema operando com o gerador síncrono foram apresentados. Foram apresentados ainda os resultados experimentais para o conversor operando em sua potência nominal, sendo que neste caso, os dois lados do conversor são conectados à rede elétrica. A presença de uma componente elevada de 5^o harmônico na corrente do CLR devido à distorção de tensão no ponto de conexão do sistema com a rede elétrica foi observada. Para a redução desta componente harmônica foi proposta a utilização de uma parcela ressonante no controlador da malha de corrente do CLR, o que propiciou uma melhoria na THDi. No próximo capítulo é apresentada a modelagem e o controle do sistema de geração utilizando o controle baseado em passividade IDA-PBC.

Controle Baseado em Passividade

Neste capítulo é apresentada a modelagem e o controle do sistema de geração utilizando a técnica de controle baseado em passividade IDA-PBC. Primeiramente são obtidas as equações dinâmicas em espaço de estados do modelo médio do sistema e, a partir destas, é derivado o modelo PCH do sistema. Em seguida é apresentado o projeto do controlador baseado na técnica IDA-PBC e é proposta a inclusão de uma ação integral à lei de controle. Por fim, são apresentados os resultados de simulação do sistema e os resultados experimentais obtidos na bancada de testes.

Com o objetivo de utilizar o mínimo possível de termos em inglês, e ainda contribuir para a difusão da utilização desta técnica de controle, o autor propõe uma tradução para as seguintes expressões: *Port-Controlled Hamiltonian* (PCH) - “Sistema Hamiltoniano de Entrada de Controle”; *Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control* (IDA-PBC) - “Controle Baseado em Passividade por Interconexão e Inserção de Amortecimento”. No entanto, para facilitar o entendimento, as siglas em inglês ainda são preservadas ao longo do texto.

4.1 Introdução

O controle baseado em passividade (*Passivity-based control* - PBC) é uma técnica utilizada originalmente para projetar controladores para uma ampla classe de sistemas mecânicos, que podem ser descritos pelas equa-

ções de Euler-Lagrange (EL). O termo PBC foi introduzido em Ortega et al. (2001) para representar a metodologia de projeto de controladores que busca estabilizar e controlar um sistema através da escolha de uma função de armazenamento de energia que tenha um ponto mínimo de equilíbrio pré-estabelecido.

Para resolver problemas de regulação em sistemas físicos descritos por equações de EL, em Ortega et al. (2002) a técnica IDA-PBC é apresentada. Esta técnica amplia as ideias do PBC de sistemas EL para uma classe maior de sistemas, que necessitam da modelagem da energia total do sistema, e podem ser descritos por PCH que englobam sistemas EL. Por preservar a estrutura física (Hamiltoniana) do sistema em malha fechada e por ser a função de armazenamento do mapeamento passivo da energia total do sistema em malha fechada, esta abordagem é mais adequada a interconexões de subsistemas com troca de energia, usando passividade.

A metodologia de controle IDA-PBC apresenta uma clara separação entre os elementos que constituem o sistema em termos de suas funções de energia, descrevendo como a energia flui dentro do sistema e entre as interconexões dos subsistemas, podendo ainda ser dissipada por elementos dissipadores de energia. Isto possibilita o projeto de controladores com uma clara interpretação física (BATLLE; DORIA-CEREZO, 2006).

Os principais objetivos de controle em sistemas de geração conectados à rede elétrica envolvem a manipulação da energia gerada para suprir a demanda de potência na rede, a manutenção de um fator de potência elevado, através do controle da potência reativa, e a rejeição a perturbações no sistema. Nestes casos, controlar o fluxo de energia no sistema é uma maneira natural de se obter os objetivos de controle mencionados.

A utilização de PBC para o controle de sistemas eletrônicos tem se tornado uma ferramenta considerável (RAMIREZ; ORTIGOZA, 2006). As primeiras aplicações desses controladores para o controle de sistemas eletrônicos utilizavam o Lagrangiano do sistema para obtenção da estrutura de energia do sistema (ORTEGA et al., 1998). Apenas mais recentemente a utilização da técnica IDA-PBC para o controle de acionamento CA tem sido descrita na literatura. Trabalhos como Tang et al. (2008), Petrovic et al. (2001), Batlle et al. (2004), Alexandridis e Marmidi (2010), mostram a utilização dessa técnica para o controle de máquinas síncronas e de indução.

Apesar de possuir uma modelagem matemática aparentemente complexa, o projeto do controlador IDA-PBC resulta em equações simples que não demandam um custo computacional tão elevado. A prova de estabilidade garante o correto funcionamento do controlador para toda a faixa de operação.

4.2 Modelo PCH do Sistema

Nesta seção é apresentado o modelo PCH do sistema de geração. São obtidas as equações dinâmicas do PMSG e do conversor eletrônico. As equações são apresentadas em coordenadas dq e é considerado o modelo médio do conversor. Para facilitar o entendimento, a figura do sistema completo de geração eólica apresentada no Capítulo 2, que apresenta o PMSG conectado à rede por um conversor eletrônico, é mostrada novamente na Figura 4.1.

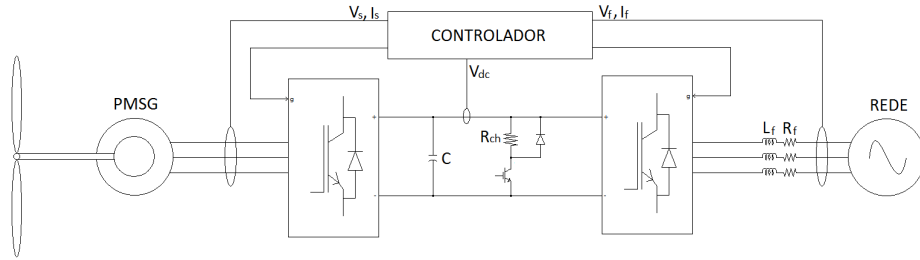


Figura 4.1: Sistema de geração de energia eólica proposto.

4.2.1 Modelo do PMSG

O PMSG é conectado à rede elétrica através do conversor eletrônico. As equações dinâmicas em coordenadas dq do PMSG conectado ao CLG são dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{L_s} [-v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_s L_s i_{qs}], \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{L_s} [-v_{qs} - R_s i_{qs} + \omega_s (\lambda_{PM} - L_s i_{ds})], \\ \frac{d\omega_s}{dt} &= \frac{1}{J_p} [T_m - B\omega_s - p L_s i_{qs} i_{ds} - p (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) i_{qs}]. \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde $p = P/2$, P é o número de pólos da máquina. R_s e L_s são a resistência e indutância equivalente da máquina, ω_s representa a frequência de rotação

do rotor em rad/s , B é o coeficiente de atrito viscoso do rotor, J é a inércia do sistema mecânico, λ_{PM} é o fluxo magnético dos ímãs permanentes e T_m é o torque produzindo pela turbina eólica.

Neste modelo é considerado que o ângulo de referência da transformação dq está alinhado ao fluxo dos ímãs permanentes, λ_{PM} . O sentido positivo das correntes i_{ds} e i_{qs} corresponde à corrente saindo do gerador e entrando no conversor. As tensões v_{ds} e v_{qs} são as componentes dq da tensão no terminal do PMSG. Diferentemente do modelo apresentado em (3.21), as indutâncias L_{ds} e L_{qs} são consideradas como sendo iguais e denominadas de L_s .

4.2.2 Modelo completo do sistema

As equações dinâmicas em espaço de estados do modelo médio do sistema de geração, incluindo-se o PMSG, os conversores CLR e CLG, o filtro indutivo do lado da rede e as componentes dq da tensão da rede, são dadas por:

$$\begin{aligned}
\frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{L_s} [-R_s i_{ds} + \omega_s L_s i_{qs} - \mu_{ds} v_{dc}], \\
\frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{L_s} [-R_s i_{qs} + \omega_s (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) - \mu_{qs} v_{dc}], \\
\frac{di_{df}}{dt} &= \frac{1}{L_f} [-R_f i_{df} + \omega_f L_f i_{qf} + \mu_{df} v_{dc} - v_{df}], \\
\frac{di_{qf}}{dt} &= \frac{1}{L_f} [-R_f i_{qf} - \omega_f L_f i_{df} + \mu_{qf} v_{dc} - v_{qf}], \\
\frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C} [(\mu_{ds} i_{ds} + \mu_{qs} i_{qs}) - (\mu_{df} i_{df} + \mu_{qf} i_{qf})], \\
\frac{d\omega_s}{dt} &= \frac{1}{J} [T_m/p - B\omega_s/p - L_s i_{qs} i_{ds} - (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) i_{qs}].
\end{aligned} \tag{4.2}$$

Nesta representação é considerado que as tensões de saída do gerador são impostas, em média, pelo CLG. Portanto:

$$v_{ds} = \mu_{ds} v_{dc} \quad , \quad v_{qs} = \mu_{qs} v_{dc}. \tag{4.3}$$

A transformação $abc - dq$ adotada é invariante em potência, de forma que:

$$\begin{aligned}
v_{dc} i_{dc} &= (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) - (v'_{df} i_{df} + v'_{qf} i_{qf}) \\
&= v_{dc} [(\mu_{ds} i_{ds} + \mu_{qs} i_{qs}) - (\mu_{df} i_{df} + \mu_{qf} i_{qf})],
\end{aligned} \tag{4.4}$$

onde $v'_{df} = \mu_{df} v_{dc}$ e $v'_{qf} = \mu_{qf} v_{dc}$ são as tensões sintetizadas pelo CLR. A corrente no capacitor, i_c , devido ao fluxo de energia entre os dois conversores

é dada por:

$$i_c = (\mu_{ds}i_{ds} + \mu_{qs}i_{qs}) - (\mu_{df}i_{df} + \mu_{qf}i_{qf}). \quad (4.5)$$

A obtenção do modelo PCH do sistema é um passo necessário para o projeto do controlador baseado em passividade. O modelo PCH utilizado para descrever o sistema de geração apresentado em (4.2)-(4.4) é dado por (SCHAFT, 1999):

$$\begin{cases} \dot{x} &= [\mathcal{J}(x, \mu) - \mathcal{R}] \frac{\partial}{\partial x} H(x) + gu, \\ y &= g^\top \frac{\partial}{\partial x} H(x). \end{cases} \quad (4.6)$$

onde $x \in \mathfrak{R}^n$ são as variáveis de estado, $H(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ é uma função que representa a energia total armazenada no sistema, $\mu \in \mathfrak{R}^p$ é o vetor de variáveis internas (os índices de modulação do conversor), e $u, y \in \mathfrak{R}^m$ são as variáveis de entrada e saída do sistema. Como mencionado em Ortega et al. (2002) o produto de $u^\top(t)y(t)$ define o fluxo de potência entre o sistema e o ambiente. A estrutura de interconexão ou fluxo de energia interna do sistema é dada pela matriz antissimétrica $\mathcal{J}(x, \mu) = -\mathcal{J}^\top(x, \mu) \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ e pela matriz $g \in \mathfrak{R}^{n \times m}$, por fim $\mathcal{R} = \mathcal{R}^\top \geq 0 \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ representa a dissipação do sistema.

A energia total armazenada no sistema é dada por:

$$H(x) = \frac{1}{2} x^\top M^{-1} x. \quad (4.7)$$

Sendo que o vetor das variáveis de estado do sistema, x , é dado por:

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6]^\top = [\lambda_{ds} \ \lambda_{qs} \ \lambda_{df} \ \lambda_{qf} \ q \ J\omega_s]^\top, \quad (4.8)$$

onde:

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} \ , \ \lambda_{qs} = L_s i_{qs} \ , \ \lambda_{df} = L_f i_{df} \ \text{e} \ \lambda_{qf} = L_f i_{qf} \ , \quad (4.9)$$

são as componentes de enlace de fluxo magnético relativas ao lado do gerador e da rede, respectivamente.

$$q = Cv_{dc} \ , \quad (4.10)$$

é a carga elétrica no capacitor do barramento CC, e $J\omega_s$, é o momento angular

do PMSG. Assim, a matriz M é definida como:

$$M = \text{diag}\{L_s, L_s, L_f, L_f, C, J\} \in \mathfrak{R}^{6 \times 6} . \quad (4.11)$$

O modelo PCH do conversor pode ser obtido reescrevendo o conjunto de equações (4.2) no formato mostrado em (4.6). A derivada da função de energia é dada por,

$$\frac{\partial}{\partial x} H(x) = M^{-1}x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{df} \quad i_{qf} \quad v_{dc} \quad \omega_s]^\top , \quad (4.12)$$

e as matrizes $\mathcal{J}(x, \mu)$, \mathcal{R} e g são dadas por:

$$\mathcal{J}(x, \mu) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_{ds} & L_s i_{qs} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu_{qs} & (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) \\ 0 & 0 & 0 & \omega_f L_f & \mu_{df} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_f L_f & 0 & \mu_{qf} & 0 \\ \mu_{ds} & \mu_{qs} & -\mu_{df} & -\mu_{qf} & 0 & 0 \\ -L_s i_{qs} & -(\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ,$$

$$\mathcal{R} = \text{diag}\{R_s, R_s, R_f, R_f, 0, B/p\} \in \mathfrak{R}^{6 \times 6} ,$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/p \end{bmatrix} . \quad (4.13)$$

O vetor de entrada u é dado por:

$$u = [v_{df} \quad v_{qf} \quad T_m]^\top \quad (4.14)$$

e o vetor de saída y é dado por:

$$y = g^\top \frac{\partial}{\partial x} H(x) = [-i_{df} \quad -i_{qf} \quad \omega_s/p]^\top . \quad (4.15)$$

Analisando as equações obtidas nesta seção algumas observações podem ser feitas:

Verifica-se que,

$$u^\top y = T_m \omega_s / \mathbf{p} - (v_{df} i_{df} + v_{qf} i_{qf}), \quad (4.16)$$

representa a potência mecânica instantânea fornecida ao sistema pela turbina menos a potência elétrica drenada para a rede elétrica, ou seja, $u^\top y$ é a potência líquida instantânea que flui através do sistema.

O vetor de entrada u é composto pelas variáveis v_{df} , v_{qf} e T_m , que são as componentes da tensão da rede e o torque no eixo da turbina respectivamente. Estas variáveis não são controladas pelo conversor, ou seja, são variáveis exógenas.

Por outro lado, as variáveis de controle μ_{ds} , μ_{qs} , μ_{df} e μ_{qf} presentes na matriz $\mathcal{J}(x, \mu)$ podem ser impostas pelo algoritmo de controle do conversor. Os índices de modulação devem ser escolhidos de forma a preservar a estrutura Hamiltoniana em malha fechada e controlar as variáveis de saída presentes no vetor y .

Sabendo que:

$$\frac{d}{dt} H(x) = \frac{\partial}{\partial x} H(x) \dot{x} \quad (4.17)$$

e portanto:

$$\frac{d}{dt} H(x) = - \left[\frac{\partial}{\partial x} H(x) \right]^\top \mathcal{R} \frac{\partial}{\partial x} H(x) + u^\top y, \quad (4.18)$$

onde $- \left[\frac{\partial}{\partial x} H(x) \right]^\top \mathcal{R} \frac{\partial}{\partial x} H(x)$ é semidefinida negativa, por definição.

A equação de balanço da energia é dada por (ORTEGA et al., 2002):

$$\int_0^t u^\top(s) y(s) ds = H[x(t)] - H[x(0)] + \int_0^t \left[\frac{\partial}{\partial x} H[x(s)] \right]^\top \mathcal{R} \frac{\partial}{\partial x} H[x(s)] ds, \quad (4.19)$$

e indica que a energia fornecida ao sistema (primeiro termo) é igual à variação na energia armazenada (segundo termo) mais a energia dissipada (terceiro termo).

4.3 Projeto do Controlador IDA-PBC

Nesta seção é apresentado o projeto de dois controladores IDA-PBC complementares. O primeiro, apresentado na seção 4.3.1, se baseia no conhecimento exato dos parâmetros do sistema. O segundo controlador, apresentado na seção 4.3.2, inclui uma ação integral nos sinais de erro da tensão do barramento CC e das correntes do lado do gerador. O objetivo da ação integral é eliminar erros em estado estacionário da tensão do barramento CC e nas referências de corrente, provenientes de variações paramétricas, do processo de discretização e de aproximações numéricas na geração do PWM.

4.3.1 Lei de controle nominal

Como descrito anteriormente, o objetivo do controlador é regular a potência extraída do gerador, manter a tensão do barramento CC em seu valor de referência e regular a potência reativa na rede, fazendo com que o sistema mantenha o fator de potência unitário. É desejável ainda que o controlador apresente uma boa rejeição a perturbações no gerador e de tensão na rede.

Deve-se ter em mente que uma mudança na estrutura Hamiltoniana (4.7) do sistema implica em uma mudança nas variáveis de estado (4.8) e vice-versa. Em outras palavras, uma mudança em x resulta também em uma mudança nas correntes e na tensão do barramento CC, conforme visto em (4.12). Portanto, impondo-se a energia total do sistema através do controlador IDA-PBC e conseqüentemente as correntes e tensão do barramento CC, é possível impor o fluxo de energia pelo sistema.

O projeto do controlador IDA-PBC consiste em obter a solução de passividade através da solução de Equações Diferenciais Parciais oriundas da estrutura dos subsistemas interconectados. O sistema é estabilizado inserido amortecimento à malha fechada da função de energia desejada, através da modificação das matrizes de interconexão e amortecimento do sistema.

Seja o sistema desejado em malha fechada que apresente a dinâmica dada por:

$$\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x, \mu^c) - \mathcal{R}_d] \frac{\partial}{\partial x} H_d(x), \quad (4.20)$$

onde $H_d(x)$ é a nova função de energia, $\mathcal{J}_d(x, \mu^c) = -\mathcal{J}_d^\top(x, \mu^c)$ e $\mathcal{R}_d = \mathcal{R}_d^\top \geq 0$ são as matrizes desejadas de interconexão e amortecimento, respectivamente, e μ^c é o vetor das variáveis de controle definidas pelo controlador IDA-PBC. Deve-se estabilizar (4.20) em um ponto de equilíbrio x^* , que minimiza a energia total do sistema:

$$x^* = \arg \min_x H_d(x) \quad (4.21)$$

Para que o sistema em malha fechada tenha a dinâmica definida em (4.20), é necessário que a seguinte condição seja alcançada:

$$[\mathcal{J}(x, \mu^c) - \mathcal{R}] \frac{\partial}{\partial x} H(x) + gu = [\mathcal{J}_d(x, \mu^c) - \mathcal{R}_d] \frac{\partial}{\partial x} H_d(x). \quad (4.22)$$

Sendo a função de energia desejada, as matrizes de interconexão e amortecimento dadas por:

$$\begin{aligned} H_d(x) &= H(x) + H_a(x), \\ \mathcal{J}_d(x, \mu^c) &= \mathcal{J}(x, \mu^c); \quad (\mathcal{J}_a = 0), \\ \mathcal{R}_d &= \mathcal{R} + \mathcal{R}_a, \end{aligned} \quad (4.23)$$

a equação (4.22) pode ser reescrita como:

$$[\mathcal{R}_d - \mathcal{J}(x, \mu^c)] \frac{\partial}{\partial x} H_a(x) + \mathcal{R}_a \frac{\partial}{\partial x} H(x) + gu = 0. \quad (4.24)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_d &= \text{diag}\{r_s, r_s, r_f, r_f, r_x, r_m\}, \\ \mathcal{R}_a &= \text{diag}\{(r_s - R_s), (r_s - R_s), (r_f - R_f), (r_f - R_f), r_x, (r_m - B/v)\}. \end{aligned} \quad (4.25)$$

Escolhendo

$$H_d(x) = \frac{1}{2}(x - x^*)^\top M^{-1}(x - x^*), \quad (4.26)$$

onde o vetor de estados desejado é dado por:

$$x^* = [\lambda_{ds}^* \quad \lambda_{qs}^* \quad \lambda_{df}^* \quad \lambda_{qf}^* \quad q^* \quad J\omega_s^*]^\top, \quad (4.27)$$

percebe-se que $x = x^*$ é o mínimo global de (4.26). Neste caso,

$$H_a(x) = \frac{1}{2}x^{*\top}M^{-1}x^* - x^{*\top}M^{-1}x, \quad (4.28)$$

e o projeto do controlador consiste em encontrar $\mu_{ds}^c, \mu_{qs}^c, \mu_{df}^c$ e μ_{qf}^c de modo que a condição (4.24) seja satisfeita.

Observando que

$$\frac{\partial}{\partial x}H_a(x) = -M^{-1}x^* \quad ; \quad \frac{\partial}{\partial x}H(x) = M^{-1}x, \quad (4.29)$$

a equação (4.24) resulta em:

$$[\mathcal{J}(x, \mu^c) - \mathcal{R}_d]M^{-1}x^* + \mathcal{R}_aM^{-1}x + gu = 0. \quad (4.30)$$

Satisfazendo (4.30) são obtidos os índices de modulação:

$$\begin{aligned} \mu_{ds}^c &= [-r_s i_{ds}^* + \omega_s^* L_s i_{qs} + (r_s - R_s) i_{ds}] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qs}^c &= [-r_s i_{qs}^* + \omega_s^* (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) + (r_s - R_s) i_{qs}] / v_{dc}^*, \\ \mu_{df}^c &= [r_f i_{df}^* - \omega_f L_f i_{qf}^* - (r_f - R_f) i_{df} + v_{df}] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qf}^c &= [r_f i_{qf}^* + \omega_f L_f i_{df}^* - (r_f - R_f) i_{qf} + v_{qf}] / v_{dc}^*, \end{aligned} \quad (4.31)$$

e as referências para a corrente da rede e a corrente do gerador:

$$\begin{aligned} i_{df}^* &= \kappa_1 + \sqrt{\kappa_1^2 + \kappa_2 - \kappa_3}, \\ \kappa_1 &= [(r_f - R_f) i_{df} - v_{df}] / 2r_f, \\ \kappa_2 &= [(r_s - R_s)(i_{ds} i_{ds}^* + i_{qs} i_{qs}^*) + (r_f - R_f) i_{qf} i_{qf}^* + r_x (v_{dc} - v_{dc}^*) v_{dc}^* + \\ &\quad \omega_s^* (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) i_{qs}^* + \omega_s^* L_s i_{qs} i_{ds}^*] / r_f, \\ \kappa_3 &= [r_f i_{qf}^{*2} + r_s (i_{ds}^{*2} + i_{qs}^{*2}) + v_{qf} i_{qf}^* + v_{qf} i_{qf}^*] / r_f; \\ i_{qs}^* &= [T_m / \mathbf{p} - r_m \omega_s^* + (r_m - B / \mathbf{p}) \omega_s - L_s i_{qs} i_{ds}^*] / (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Esta lei de controle é válida desconsiderando os efeitos da dependência de x em x^* .

4.3.2 Lei de controle com ação integral

Nesta seção é proposta uma modificação na lei de controle nominal apresentada em (4.31) e (4.32) de forma a se adicionar uma ação integral ao controlador. A adição da ação integral aos índices de modulação é dada por (TANG et al., 2008):

$$\begin{bmatrix} \mu_{ds}^i \\ \mu_{qs}^i \\ \mu_{df}^i \\ \mu_{qf}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_{ds}^c \\ \mu_{qs}^c \\ \mu_{df}^c \\ \mu_{qf}^c \end{bmatrix} + \mathbf{f}(\xi), \quad (4.33)$$

onde $\mathbf{f}(\xi) \in \mathfrak{R}^4$ é um vetor função de ξ tal que o controlador preserve a estrutura Hamiltoniana com a nova função de energia dada por:

$$H_d^i(x, \xi) = H_d(x) + \frac{1}{2} \xi^\top K_i^{-1} \xi, \quad (4.34)$$

sendo $H_d(x)$ dado por (4.26), e a dinâmica desejada em malha fechada do sistema dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathcal{J}_d(x, \mu^i) - \mathcal{R}_d) & -K_i^\top \\ K_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} H_d^i(x, \xi) \\ \frac{\partial}{\partial \xi} H_d^i(x, \xi) \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

A matriz K_i é dada por

$$K_i = \text{diag}\{k_s, k_s, 0, 0, k_{dc}\}, \quad (4.36)$$

onde $k_s > 0$ e $k_{dc} > 0$.

Assim como no caso do controlador nominal da seção 4.3.1, uma condição similar à apresentada em (4.30) deve ser satisfeita no projeto do controlador proposto nesta seção. Com a lei de controle com ação integral respeitando a estrutura Hamiltoniana, como mostrado em (4.35), são obtidos os seguintes índices de modulação:

$$\begin{aligned} \mu_{ds}^i &= [-r_s i_{ds}^* + \omega_s^* L_s i_{qs} + (r_s - R_s) i_{ds} - \xi_1] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qs}^i &= [-r_s i_{qs}^* + \omega_s^* (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) + (r_s - R_s) i_{qs} - \xi_2] / v_{dc}^*, \\ \mu_{df}^i &= [r_f i_{df}^* - \omega_f L_f i_{qf}^* - (r_f - R_f) i_{df} + v_{df}] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qf}^i &= [r_f i_{qf}^* + \omega_f L_f i_{df}^* - (r_f - R_f) i_{qf} + v_{qf}] / v_{dc}^*, \end{aligned} \quad (4.37)$$

e as seguintes referências de corrente da rede e do gerador:

$$\begin{aligned}
i_{df}^* &= \kappa_1 + \sqrt{\kappa_1^2 + \kappa_2 - \kappa_3}, \\
\kappa_1 &= [(r_f - R_f)i_{df} - v_{df}]/2r_f, \\
\kappa_2 &= [(r_s - R_s)(i_{ds}i_{ds}^* + i_{qs}i_{qs}^*) + (r_f - R_f)i_{qf}i_{qf}^* + r_x(v_{dc} - v_{dc}^*)v_{dc}^* + \\
&\quad \omega_s^*(\lambda_{PM} - L_s i_{ds})i_{qs}^* + \omega_s^* L_s i_{qs}i_{ds}^* + \xi_1 i_{ds}^* + \xi_2 i_{qs}^*] / r_f, \\
\kappa_3 &= [r_f i_{qf}^{*2} + r_s(i_{ds}^{*2} + i_{qs}^{*2}) + v_{qf}i_{qf}^* + \xi_3 v_{dc}^*] / r_f; \\
i_{qs}^* &= [T_m/p - r_m \omega_s^* + (r_m - B/p)\omega_s - L_s i_{qs}i_{ds}^*] / (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}),
\end{aligned} \tag{4.38}$$

onde:

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ 0 \\ 0 \\ \xi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_s \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \\ k_s \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \\ 0 \\ 0 \\ k_{dc} \int_0^t (v_{dc} - v_{dc}^*) dt \end{bmatrix}. \tag{4.39}$$

4.3.3 Considerações sobre os objetivos do controle

Nesta seção os principais objetivos do controle são definidos e, partindo destes, são propostas algumas simplificações da lei de controle.

É utilizada a orientação pelo fluxo de rotor - FOC para a obtenção da referência da transformada dq para o controle do CLG. Desta forma, o eixo d da transformação está alinhado ao fluxo dos ímãs permanentes e a estratégia de controle vetorial pode ser utilizada para o controle do PMSG. Neste trabalho não é considerada a estratégia de enfraquecimento de campo, uma vez que tipicamente o gerador não opera acima da velocidade nominal, portanto, a referência de corrente de eixo d é mantida em zero, $i_{ds}^* = 0$.

Para o controle do CLR, é utilizada a orientação pela tensão da rede, VOC. A tensão de eixo d da rede está alinhada ao vetor v_f e a componente de eixo q é zero, $v_{qf} = 0$. Uma vez que é objetivo do controle manter o fator de potência unitário, a referência da componente q da corrente da rede é mantida em zero, $i_{qf}^* = 0$.

O controlador tem ainda por objetivo propiciar uma boa rejeição a per-

turbações de carga no PMSG e de tensão na rede elétrica.

Incorporando os objetivos de controle listados, a lei de controle com ação integral dada em (4.37)-(4.39), pode ser reescrita de maneira simplificada por:

$$\begin{aligned}\mu_{ds}^i &= [\omega_s^* L_s i_{qs} + (r_s - R_s) i_{ds} - \xi_1] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qs}^i &= [-r_s i_{qs}^* + \omega_s^* (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) + (r_s - R_s) i_{qs} - \xi_2] / v_{dc}^*, \\ \mu_{df}^i &= [r_f i_{df}^* - (r_f - R_f) i_{df} + v_{df}] / v_{dc}^*, \\ \mu_{qf}^i &= [\omega_f L_f i_{df}^* - (r_f - R_f) i_{qf}] / v_{dc}^*;\end{aligned}\quad (4.40)$$

$$i_{df}^* = \kappa_1 + \sqrt{\kappa_1^2 + \kappa_2 - \kappa_3},$$

$$\kappa_1 = [(r_f - R_f) i_{df} - v_{df}] / 2r_f,$$

$$\kappa_2 = [(r_s - R_s) (i_{qs} i_{qs}^*) + r_x (v_{dc} - v_{dc}^*) v_{dc}^* + \omega_s^* (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}) i_{qs}^* + \xi_2 i_{qs}^*] / r_f,$$

$$\kappa_3 = [r_s i_{qs}^{*2} + \xi_3 v_{dc}^*] / r_f;$$

$$i_{qs}^* = [T_m / p - r_m \omega_s^* + (r_m - B / p) \omega_s] / (\lambda_{PM} - L_s i_{ds}), \quad (4.41)$$

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ 0 \\ 0 \\ \xi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_s \int_0^t i_{ds} dt \\ k_s \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \\ 0 \\ 0 \\ k_{dc} \int_0^t (v_{dc} - v_{dc}^*) dt \end{bmatrix}, \quad (4.42)$$

que estabiliza o sistema no estado dado pelo vetor:

$$x^* = [0 \quad \lambda_{qs}^* \quad \lambda_{df}^* \quad 0 \quad q^* \quad J\omega_s^*]^\top. \quad (4.43)$$

Ou seja:

$$i_{ds} \rightarrow 0 \quad ; \quad i_{qs} \rightarrow i_{qs}^* \quad ; \quad i_{df} \rightarrow i_{df}^* \quad ; \quad i_{qf} \rightarrow 0 \quad ; \quad \omega_s \rightarrow \omega_s^*. \quad (4.44)$$

Apesar de não ter sido considerado anteriormente, os índices de modulação são limitados, por definição.

Observe em (4.41) que tanto i_{df}^* quanto i_{qs}^* não podem ser escolhidas livremente. Essas grandezas são parte da lei de controle, dada pelos índices de modulação em (4.40), necessária para alcançar a dinâmica estabelecida

em malha fechada, preservando a estrutura Hamiltoniana do sistema.

Por outro lado, a tensão do barramento CC pode ser escolhida livremente. Porém, seu valor deve ser maior que as amplitudes das tensões na rede e na saída do gerador, de forma a permitir o controle e fluxo bidirecional de potência.

O balanço de potência do sistema em estado estacionário é dado por:

$$\underbrace{T_m \omega_s^* / p}_{\text{Potência Mecânica}} - \underbrace{B \omega_s^{*2} / p}_{\text{Perdas Mecânicas}} - \underbrace{-R_s i_{qs}^{*2} - R_f i_{df}^{*2}}_{\text{Perdas Elétricas}} = \underbrace{v_{df} i_{df}^*}_{\text{Potência Saída}} \quad (4.45)$$

Comprovando que toda energia convertida pelo gerador é fornecida à rede elétrica, a menos das perdas mecânica e elétrica do sistema.

4.4 Resultados de Simulação

Para avaliar o desempenho do controlador proposto, a simulação do sistema apresentado na Figura 4.1 é realizada nesta seção. A simulação é realizada em ambiente Matlab/Simulink com o controle em tempo contínuo. É utilizado o método de discretização de Dormand-Prince com passo de simulação de 10s. É utilizada a técnica de modulação *Space Vector Modulation* (SVPWM) com uma frequência de chaveamento de 5kHz. Os parâmetros do controlador são obtidos de maneira empírica e são apresentados no Apêndice D.

Foram realizados testes de variação na referência de tensão do barramento CC e da potência drenada do gerador para a rede. São apresentados apenas os resultados do sistema operando com a lei de controle com ação integral, uma vez que é objetivo do controle eliminar erros em estado estacionário.

O primeiro teste apresenta a variação em degrau da tensão do barramento CC. A Figura 4.2 mostra o resultado obtido para um degrau de 50V. A tensão do barramento CC apresenta um sobressinal de 24%, porém sem grandes oscilações, além disso, a resposta não apresenta erros em estado estacionário.

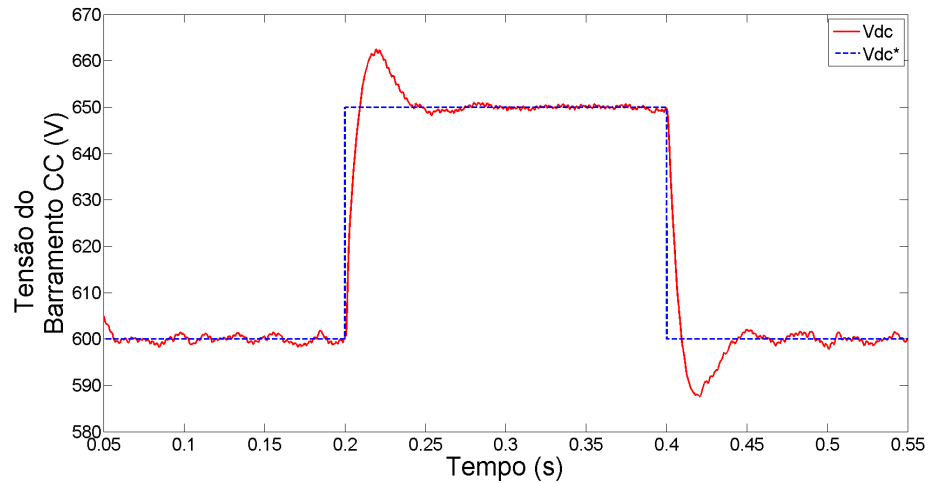


Figura 4.2: Teste de variação em degrau da tensão do barramento CC.

Mantendo-se a velocidade da máquina constante em seu valor nominal, é realizado o controle da potência drenada do gerador. Na Figura 4.3 é apresentado o comportamento da tensão do barramento CC para um teste de variação em degrau da potência fornecida pelo gerador. Pode-se observar que apesar do degrau de 50% da potência nominal do sistema, a tensão do barramento CC sofre apenas uma oscilação de 4% (25V) que rapidamente é extinta, mostrando que o controlador possui uma boa rejeição a perturbações de carga. Verifica-se ainda que a potência do CLG apresenta uma dinâmica rápida, alcançando o sinal de referência em menos de 40ms, porém sem a presença de sobressinais ou oscilações de potência.

A resposta do torque eletromagnético durante o degrau de potência mostrado na Figura 4.3 é apresentada na Figura 4.4. O torque apresenta uma dinâmica mais lenta, devido à elevada inércia da máquina, e apesar de um degrau de 50% da potência não são observadas oscilações de torque.

4.5 Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos na bancada de testes. Nos ensaios realizados é utilizado um gerador síncrono auto-excitado de 3,5 kW acoplado a um motor de indução de 5,5 kW, que atua

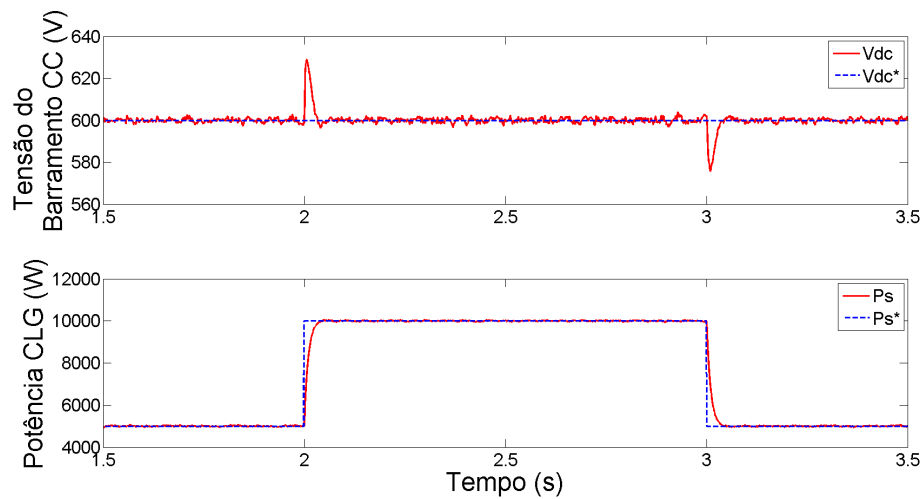


Figura 4.3: Resposta do barramento CC para um degrau de carga no CLG.

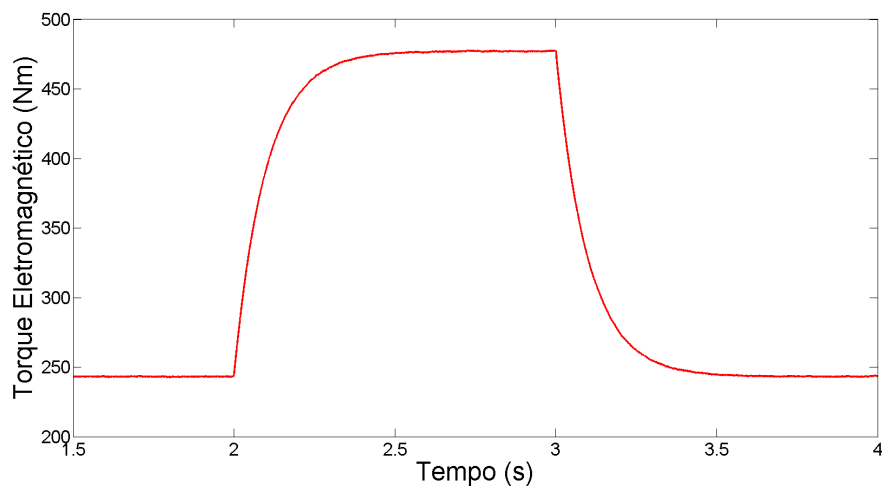


Figura 4.4: Resposta do torque eletromagnético para um degrau de potência ativa no CLG.

como simulador de turbina. Mantendo-se a velocidade do sistema em 1800 rpm, que representa a velocidade nominal do gerador, foi realizado o controle das potências drenadas para a rede.

O comportamento da tensão do barramento CC para uma variação de sua referência em rampa entre 550 e 650V é apresentado na Figura 4.5. A referência de tensão é seguida corretamente, sem a presença de erros em regime estacionário, comprovando a eficiência da estratégia de controle com ação integral proposta.

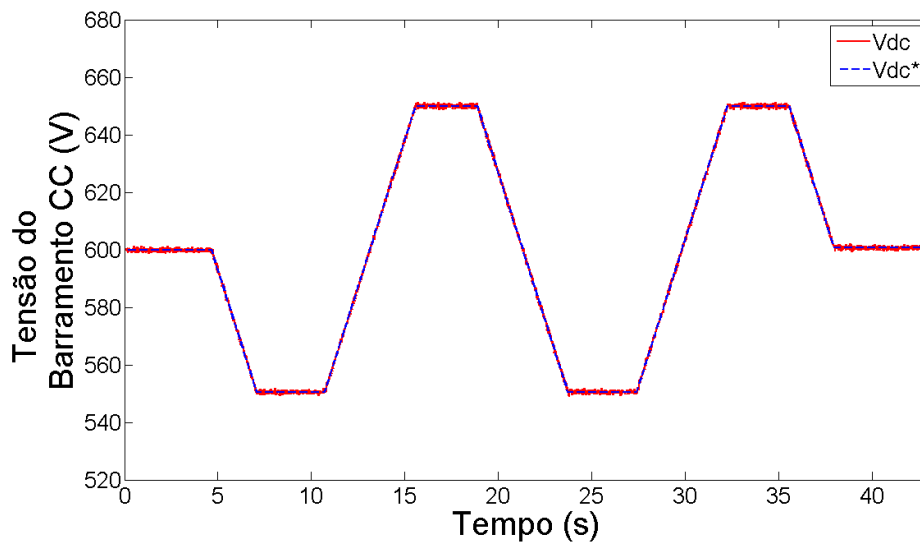


Figura 4.5: Resultado experimental da variação em rampa da tensão do barramento CC.

O comportamento da tensão para uma variação em degrau da corrente de eixo q do CLG é apresentado na Figura 4.6. A tensão do barramento CC praticamente não se altera, sofrendo uma variação de apenas 2V. Novamente percebe-se que o controlador apresenta uma boa rejeição a perturbações de carga do gerador.

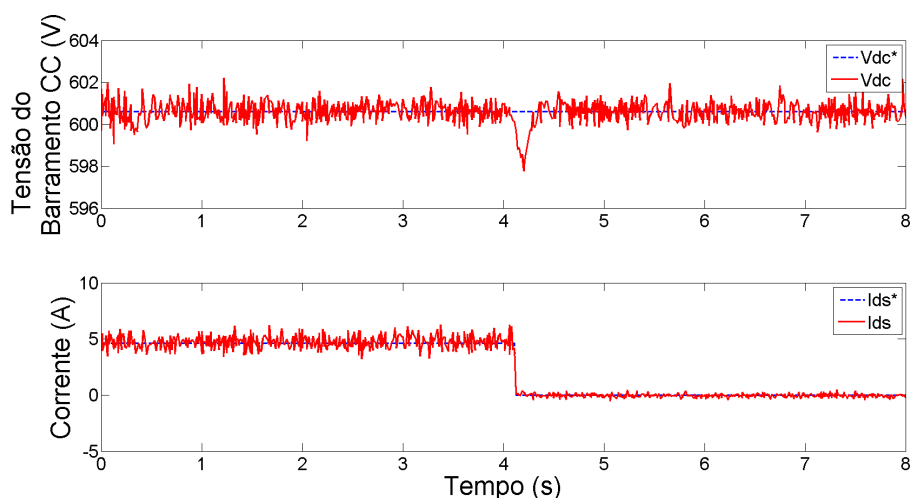


Figura 4.6: Resultado experimental do comportamento da tensão do barramento CC para um degrau de carga no CLG.

4.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada a modelagem e o controle do conversor eletrônico utilizando a técnica de controle IDA-PBC. Primeiramente foi proposta a lei de controle nominal. Em seguida foi apresentada uma lei de controle modificada que inclui uma ação integral ao controlador, a fim de eliminar erros em estado estacionário provenientes de variações paramétricas e aproximações do PWM. Por fim, foram apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema operando com o gerador síncrono.

Ao comparar os resultados obtidos neste capítulo, para o controlador IDA-PBC, com os obtidos no capítulo anterior, para o controlador PI, verifica-se que ambos se mostram eficientes para o controle do conversor. Para os ajustes considerados, o controlador IDA-PBC apresentou sobressinais um pouco maiores que o PI durante os testes de degrau de tensão no barramento CC e de carga no CLG. Foi observada ainda uma pequena oscilação de baixa ordem sobreposta aos sinais do IDA-PBC. Essa oscilação pode ser atribuída à simplificação realizada ao considerar x e x^* independentes.

Os resultados obtidos indicam que o controlador implementado neste capítulo atende os requisitos necessários ao controle, comprovando a eficácia

da metodologia de controle utilizada.

No próximo capítulo os dois métodos de controle descritos neste trabalho são avaliados frente a variações de tensão na rede elétrica.

Suportabilidade do Conversor a AMT's

Um aspecto importante para a conexão de um sistema de geração eólica à rede elétrica é a sua capacidade de suportar fenômenos de variação de tensão na rede. Os códigos de rede, cada vez mais exigentes, determinam que o sistema de geração se mantenha conectado e inclusive ajude a manter a estabilidade do sistema elétrico durante os fenômenos de variação de tensão. Por serem a principal causa de distúrbios na rede, são analisados apenas os efeitos de afundamentos momentâneos de tensão (AMT) no sistema de geração eólica.

Neste capítulo é apresentado o comportamento do sistema de geração eólica durante AMT's. Primeiramente é apresentada a definição de AMT e os aspectos normativos determinados pelo código de rede brasileiro e pela norma IEC 61400-21, que determina a metodologia para a realização de testes de suportabilidade e os requisitos de qualidade da energia para turbinas eólicas conectadas à rede elétrica. Em seguida, são mostrados os resultados de simulação do sistema operando com o controlador PI em referencial síncrono rotativo, descrito no capítulo 3, e com o controlador IDA-PBC descrito no capítulo 4. As duas metodologias de controle são analisadas e comparadas frente a afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados. Por fim, são apresentados os resultados experimentais obtidos na bancada de testes.

5.1 Aspectos Normativos

Um AMT é caracterizado pelos Procedimentos de Rede, submódulo 2.8 (ONS, 2008a) como um evento em que o valor eficaz da tensão é superior ou igual a 0,10 pu e inferior a 0,90 pu da tensão nominal durante um intervalo de tempo com duração superior a 1 ciclo (16,67 ms) e inferior ou igual a três segundos. Este evento está incluído na classe das variações de tensão de curta duração (VTCD).

Para a conexão de geradores eólicos à rede elétrica alguns requisitos devem ser alcançados a fim de garantir que as usinas mantenham-se conectadas ao ponto de acoplamento comum (PCC) mesmo em caso de AMT. Estes requisitos técnicos são definidos através dos códigos de rede que delimitam os direitos e responsabilidades de todos os acessantes conectados ao sistema de transmissão e distribuição.

No passado, os códigos de rede não incluíam regulamentações para sistemas de geração eólica, uma vez que a capacidade instalada de geração de energia eólica era muito baixa se comparada às formas convencionais de geração de energia elétrica. Porém, esta situação mudou nos últimos anos. O aumento da capacidade instalada de geração de energia eólica e sua característica de geração intermitente, fez com que surgisse uma grande preocupação com o impacto dessa fonte de geração na estabilidade do sistema elétrico. Os códigos de rede modernos determinam que os sistemas de geração eólicos não somente suportem faltas na rede, mas que também contribuam para manter a estabilidade do sistema elétrico, assim como as fontes tradicionais de geração (MOHSENI; ISLAM, 2012).

No Brasil, o Operador Nacional do Sistema (ONS), através do Submódulo 3.6 dos “Procedimentos de Rede” (ONS, 2008b) determina os requisitos técnicos mínimos para a conexão dos acessantes à rede básica, aos barramentos dos transformadores de fronteira e às demais instalações de transmissão. No caso de aerogeradores, são apresentados os requisitos de suportabilidade a subtensões decorrentes de faltas na rede básica (*ride-through fault capability*). Estes estabelecem que caso haja um afundamento de tensão em uma ou mais fases no ponto de conexão da central de geração eólica com a rede básica, a central deve continuar operando se a tensão nos seus terminais permanecer acima da curva indicada na Figura 5.1. O objetivo destes critérios é garantir

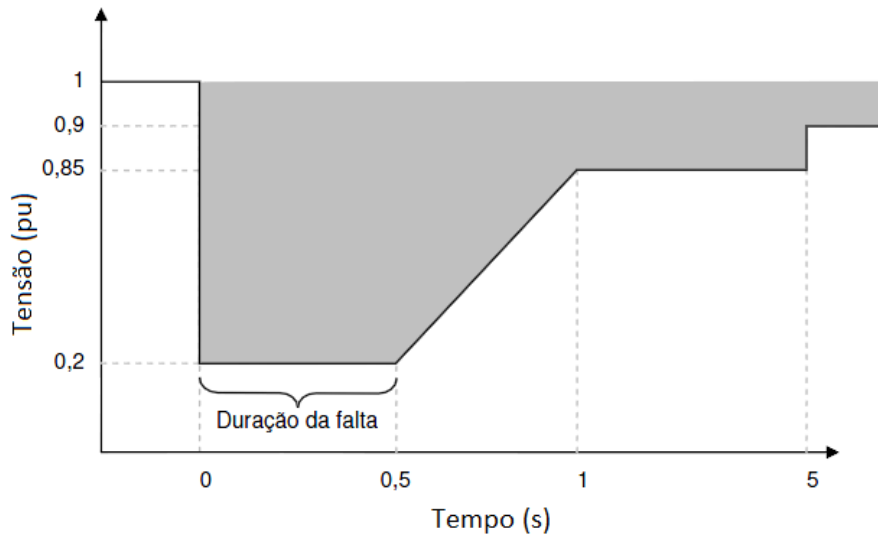


Figura 5.1: Curva de suportabilidade do aerogerador

a continuidade da geração e que o sistema de geração eólica contribua para aumentar as margens de estabilidade de tensão do sistema elétrico.

Para a realização dos testes de afundamentos momentâneos de tensão, deve-se seguir os procedimentos descritos na norma IEC 61400-21 (IEC, 2008). Esta norma determina a metodologia para a realização de testes de suportabilidade a AMT's e os requisitos de qualidade da energia para turbinas eólicas conectadas à rede elétrica. Os testes são realizados para os aerogeradores operando próximo à potência nominal e entre 0,10 e 0,30 pu da potência nominal, para os níveis de tensão mostrados na Tabela 5.1. Devem ser realizados afundamentos trifásicos e bifásicos para 0,90, 0,50 e 0,20 pu de magnitude da tensão fase-fase, sendo que os afundamentos para 0,90 e 0,50 pu têm duração de 0,5 s, e os afundamentos para 0,20 pu têm duração de 0,2 s. Todos os AMT's têm formato retangular.

5.2 Afundamentos Equilibrados

Os afundamentos de tensão podem ser classificados de acordo com as fases envolvidas durante a VTCD. Os afundamentos desequilibrados ocorrem

Tabela 5.1: Especificação dos afundamentos de tensão.

Caso	Magnitude da Tensão Fase-Fase (pu)	Magnitude da Sequência positiva da Tensão (pu)	Duração (segundos)
Trifásico	$0,90 \pm 0,05$	$0,90 \pm 0,05$	$0,50 \pm 0,02$
Trifásico	$0,50 \pm 0,05$	$0,50 \pm 0,05$	$0,50 \pm 0,02$
Trifásico	$0,20 \pm 0,05$	$0,20 \pm 0,05$	$0,20 \pm 0,02$
Bifásico	$0,90 \pm 0,05$	$0,95 \pm 0,05$	$0,50 \pm 0,02$
Bifásico	$0,50 \pm 0,05$	$0,75 \pm 0,05$	$0,50 \pm 0,02$
Bifásico	$0,20 \pm 0,05$	$0,60 \pm 0,05$	$0,20 \pm 0,02$

quando as fases são afetadas de maneiras diferentes. Estes afundamentos podem ocorrer entre fase-terra, fase-fase ou fase-fase-terra. Os afundamentos equilibrados ocorrem quando as três fases são afetadas igualmente em amplitude e fase. Esses afundamentos possuem uma análise mais simples e podem ser considerados um caso particular dos afundamentos desequilibrados. Por esse motivo estes fenômenos serão analisados primeiramente.

5.2.1 Análise teórica

Para o entendimento de um afundamento equilibrado pode-se partir da análise da equação de potência entregue à rede pelo sistema de geração eólica, dada por:

$$P_f = \frac{3}{2} \Re\{\vec{v}_f \vec{i}_f\}. \quad (5.1)$$

onde v_f é a tensão da rede no ponto de conexão com o conversor e i_f é a corrente que flui do conversor para a rede elétrica.

Pode-se observar que uma redução na tensão implica em um aumento na corrente para que o fornecimento de potência seja mantido constante. Dessa forma, quanto mais severo for o afundamento de tensão maior será o aumento na corrente. Obviamente, na prática, o conversor possui uma capacidade de corrente limitada que deve ser obedecida. Portanto, em alguns casos pode ser necessário que a potência fornecida à rede pelo conversor seja limitada para evitar que o equipamento seja danificado.

Neste trabalho, são consideradas apenas variações de tensão segundo uma envoltória retangular, como mostrado em IEC (2008). Neste caso, a tensão reduz instantaneamente do seu valor nominal V_s para o valor de tensão remanescente $V_{s_{AMT}}$, sem que ocorra variação da fase angular, no instante $t > t_{AMT}$. Um exemplo de um afundamento trifásico para 50% é mostrado na Figura 5.2. O afundamento ocorre no tempo $t = 0s$ e tem duração de 500ms.

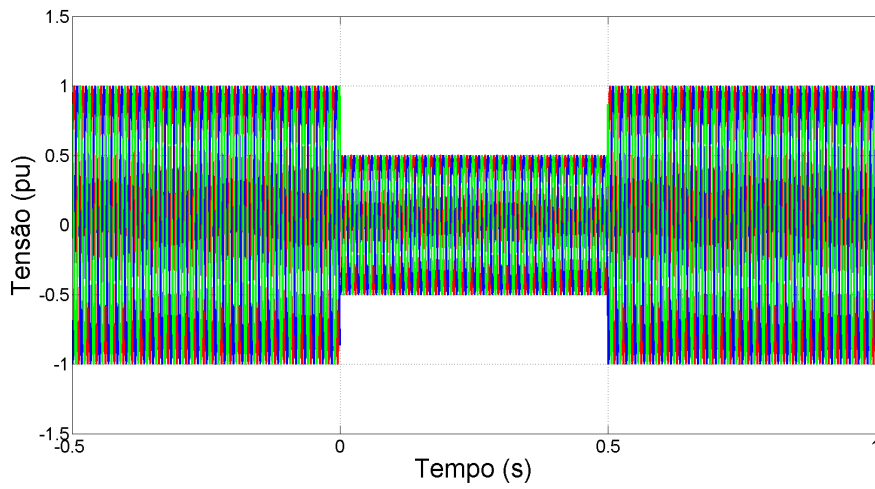


Figura 5.2: Exemplo de um afundamento equilibrado para 50%.

Apesar da tensão da rede variar segundo uma envoltória retangular, como mostrado na Figura 5.2, a corrente não apresenta um aumento instantâneo. Sua variação é regida pela dinâmica do filtro indutivo que conecta o conversor à rede elétrica e pela dinâmica do controle de tensão do barramento CC. Esta dinâmica é dada por:

$$\vec{v}_f = R_f \vec{i}_f + L_f \frac{d\vec{i}_f}{dt} + \vec{v}_f, \quad (5.2)$$

que é representada pelo circuito mostrado na Figura 3.5.

5.2.2 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do sistema de geração eólica operando durante afundamentos equilibrados de tensão. As

duas técnicas de controle, PI em referencial síncrono e IDA-PBC, são analisadas e comparadas.

Primeiramente é considerado o sistema operando sem a limitação da corrente do conversor e da tensão do barramento CC. Neste caso, o objetivo é observar a excursão máxima das grandezas durante os fenômenos da perturbação na rede. Em seguida é realizada a simulação considerando os limites de capacidade de corrente do conversor e de tensão no barramento CC.

As correntes trifásicas do CLR durante um afundamento equilibrado para 50% são apresentadas na Figura 5.3. A Figura 5.3a apresenta a resposta obtida com o controle PI e a Figura 5.3b com o controle IDA-PBC. Em ambos os casos pode-se observar o aumento da corrente com o objetivo de manter a potência entregue à rede constante. Conforme visto em (5.1) uma redução para 0,50 pu da tensão, implica em um aumento para 2 pu da corrente. Porém, ao contrário do que ocorre com a tensão, a variação da corrente não é instantânea, ela é regida pela dinâmica da malha de corrente e da tensão do barramento CC. Pode-se observar que a corrente do controlador PI apresenta uma dinâmica mais lenta se comparada à corrente do controlador IDA-PBC. Em ambos os casos é observado um sobressinal.

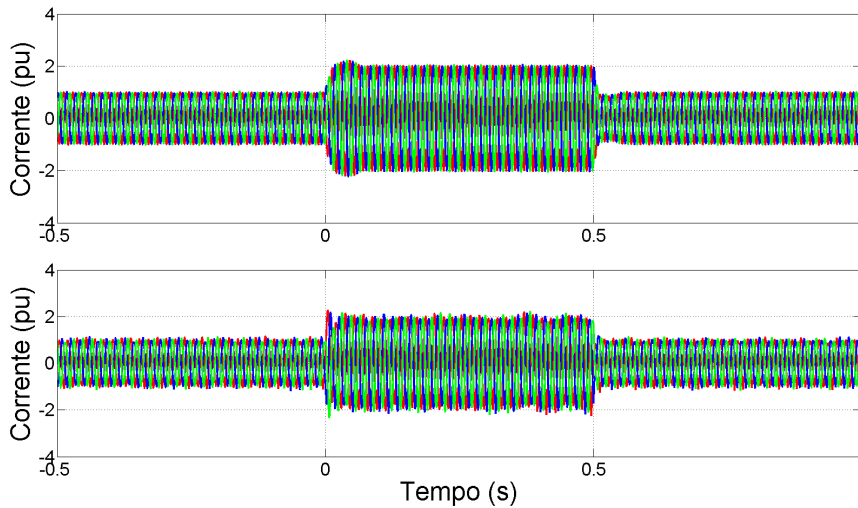


Figura 5.3: (a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC.

O comportamento da tensão do barramento CC durante o afundamento é apresentado na Figura 5.4. Para os ajustes feitos, pode-se observar que

a tensão obtida com o controlador IDA-PBC apresenta uma dinâmica mais rápida e como menor sobressinal se comparada à obtida com o controlador PI.

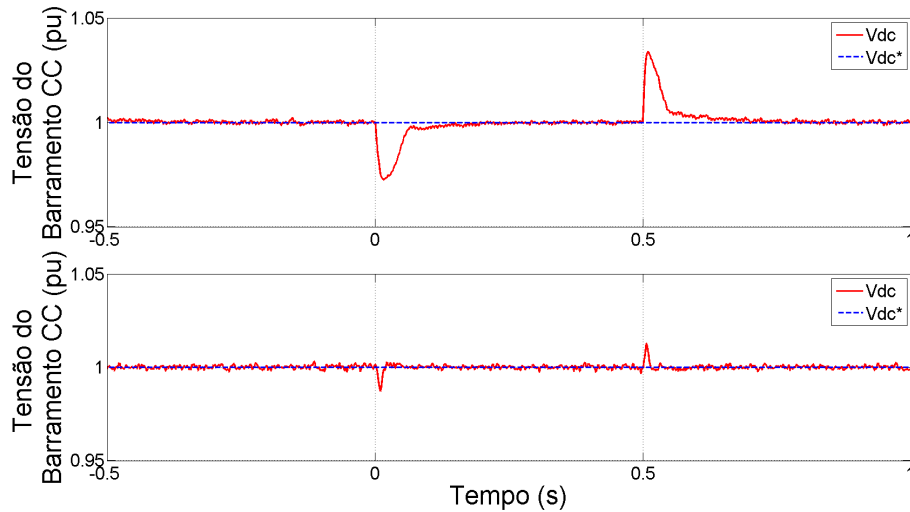


Figura 5.4: (a) Tensão do barramento CC com o controlador PI. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC.

As correntes trifásicas obtidas para o CLG são apresentadas na Figura 5.5. Tanto no caso do controlador PI mostrado na Figura 5.5a, quanto no caso do controlador IDA-PBC mostrado na Figura 5.5b, a corrente do CLG não sofre alteração durante o afundamento. Isso ocorre devido à boa isolamento que o barramento CC confere ao CLG. Dessa forma o PMSG praticamente não sofre os efeitos de perturbações na rede, não sendo observadas também oscilações mecânicas na máquina.

Nesta primeira simulação o conversor foi considerado como tendo uma capacidade ilimitada de corrente. Dessa forma, a corrente do CLR aumenta na mesma proporção que a tensão da rede diminui para que o fluxo de potência permaneça constante. No caso real, o conversor possui uma capacidade de corrente limitada pela corrente máxima de condução dos IGBT's e, portanto, nem sempre é possível que o conversor forneça toda a corrente necessária para manter a potência constante durante o afundamento.

Para analisar o comportamento do conversor para essa nova condição de operação, a simulação do afundamento equilibrado para 50% é novamente realizada. É considerado um limite de 150% de sobre-elevação da corrente,

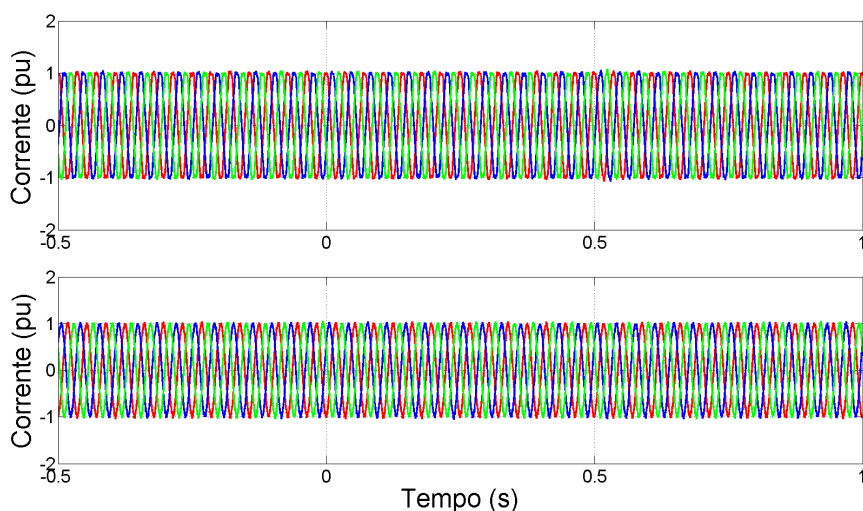


Figura 5.5: (a) Correntes trifásicas no CLG com o controlador PI. (b) Correntes trifásicas no CLG com o controlador IDA-PBC.

conforme indicado pelo fabricante em Semikron (2006). Para a proteção do barramento CC é utilizado o dispositivo chopper, descrito no capítulo 2. O controle deste dispositivo é realizado por histerese, sendo que ele é acionado quando a tensão do barramento CC ultrapassa 660V e é desligado quando a tensão cai abaixo de 640V. O conversor é desligado caso a tensão do barramento CC atinja 700V.

As correntes trifásicas do CLR durante um afundamento equilibrado para 50% são mostradas na Figura 5.6. Novamente, para os ajustes utilizados, o controlador IDA-PBC apresenta uma dinâmica mais rápida para a corrente ao ser comparado com o controlador PI.

Essa redução na capacidade de corrente do conversor, faz com que a potência transmitida à rede também seja reduzida durante o afundamento. A Figura 5.7 mostra que houve uma redução de 0,25pu na potência ativa fornecida à rede pelo conversor. Apesar da tensão variar instantaneamente, a variação da potência acompanha a dinâmica da corrente, e neste caso, o controlador IDA-PBC apresenta uma dinâmica sem oscilações no início do distúrbio e com um menor sobressinal durante a recuperação do afundamento, se comparado ao comportamento do controlador PI.

O comportamento da tensão do barramento CC também é alterado ao ser

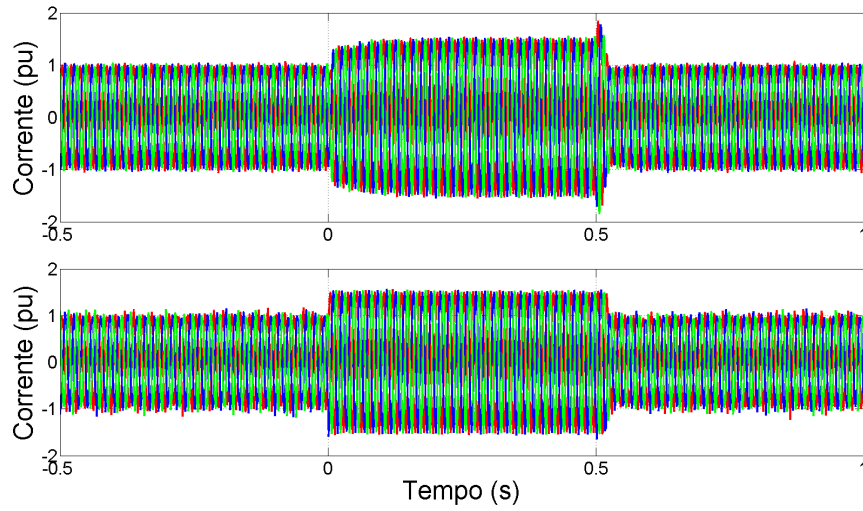


Figura 5.6: (a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.

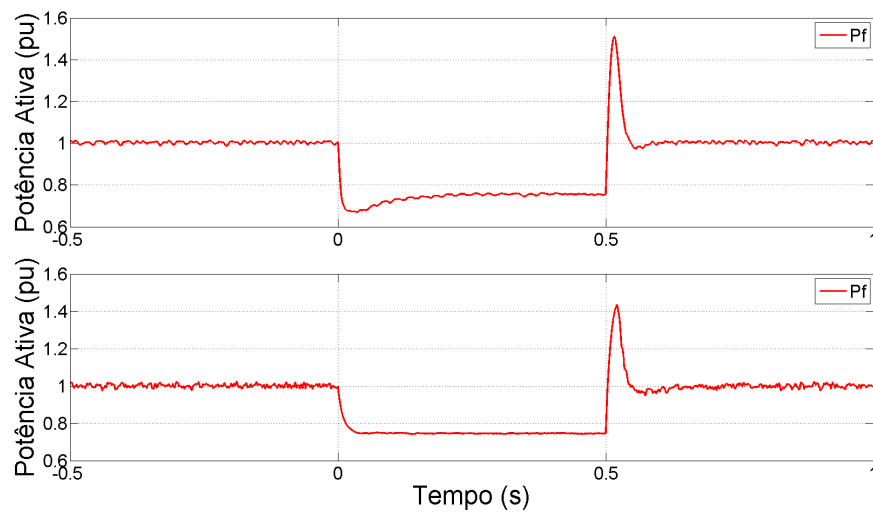


Figura 5.7: (a) Potência ativa no CLR com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Potência ativa no CLR com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.

considerada a capacidade de corrente do conversor. A limitação de corrente provoca um aumento na tensão, uma vez que a energia não transmitida à rede durante o afundamento é armazenada nos capacitores do barramento CC. Este comportamento é observado na Figura 5.8. Para evitar que a tensão alcance valores que resultem em danos ao conversor, o excesso de energia acumulado no capacitor é drenado para um resistor externo. Com isso, a tensão do barramento CC oscila entre os limites de histerese determinados para o controle do chopper. Observa-se que a recuperação da tensão ao final do afundamento é mais rápida no controlador PI. Essa recuperação depende do nível de saturação do controlador, e portanto, a utilização de uma estratégia *anti-windup* pode reduzir o transitório de recuperação da tensão.

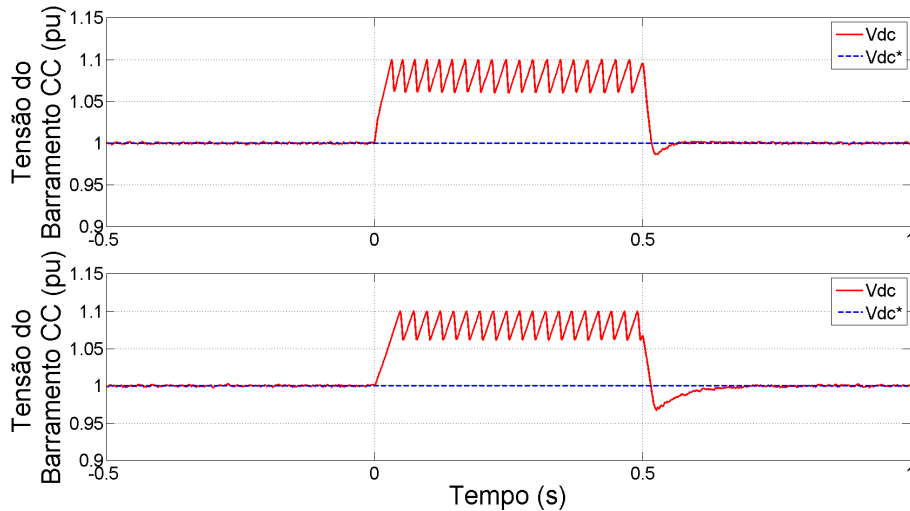


Figura 5.8: (a) Tensão do barramento CC com o controlador PI considerando o limite de corrente do conversor. (b) Tensão no barramento CC com o controlador IDA-PBC considerando o limite de corrente do conversor.

5.3 Afundamentos Desequilibrados

Na seção anterior foi analisado o comportamento do conversor quando as tensões das três fases variam igualmente. Nesta seção, a análise é estendida para o caso em que as tensões das fases variam de maneira diferente entre si. Novamente é realizada a análise teórica desse fenômeno e em seguida são

apresentados os resultados do conversor operando com o controlador PI e com o controlador IDA-PBC.

5.3.1 Análise teórica

Para a análise de eventos de afundamento desequilibrados é utilizada a teoria de componentes simétricas (F.WAGNER; EVANS, 1933). Ao contrário do que ocorre com os afundamentos equilibrados, nos quais existe apenas a parcela de sequência positiva da tensão, os afundamentos desequilibrados se caracterizam por conterem componentes de sequência positiva e de sequência negativa. Através da transformada de Fortescue (L.FORTESCUE, 1918), é possível obter as componentes de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero de um dado sistema trifásico. Esta transformação é dada por:

$$\begin{bmatrix} A_+ \\ A_- \\ A_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

onde $a = e^{j2\pi/3}$, A_a , A_b e A_c são variáveis trifásicas que podem representar as variáveis de tensão ou de corrente, A_+ é a componente de sequência positiva, A_- é a componente de sequência negativa e A_0 é a componente de sequência zero.

As variáveis de tensão e corrente da rede em referencial estacionário podem ser escritas em componentes simétricas por:

$$\begin{aligned} V_f &= V_{f0} + V_{f+}e^{j\omega_f t} + V_{f-}e^{-j\omega_f t}, \\ I_f &= I_{f0} + I_{f+}e^{j\omega_f t} + I_{f-}e^{-j\omega_f t}, \end{aligned} \quad (5.4)$$

onde V_{f0} , V_{f+} e V_{f-} são as componentes de sequência zero, positiva e negativa da tensão da rede, I_{f0} , I_{f+} e I_{f-} são as componentes de sequência zero, positiva e negativa da corrente e ω_f é a frequência angular da tensão da rede. Uma vez que o neutro não é conectado na ligação do conversor com a rede elétrica, não existirá a circulação da componente de sequência zero.

Decompondo (5.4) em coordenadas síncronas obtém-se:

$$\begin{aligned} V_f &= V_{f_{dq}^+} e^{j\omega_f t} + V_{f_{dq}^-} e^{-j\omega_f t}, \\ I_f &= I_{f_{dq}^+} e^{j\omega_f t} + I_{f_{dq}^-} e^{-j\omega_f t}. \end{aligned} \quad (5.5)$$

A potência instantânea que flui do conversor para a rede elétrica é dada por:

$$S_f = \frac{3}{2} \vec{v}_f \vec{i}_f^{\bullet}, \quad (5.6)$$

onde o sobrescrito \bullet representa o complexo conjugado. Substituindo (5.5) em (5.6) obtém-se a potência complexa instantânea (HU; HE, 2008), definida em função das componentes de sequência positiva e negativa da tensão e da corrente em coordenadas síncronas:

$$\begin{aligned} P_f(t) &= \Re\{S_f\} = P_{f_0} + P_{f_{cos}} \cos(2\omega_f t) + P_{f_{sin}} \sin(2\omega_f t), \\ Q_f(t) &= \Im\{S_f\} = Q_{f_0} + Q_{f_{cos}} \cos(2\omega_f t) + Q_{f_{sin}} \sin(2\omega_f t), \end{aligned} \quad (5.7)$$

onde:

$$\begin{bmatrix} P_{f_0} \\ P_{f_{cos}} \\ P_{f_{sin}} \\ Q_{f_0} \\ Q_{f_{cos}} \\ Q_{f_{sin}} \end{bmatrix} = -\frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_{f_d^+} & V_{f_q^+} & V_{f_d^-} & V_{f_q^-} \\ V_{f_d^-} & V_{f_q^-} & V_{f_d^+} & V_{f_q^+} \\ V_{f_q^-} & -V_{f_d^-} & -V_{f_q^+} & V_{f_d^+} \\ V_{f_q^+} & -V_{f_d^+} & V_{f_q^-} & -V_{f_d^-} \\ V_{f_d^-} & -V_{f_q^-} & V_{f_d^+} & -V_{f_q^+} \\ -V_{f_d^-} & -V_{f_q^-} & V_{f_d^+} & V_{f_q^+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f_d^+} \\ I_{f_q^+} \\ I_{f_d^-} \\ V_{f_q^-} \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

O sobrescrito $+$ indica o referencial positivo $e^{j\omega_f t}$ e $-$ indica o referencial negativo $e^{-j\omega_f t}$.

Verifica-se que durante um afundamento desequilibrado ocorre o aparecimento de componentes de sequência negativa na tensão e na corrente. Essas componentes propiciam o surgimento de duas parcelas oscilatórias, com o dobro da frequência da rede, na potência que flui do conversor para a rede elétrica. Assim como no afundamento equilibrado, uma redução na tensão da rede acarreta em um aumento na corrente, com o objetivo de manter a potência constante. Porém, no caso dos afundamentos desequilibrados, esse aumento se verifica na componente média da corrente.

Nas Figuras 5.9 e 5.10 são mostrados exemplos de afundamentos fase-neutro para 50% na fase A e fase-fase para 50% entre as fases A e B respectivamente. Nos dois casos os afundamentos ocorrem no tempo $t = 0s$ e têm duração de 500ms.

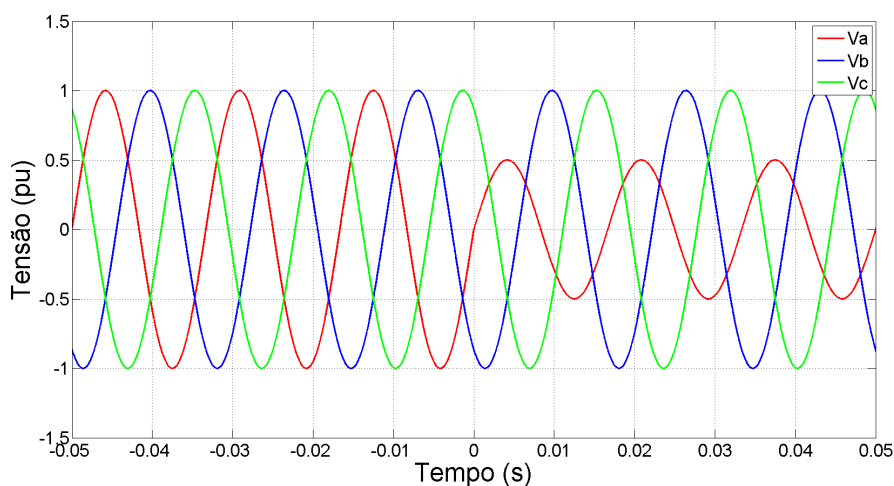


Figura 5.9: Exemplo de afundamento equilibrado fase-neutro para 50%.

Durante um afundamento desequilibrado é importante que a PLL consiga estimar corretamente o ângulo da rede, mesmo com a presença da componente de sequência negativa na tensão da rede. Neste trabalho é utilizada a DSRF-PLL, apresentada na seção 3.2. Esta PLL realiza a separação das componentes de sequência positiva e negativa, o que permite estimar o ângulo da rede a partir apenas da componente de sequência positiva da tensão. Na Figura 5.11 são apresentados resultados experimentais da tensão da rede durante um afundamento fase-fase para 50%. A Figura 5.11a apresentada a tensão de eixo direto obtida pela DSRF-PLL e a Figura 5.11b a tensão de eixo direto obtida diretamente pela transformação dq da tensão da rede. Como visto, a DSRF-PLL permite a obtenção apenas da sequência positiva da tensão de eixo direto, eliminando a componente oscilatória.

5.3.2 Resultados de simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do sistema de geração operando durante afundamentos desequilibrados de tensão. São re-

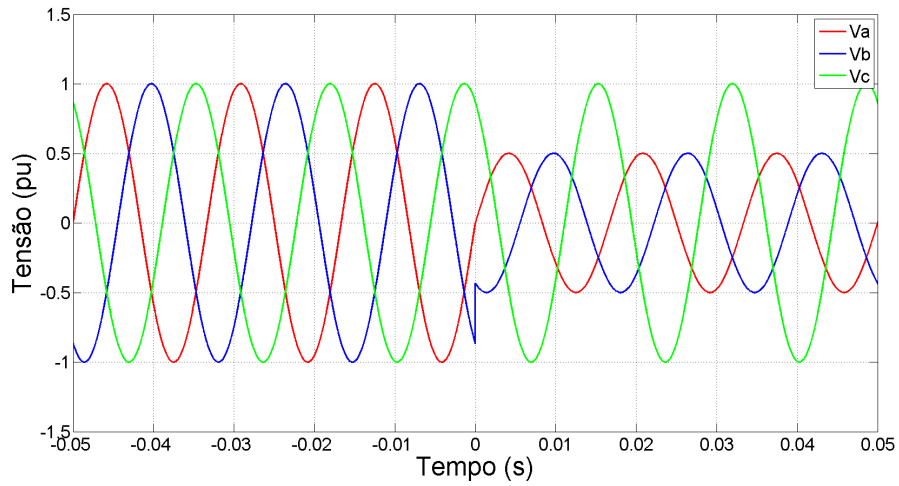


Figura 5.10: Exemplo de afundamento equilibrado fase-fase para 50%.

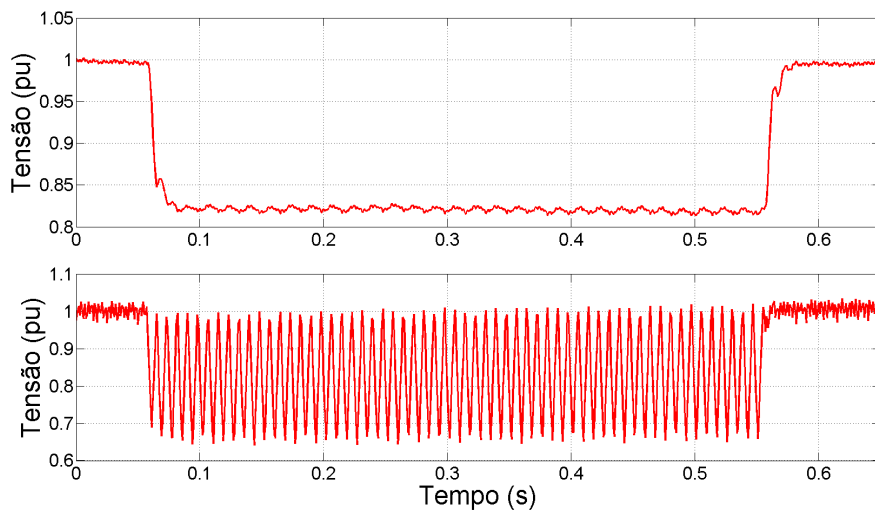


Figura 5.11: (a) Tensão de eixo direto obtida pela DSRF-PLL. (b) Tensão de eixo direto obtida diretamente pela transformação dq da tensão da rede.

alizados testes de afundamentos fase-neutro e fase-fase para 50%. Nestes casos não são considerados os limites de corrente do conversor e de tensão do barramento CC, uma vez que o objetivo é verificar a excursão máxima das variáveis do conversor.

O comportamento das correntes trifásicas do CLR durante um afundamento fase-neutro para 50% é mostrado na Figura 5.12. Para o controlador PI, mostrado na Figura 5.12a, é observado o desequilíbrio entre as correntes trifásicas durante o afundamento. Enquanto duas fases apresentam um aumento significativo da corrente, alcançando valores próximos a 1,8pu, a terceira fase apresenta uma redução em sua amplitude. Para o controlador IDA-PBC, mostrado na Figura 5.12b, também é observado um aumento na amplitude de duas fases, porém, uma fase alcança valores próximos a 1,8pu, a segunda valores próximos 1,4pu e a terceira se mantém praticamente constante. Em ambos os casos, assim que o afundamento termina, a circulação de corrente de segundo harmônico é interrompida e as correntes voltam aos seus valores nominais.

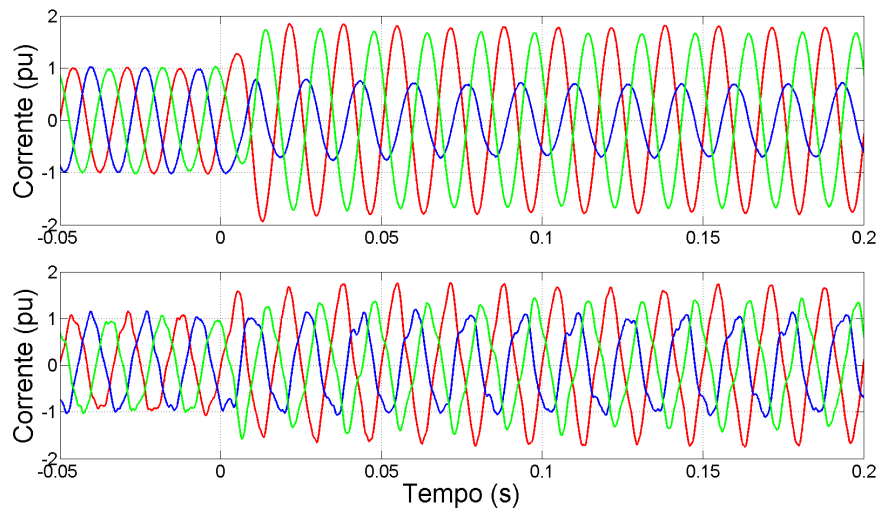


Figura 5.12: (a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.

Durante afundamentos desequilibrados apenas a componente de sequência positiva da corrente é controlada. Dessa forma, a componente de sequência negativa circula pelo conversor sem nenhum controle. A Figura 5.13 apre-

senta o comportamento da componente de eixo direto da corrente do CLR. É observado um aumento no valor médio da corrente para 1,3 pu. Isto ocorre para que a potência fornecida à rede seja mantida constante. Na Figura 5.13a é apresentada a corrente obtida com o controlador PI. É observado que a corrente medida segue corretamente sua referência e possui uma componente de segundo harmônico sobreposta que alcança picos de 2 pu. A corrente de referência também apresenta uma pequena oscilação devido à oscilação presente no barramento CC. Como mostrado no Capítulo 3, o controlador PI possui uma faixa de passagem limitada para a malha de corrente. Esta malha é ajustada para uma faixa de passagem de 94Hz. Dessa forma, o controlador não responde bem à componente de 120Hz. O comportamento da corrente obtida para o controlador IDA-PBC é apresentado na Figura 5.13b. Assim como para o controlador PI, a corrente média sofre um aumento para manter a potência fornecida à rede constante. Uma diferença importante observada é que a referência de corrente do controlador IDA-PBC apresenta uma componente de segundo harmônico. Essa componente surge naturalmente uma vez que todo o modelo físico do conversor é considerado para a obtenção da corrente de referência. É observado, ainda, um erro em regime permanente na corrente de eixo d do controlador IDA-PBC. Como o objetivo do controle é regular a potência e a tensão do barramento CC, e como não é utilizada uma ação integral diretamente sobre esta componente da corrente, este erro pode ocorrer. Porém, contanto que o objetivo do controle seja alcançado, não é observada uma diferença tão significativa entre a corrente de referência e a corrente medida.

Como mostrado em (5.7) a potência fornecida à rede durante o afundamento desequilibrado possui uma componente oscilante devido às componentes de sequência negativa da corrente e da tensão da rede. A Figura 5.14 apresenta o comportamento da potência ativa fornecida à rede durante o afundamento. A potência obtida com o controlador PI, mostrada na Figura 5.14a, apresenta um sobressinal de 0,16 pu, enquanto a potência obtida com o controlador IDA-PBC, mostrada na Figura 5.14b, apresenta um sobressinal de 0,07 pu. Um comportamento semelhante é observado ao final do afundamento, onde o controlador PI propicia um sobressinal maior e uma recuperação mais lenta. Essa diferença aparece em função da diferença de comportamento das correntes nos dois controladores, como mostrado na Figura 5.12. Em ambos os casos, a componente de sequência negativa causa

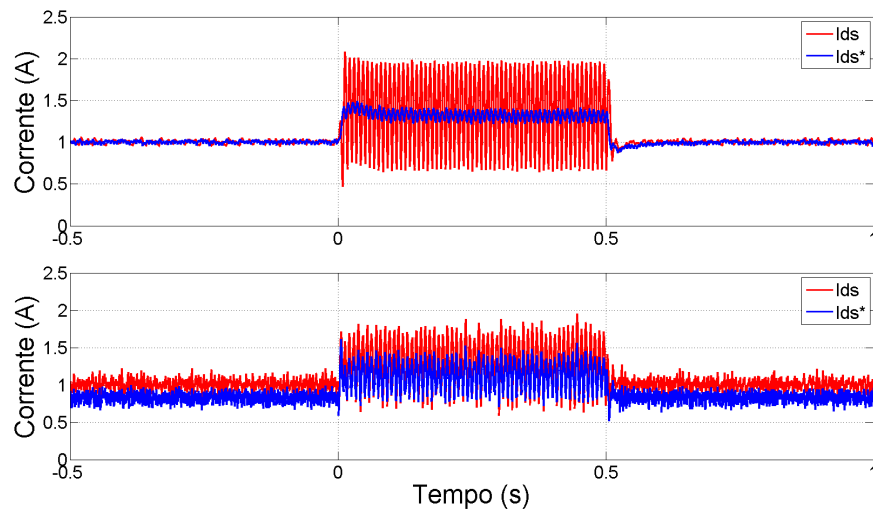


Figura 5.13: (a) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.

uma oscilação de potência em torno do valor médio e é observada uma pequena redução na potência média.

O comportamento da tensão do barramento CC durante o afundamento é mostrado na Figura 5.15. A tensão obtida com o controlador PI é mostrada na Figura 5.15a e com o controlador IDA-PBC na Figura 5.15b. Em ambos os casos é observada uma pequena componente oscilatória de aproximadamente 0,005 pu na tensão. Essa oscilação é reflexo da oscilação na potência transmitida à rede. A tensão com o controlador PI apresenta um pico mais acentuado no início e ao final do afundamento se comparada à obtida com o controlador IDA-PBC.

Assim como no caso equilibrado, não são observadas variações nas grandezas do CLG, como pode ser visto na Figura 5.16, que apresenta as correntes trifásicas do CLG durante o afundamento fase-neutro para 50%. Isto demonstra mais uma vez a boa isolamento que o barramento CC confere entre os dois lados do conversor.

O comportamento do conversor durante um afundamento fase-fase é muito parecido ao observado para o caso fase-neutro analisado anteriormente.

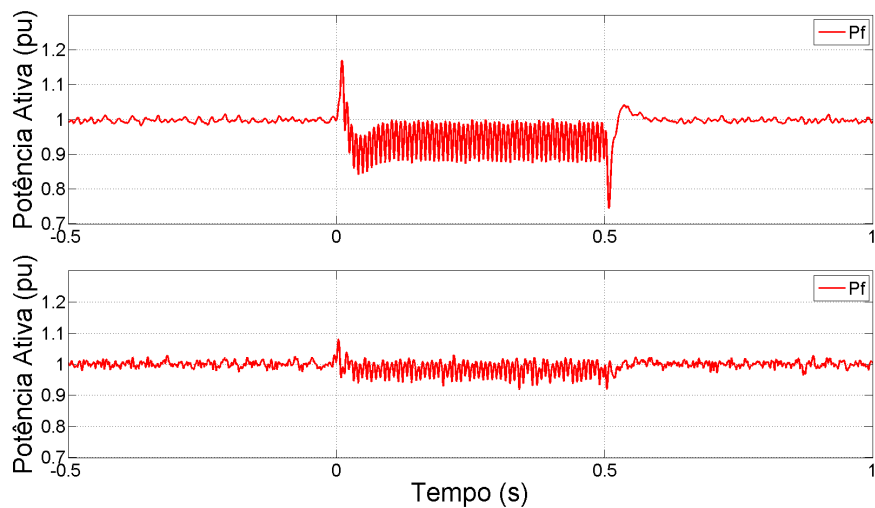


Figura 5.14: (a) Potência Ativa no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Potência ativa no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.

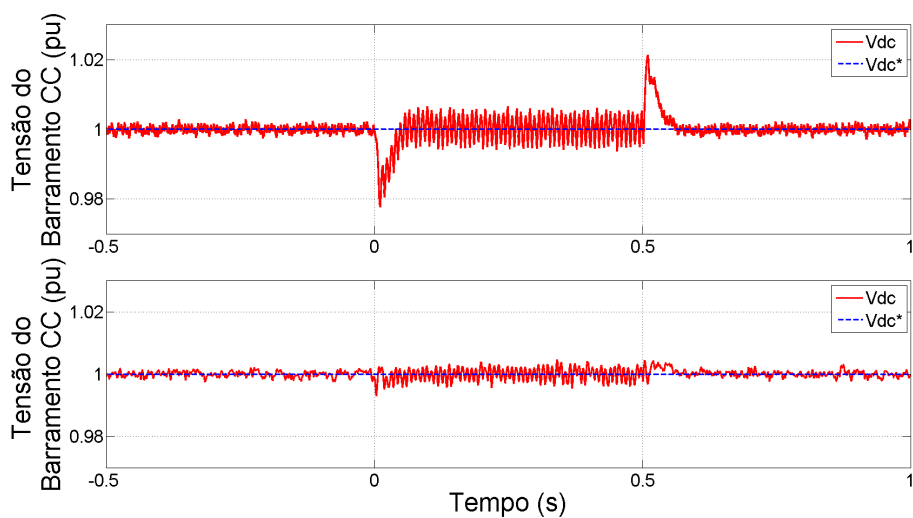


Figura 5.15: (a) Tensão do barramento CC com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.

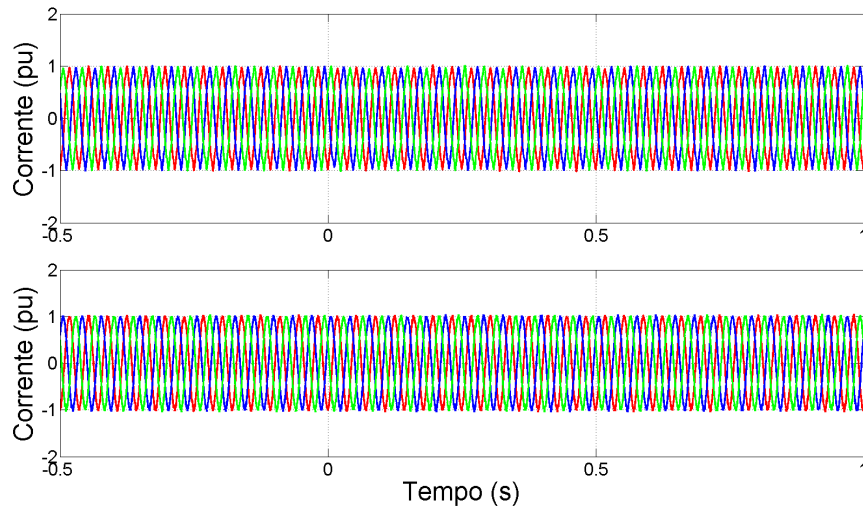


Figura 5.16: (a) Correntes trifásicas no CLG com o controlador PI durante afundamento fase-neutro para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLG com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-neutro para 50%.

A principal diferença é que nesse caso, para a mesma severidade do afundamento, o nível de desequilíbrio é maior. Com isso a capacidade de transmissão de potência para a rede é reduzida e assim a amplitude das correntes durante o afundamento é maior. A Figura 5.17 apresenta as correntes trifásicas obtidas durante um afundamento fase-fase para 50%. Tanto no caso do controlador PI quanto para o controlador IDA-PBC são observadas amplitudes mais elevadas nas correntes se comparadas ao caso fase-neutro mostrado na Figura 5.12. Enquanto o afundamento fase-neutro para 50% propicia um aumento de 0,3pu no valor médio da corrente, o afundamento fase-fase para 50% propicia um aumento para 0,6pu, como mostrado na Figura 5.18.

O comportamento da tensão do barramento CC durante o afundamento é mostrado na Figura 5.19. Novamente é observado um melhor comportamento transitório da tensão obtida pelo controlador IDA-PBC em comparação à tensão obtida com o controlador PI.

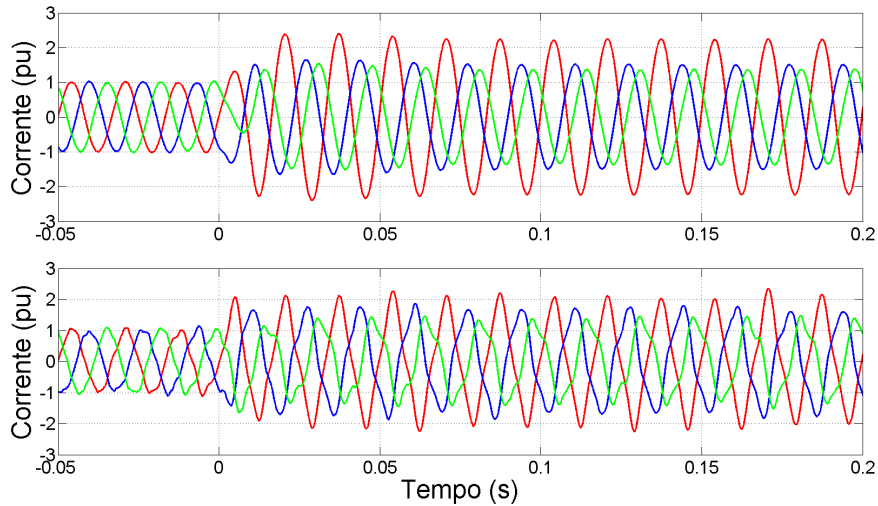


Figura 5.17: (a) Correntes trifásicas no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Correntes trifásicas no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.

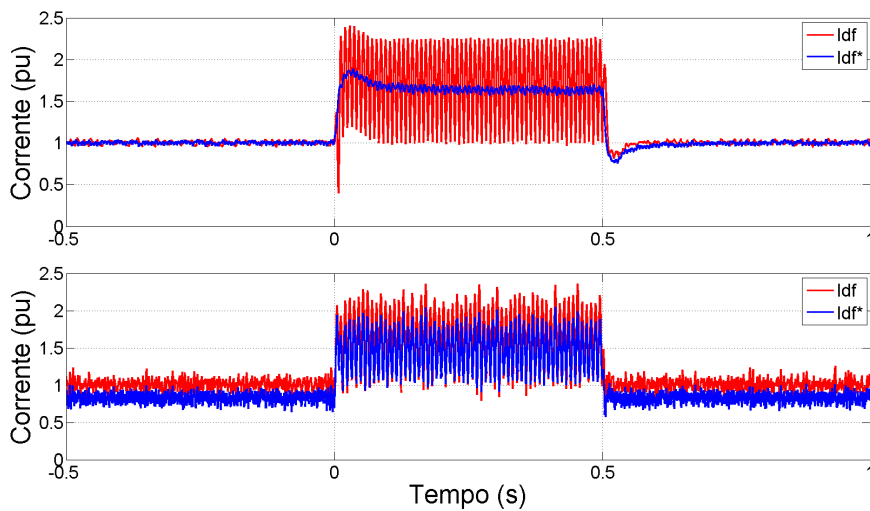


Figura 5.18: (a) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Correntes de eixo direto no CLR com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.

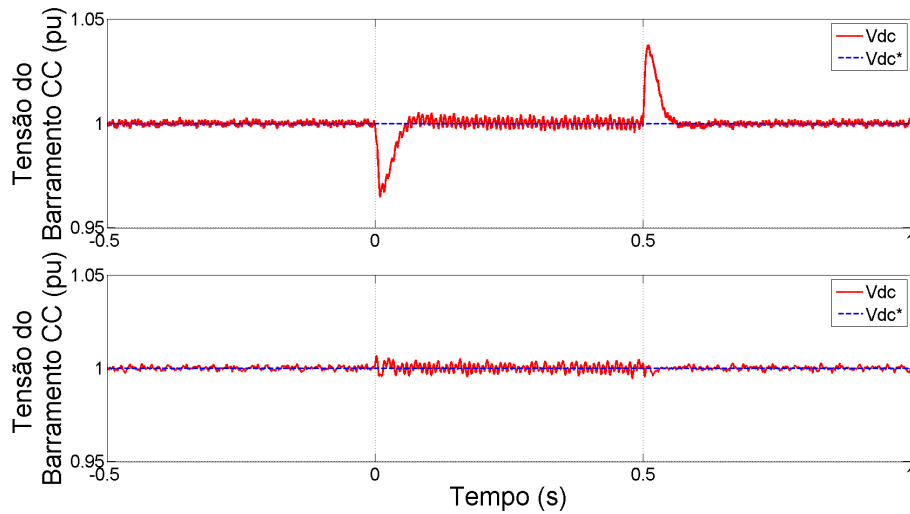


Figura 5.19: (a) Tensão do barramento CC com o controlador PI durante afundamento fase-fase para 50%. (b) Tensão do barramento CC com o controlador IDA-PBC durante afundamento fase-fase para 50%.

5.3.3 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais do comportamento do conversor durante afundamentos desequilibrados de tensão. São realizados testes no conversor operando entre 20% e 90% da potência nominal utilizando o controlador PI. Para realização dos testes, o conversor é ligado como mostrado na Figura 3.29, o que permite a circulação de potência nominal e o fluxo bidirecional de potência. Os testes são realizados conforme especificado em IEC (2008). O objetivo é analisar o comportamento do conversor durante os afundamentos desequilibrados e verificar seus limites de suportabilidade.

Para gerar os afundamento desequilibrados é utilizado o equipamento denominado Industrial Power Corruptor (IPC) fabricado pela Power Standard Labs modelo IPC-480V-100A, mostrado na Figura 5.20.

Este equipamento consiste de um transformador trifásico com taps chaveados por IGBT's, o que permite uma rápida variação da tensão de saída. É possível realizar distúrbios entre fase-neutro e fase-fase com amplitudes de 0% a 125% e com duração de 1ciclo a 30s. É possível ainda escolher o instante em que o distúrbio ocorre, sendo que $\theta = 0$ representa o instante



Figura 5.20: Imagem do Industrial Power Corruptor.

em que a tensão da fase A passa por zero e $\theta = 90^\circ$ representa o instante em que a tensão da fase A passa por seu máximo. Nos testes realizados é considerado o ângulo $\theta = 0$ como o instante inicial do afundamento.

A seguir são apresentados os resultados de um afundamento fase-neutro para 50% com duração de 500ms com o conversor operando a 20% de sua potência nominal. A Figura 5.21 apresenta o comportamento das correntes trifásicas do CLR durante o afundamento. O comportamento desequilibrado das correntes pode ser observado assim como a presença de um elevado pico de corrente no início do afundamento.

A Figura 5.22 apresenta o comportamento da componente de eixo direto da corrente do CLR durante o afundamento. É observada a presença de uma elevada parcela de sequência negativa sobreposta à corrente fundamental. Como mostrado anteriormente, durante o afundamento desequilibrado apenas a componente média da corrente é controlada, dessa forma, a componente média sofre um aumento para que a potência seja mantida constante. Ao fim do afundamento a corrente apresenta uma recuperação lenta até seu valor nominal, esse comportamento se deve à dinâmica lenta da malha de tensão do barramento CC.

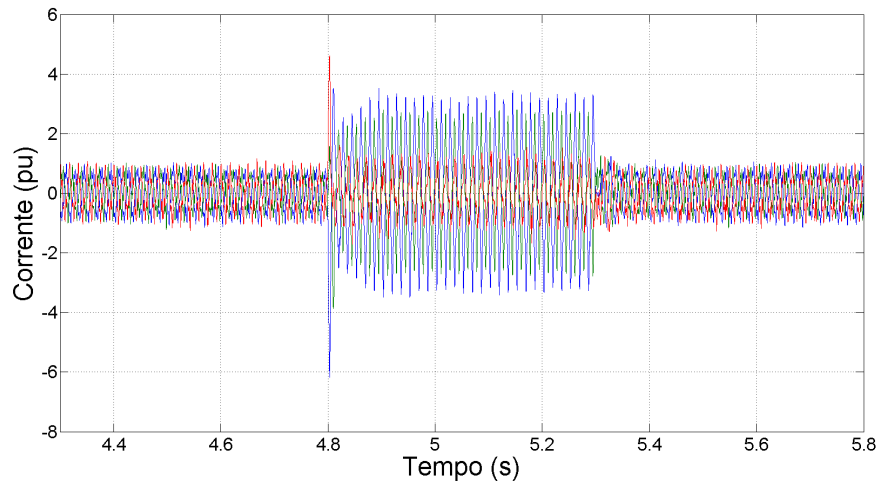


Figura 5.21: Resultado experimental das correntes trifásicas do CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.

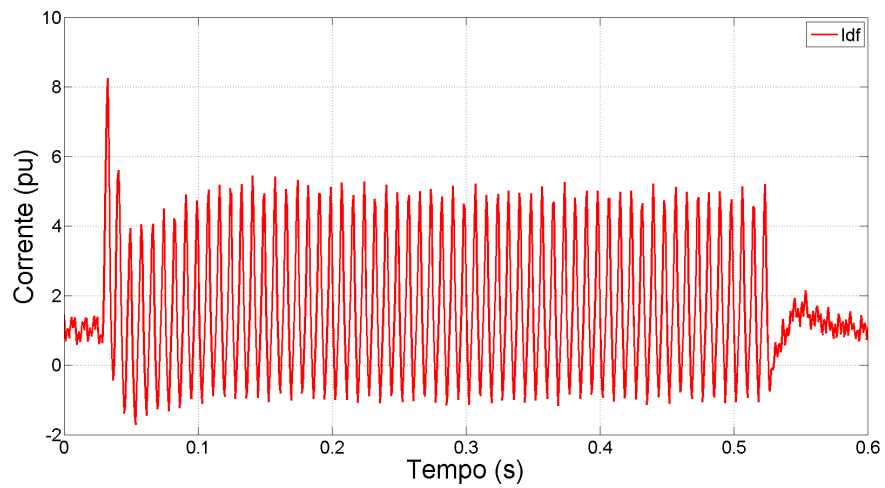


Figura 5.22: Resultado experimental da corrente de eixo direto do CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.

O comportamento oscilatório da potência durante o afundamento desequilibrado pode ser observado na Figura 5.23. Apesar da componente de sequência negativa, a potência média permanece constante durante o afundamento. É observado ainda um pico de potência no início do afundamento que ocorre devido ao comportamento da corrente, como mostrado na Figura 5.22.

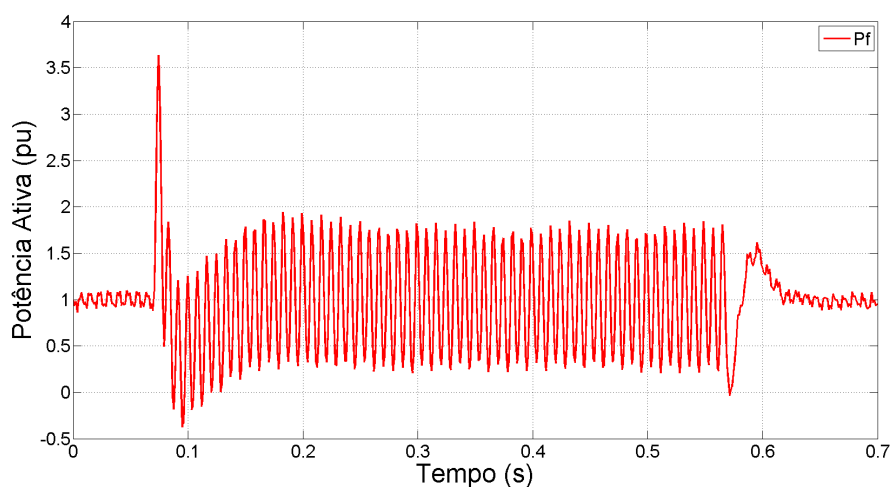


Figura 5.23: Resultado experimental da potência ativa no CLR durante o afundamento fase-neutro para 50%.

O comportamento da tensão do barramento CC do durante o afundamento é apresentado na Figura 5.24. No início do afundamento a tensão sofre uma redução que é compensada pela ação integral do controlador PI da malha de tensão. Novamente é observada uma pequena componente oscilante na tensão.

O comportamento do conversor operando a 20% de sua potência nominal durante um afundamento fase-fase para 50% é apresentado a seguir. A Figura 5.25 apresenta o comportamento das correntes trifásicas no CLR. Pode-se observar que o comportamento do conversor durante o afundamento é similar ao caso fase-neutro, porém com amplitudes maiores devido ao maior grau de severidade do afundamento.

A tensão do barramento CC durante o afundamento fase-fase é apresentada na Figura 5.26. O comportamento da tensão se mostra muito próximo ao caso simulado, apresentando um sobressinal de 3%. A recuperação da

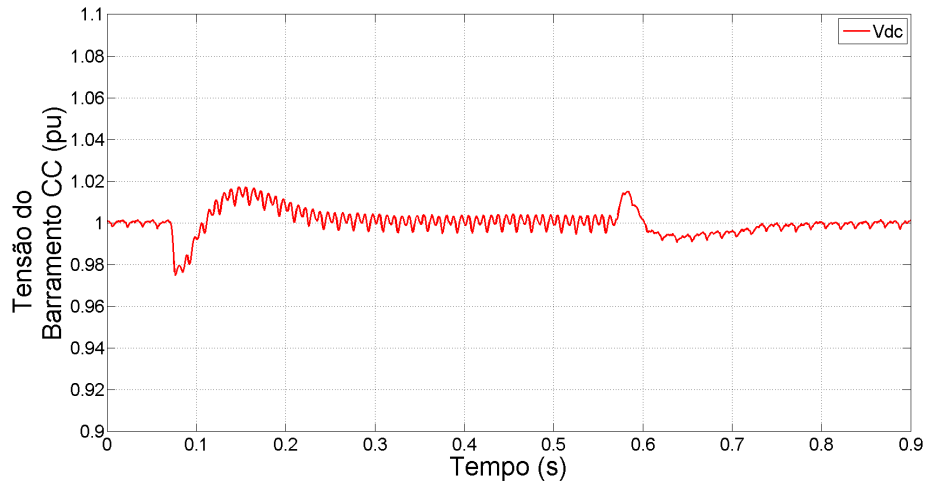


Figura 5.24: Resultado experimental da tensão do barramento CC durante o afundamento fase-neutro para 50%.

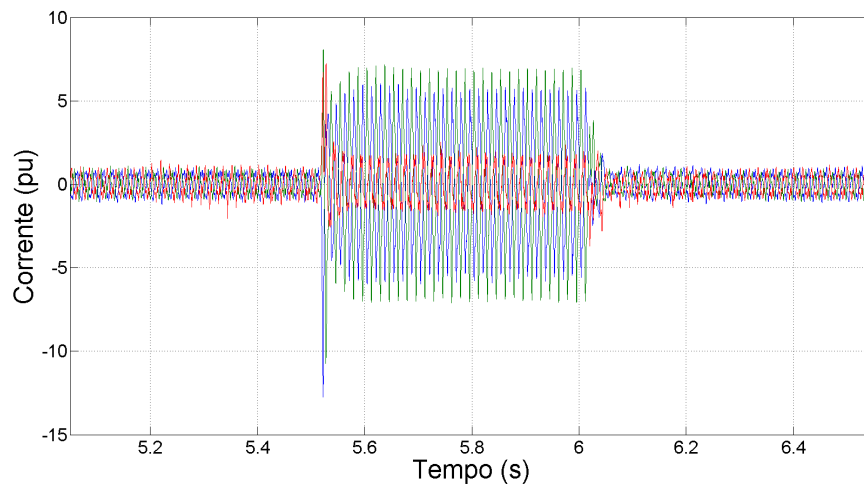


Figura 5.25: Resultado experimental das correntes trifásicas do CLR durante o afundamento fase-fase para 50%.

tensão ao fim do afundamento é lenta, este comportamento é causado pela dinâmica limitada da malha de controle do barramento CC. Uma recuperação mais rápida pode ser obtida aumentando-se a faixa de passagem do controlador.

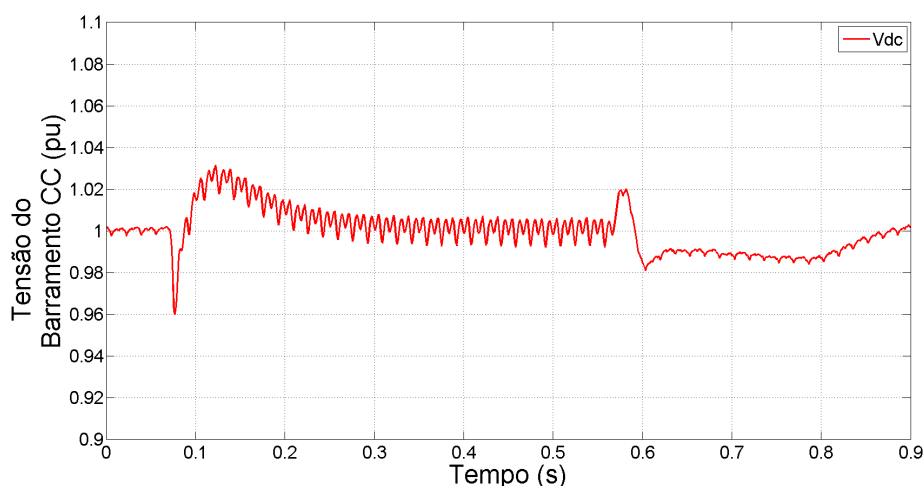


Figura 5.26: Resultado experimental da tensão do barramento CC durante o afundamento fase-fase para 50%.

Em todos os testes realizados é observado um elevado pico de corrente no início do afundamento. Este pico pode ser atribuído ao transitório observado na PLL. Com isso surge uma diferença significativa entre as amplitudes da tensão na rede e da tensão sintetizada pelo conversor no instante inicial do afundamento, o que propicia a circulação de uma corrente elevada. Na Figura 5.27 pode ser observada a oscilação transitória na tensão medida pela PLL no início do afundamento. Além disso, a PLL apresenta um atraso de aproximadamente 0,02s em sua resposta. Esse pico de corrente se mostra bastante crítico, especialmente quando o conversor opera com potências mais elevadas. Nestes casos, o pico da corrente alcança valores tão elevados que provocam a atuação da proteção de sobrecorrente do conversor. Esse comportamento é o principal responsável pela redução na capacidade de suportabilidade do conversor a afundamentos de tensão.

Por fim são apresentados os limites de suportabilidade obtidos para o conversor operando com o controlador PI em referencial síncrono. Para o conversor operando a 90% de sua potência nominal são suportados afunda-

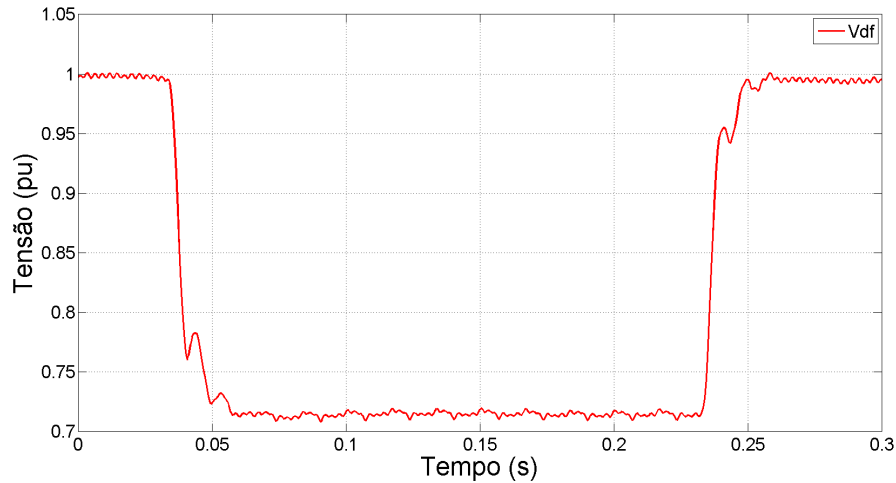


Figura 5.27: Resultado experimental da tensão de eixo d de sequência positiva obtida pela PLL.

mentos fase-neutro para até 75% e afundamentos fase-fase para até 82,5%, e para o conversor operando a 20% de sua potência nominal são suportados afundamentos fase-neutro para até 12,5% e afundamentos fase-fase para até 47,5%. Ao considerar o sentido inverso de fluxo de potência, ou seja, com o CLR operando como retificador são obtidos limites maiores de suportabilidade. Para o conversor operando a 90% de sua potência nominal são suportados afundamentos fase-neutro para até 10% e afundamentos fase-fase para até 40%, e para o conversor operando a 20% de sua potência nominal são suportados afundamentos fase-neutro para até 0% e afundamentos fase-fase para até 32,5% de tensão remanescente. Esses resultados são resumidos na Tabela 5.2. É verificado, portanto, que apenas o controle da componente de sequência positiva da corrente durante o afundamento desequilibrado não permite que o sistema atenda aos requisitos de suportabilidade apresentados em ONS (2008b). Cabe ressaltar que, em todos os casos, a proteção do conversor atua devido ao pico de corrente descrito anteriormente. Portanto a eliminação desse pico pode ocasionar um aumento na capacidade do conversor de suportar afundamentos de tensão.

Tabela 5.2: Limites de suportabilidade para o conversor operando com o controlador PI.

Conversor Operando a 90% de sua Potência Nominal

Caso	Tensão remanescente durante o afundamento considerando o fluxo direto de potência	Tensão remanescente durante o afundamento considerando o fluxo inverso de potência
fase-neutro	75%	10%
fase-fase	82,5%	40%

Conversor Operando a 20% de sua Potência Nominal

Caso	Tensão remanescente durante o afundamento considerando o fluxo direto de potência	Tensão remanescente durante o afundamento considerando o fluxo inverso de potência
fase-neutro	12,5%	0%
fase-fase	47,5%	32,5%

5.4 Considerações Finais

Neste capítulo foi analisado o comportamento do conversor eletrônico durante afundamentos equilibrados e desequilibrados de tensão. Foram apresentados e comparados os resultados simulados obtidos para o sistema operando com o controlador PI em referencial síncrono e com o controlador IDA-PBC.

A respeito dos afundamentos equilibrados, o principal problema observado é o valor elevado que a corrente pode alcançar. Neste caso, a corrente do CLR aumenta com o objetivo de manter a potência que flui para a rede constante. Para analisar esse comportamento, primeiramente foi realizada a simulação do sistema de geração sem considerar o limite de corrente do conversor. O objetivo era analisar a excursão máxima das variáveis. Em seguida, a mesma simulação foi realizada considerando os limites de saturação do conversor. Ao limitar a capacidade de corrente do conversor, observou-se o acúmulo da energia não transmitida à rede nos capacitores do barramento CC, causando um aumento na tensão do barramento. O excesso de energia acumulado no capacitor é drenado para um resistor externo através do circuito do chopper, controlando a elevação de tensão. A utilização do chopper

se mostrou eficiente para melhorar a suportabilidade do conversor durante os afundamentos equilibrados. Ao comparar os resultados obtidos para controlador PI e para o controlador IDA-PBC é observado um comportamento similar na operação do conversor. Porém, de uma maneira geral, o controlador IDA-PBC apresenta uma dinâmica mais rápida e com menores sobressinais, especialmente para a tensão do barramento CC.

Nos afundamentos desequilibrados, o grande problema observado é o surgimento das componentes de sequência negativa na tensão e na corrente. Conforme mostrado, apenas a componente média da corrente é controlada durante o afundamento. Dessa forma, a componente de sequência negativa da corrente circula sem nenhum controle pelo conversor. Esta corrente oscilante pode alcançar valores elevados causando a atuação de proteções do conversor e reduzindo sua capacidade de suportabilidade a afundamentos. Analisando os resultados obtidos para as duas estratégias de controle, verifica-se que ambas se mostram susceptíveis à circulação da corrente de sequência negativa. Novamente o controlador IDA-PBC apresentou uma dinâmica mais rápida e com menores sobressinais ao ser comparado com o controlador PI. Para a melhoria da suportabilidade do conversor frente a afundamentos desequilibrados é necessário que alguma estratégia de controle da componente de sequência negativa da corrente seja adotada.

Para o sistema operando com o controlador PI, uma primeira alternativa seria aumentar a faixa de passagem do controlador da malha de corrente. Porém, essa alternativa provoca um aumento no nível de ruído na corrente, comprometendo a qualidade do sinal, sendo portanto pouco recomendada. Uma solução mais interessante é a utilização de duas estruturas de controle similares, uma para a componente de sequência positiva e outra para a componente de sequência negativa da corrente, como mostrado em Xu (2008), Bellmunt et al. (2008). Outra alternativa é a utilização de uma parcela ressonante em paralelo com o controlador PI, como mostrado em Hu et al. (2009). O controlador ressonante é sintonizado no segundo harmônico e sua implementação é similar à do controlador ressonante sintonizado no quinto harmônico apresentado na Seção 3.9.

Para o sistema operando com o controlador IDA-PBC, o controle da componente de sequência negativa pode ser obtido ao considerar a dinâmica da componente negativa da tensão e da corrente na estrutura Hamiltoniana

do sistema. A inclusão de uma ação ressonante na lei de controle, de modo semelhante ao que foi feito para a ação integral apresentada na Seção 4.3.2, é outra possibilidade para a melhoria da resposta do controlador. Em ambos os casos é necessário um estudo mais detalhado para verificar se as propriedades Hamiltonianas do sistema são mantidas.

Outras estratégias de controle da corrente de sequência negativa são mostradas em trabalhos como Ottersten et al. (2004), Rodríguez et al. (2007), Belloni et al. (2012). A escolha da estratégia mais adequada requer um estudo mais aprofundado e certamente consta entre as propostas de trabalhos futuros.

Conclusões e Propostas de Continuidade

6.1 Conclusões

Neste trabalho foi apresentada a modelagem e o controle de um protótipo de sistema de geração de energia eólica composto por um gerador síncrono a imãs permanentes e um conversor eletrônico regenerativo para a interligação do gerador à rede elétrica. O trabalho buscou contribuir para um melhor entendimento do funcionamento do conversor eletrônico e das técnicas de controle utilizadas. A modelagem matemática detalhada das duas diferentes técnicas de controle foi apresentada, assim como os resultados de simulação e experimentais. A primeira é a técnica de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono, e a segunda é a técnica de controle baseada em passividade IDA-PBC.

Como primeira contribuição importante deste trabalho, destaca-se a montagem da bancada experimental, que permite que novos estudos sejam realizados.

6.1.1 Projeto dos controladores

O controlador PI em referencial síncrono se mostrou eficaz para o controle do sistema de geração. Por ser a estratégia mais empregada para o

controle de conversores eletrônicos regenerativos, como o estudado neste trabalho, os resultados obtidos servem como uma boa base de comparação para o controlador IDA-PBC.

Apesar de possuir uma modelagem matemática aparentemente mais complexa, o controlador IDA-PBC resulta em uma lei de controle simples. Este controlador permitiu a obtenção de respostas dinâmicas rápidas e com pequenos sobressinais, ao ser avaliado perante perturbações de carga e afundamentos de tensão na rede, se comparado ao controlador PI.

Foi observada a influência da distorção harmônica da tensão da rede elétrica no ponto de conexão com o conversor eletrônico em seu funcionamento. A distorção de tensão ocasionou uma distorção nas correntes trifásicas que fluem pelo CLR, com o surgimento de uma componente de 5^o harmônico significativa. Neste caso, a utilização de um controlador ressonante se mostrou eficaz para a redução do conteúdo harmônico da corrente.

6.1.2 Suportabilidade do conversor a afundamentos de tensão

A melhoria da suportabilidade do conversor a eventos de afundamentos de tensão pode ser considerada um dos principais desafios técnicos enfrentados no desenvolvimento de sistemas de geração eólica. Este trabalho buscou analisar o comportamento do conversor durante eventos de afundamentos equilibrados e desequilibrados. Através de simulações e resultados experimentais foi observado que o comportamento do conversor é dependente da dinâmica da tensão do barramento CC e da resposta do controle.

Nos afundamentos equilibrados, o principal problema são os valores elevados que a corrente pode alcançar. Neste caso, a utilização do chopper se mostrou eficaz para melhorar a suportabilidade do conversor a estes distúrbios.

Nos afundamentos desequilibrados o principal problema é o surgimento das componentes de sequência negativa na tensão e na corrente. Conforme mostrado, apenas a componente média da corrente é controlada durante o afundamento. Em afundamentos mais severos, a corrente atinge valores elevados causando a atuação das proteções do conversor. Para a melhoria da

suportabilidade do conversor frente a afundamentos desequilibrados é necessário que alguma estratégia de controle da componente de sequência negativa da corrente seja adotada.

Ao comparar os resultados obtidos para o controlador PI e para o controlador IDA-PBC foi observado um comportamento similar na operação do conversor. Porém, de uma maneira geral, o controlador IDA-PBC apresentou uma dinâmica mais rápida e com menores sobressinais em relação ao controlador PI.

A correta medição da tensão da rede para estimação do ângulo de orientação do controle também se mostrou um fator determinante para a garantia da suportabilidade do conversor, especialmente durante afundamentos desequilibrados.

Os resultados obtidos indicam que apenas o controle da componente de sequência positiva não é suficiente para que os requisitos de suportabilidade a afundamentos de tensão sejam atingidos.

6.2 Propostas de Continuidade

Dentre as diversas possibilidades de continuidade desse trabalho, pode-se citar:

- A primeira sugestão é a obtenção de resultados experimentais para o sistema operando com o PMSG de 10kW, o que permite uma melhor comparação entre os resultados de simulação e os resultados experimentais.
- Com relação aos testes de afundamento de tensão, é interessante a obtenção de resultados experimentais para o conversor operando com o controlador IDA-PBC, assim como a obtenção de resultados experimentais para o conversor operando com o controlador PI em referencial síncrono durante afundamentos equilibrados.
- O estudo e implementação de estratégias de controle da componente de sequência negativa da corrente durante afundamentos desequilibrados

de tensão. Esta proposta é imprescindível para a melhoria da suportabilidade do conversor. Este estudo é necessário para as duas estratégias de controle abordadas nesse trabalho.

- Uma vez que o controlador IDA-PBC é obtido diretamente do modelo físico do sistema, a análise dos efeitos de variações paramétricas é importante, e pode permitir analisar outras deficiências do controlador.
- Embora os ganhos escolhidos para o controlador IDA-PBC tenham permitido o correto funcionamento do sistema, o estudo de uma metodologia para o cálculo desses ganhos pode propiciar uma melhoria em seu desempenho.

As possibilidades de continuidade são muitas e o autor espera que este trabalho não termine com esta dissertação.

6.3 Publicações Realizadas Durante o Mestrado

Durante a realização deste trabalho o autor publicou os seguintes artigos, seja no tema deste trabalho, ou em áreas correlatas:

- Soares, L. T. F. ; Pimenta, C. M. ; Seleme Júnior, S. I. ; Silva, S. R. . “Modelagem e Controle de um Conversor Back-to-Back para Aplicação em Geração de Energia Eólica”. In: IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2012, Goiânia. Anais do IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2012. p. 1-6.
- Faria, O. A.; Maia, T. A. C.; Cardoso, A. A. R. F. E.; Borges, F. S.; Guedes, H. M. M.; Soares, L. T. F.; Vasconcelos, J. A.; Silva, S. R. . “Design of an axial flux permanent magnet machine for automotive energy efficiency competition”. In: International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011. p. 1-5.

Artigo aceito:

- Soares, L. T. F.; Pimenta, C. M.; Seleme Júnior, S. I.; Stopa, M. M.; Silva, S. R. . “Controle Baseado em Passividade de um Sistema de Geração de Energia Eólica com Gerador Síncrono a Imãs Permanentes e Conversor Pleno”. In: CBA Congresso Brasileiro de Automática, 2012.

Artigo submetido, em fase de revisão:

- Soares, L. T. F. ; Seleme Júnior, S. I. ; Pimenta, C. M.; Stopa, M. M.; Silva, S. R. . “Passivity-Based Control of Back-to-Back Converter in Wind Generation System Connected to the Grid”. In: Control Engineering Practice, 2012.

Referências Bibliográficas

ALEXANDRIDIS, A. T.; MARMIDI, G. E. Modeling wind generators with full scale frequency converters: Stability and passivity properties. *Proc. Med. Conf. and Exhib. on Power Generation, Transm., Distrib. and Energy Conversion*, Agia Napa, Cyprus, 2010.

AMARANTE, C. et al. *Atlas Eólico: Minas Gerais*. Belo Horizonte, 2010.

AMIRAT, Y. et al. Generators for wind energy conversion systems: State of the art and coming attractions. *Journal of Electrical Systems*, p. 26–38, 2007.

ANEEL. *Atlas de Energia Elétrica do Brasil 2ed.* Brasília, 2005.

ANEEL. *Atlas de Energia Elétrica do Brasil 3ed.* Brasília, 2008.

ANEEL. *Banco de Informações de Geração*. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>.

BAJRACHARYA, C. et al. Understanding of tuning techniques of converter controllers for vsc-hvdc. *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORPIE/2008)*, 2008.

BATLLE, C.; DORIA-CEREZO, A. Energy-based modelling and simulation of the interconnection of a back-to-back converter and a doubly-fed induction machine. *American Control Conference, 2006*, 2006.

BATLLE, C.; DORIA-CEREZO, A.; ORTEGA, R. Power flow control of a doubly-fed induction machine coupled to a flywheel. *Proc. IEEE Int. Conf. on Control Applications*, p. 1645–1650, 2004.

BELLMUNT, O. G. et al. Ride-through control of a doubly fed induction generator under unbalanced voltage sags. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 4, p. 1036–1045, 2008.

BELLONI, F.; CHIUMEO, R.; GANDOLFI, C. Permanent magnet wind generators: Control strategies to manage voltage unbalances. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ12)*, Santiago de Compostela, Spain, 2012.

CEPEL. *Atlas do Potencial Eólico Brasileiro*. Brasília, 2001.

CICHOWLAS, M.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Comparison of current control techniques for PWM rectifiers. *ISIE2002*, p. 1–5, 2002.

EPE. *Informe à Imprensa - Leilão de Energia de Reserva*. [S.l.], 2011. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br>>.

FREESCALE. *56F8037/56F8027 Data Sheet - Preliminary Technical Data*. [S.l.], 2008. Disponível em: <<http://www.freescale.com>>.

F.WAGNER, C.; EVANS, R. D. *Symmetrical Components as Applied to the Analysis of Unbalanced Electrical Circuits*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1933.

GIERAS, J. F.; WANG, R.-J.; KAMPER, M. J. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2004.

HAVA, A.; LIPO, T. A. Simple analytical and graphical methods for carrier based PWM VSI drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 14, p. 49–61, 1991.

HU, J.; HE, Y. Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 23, n. 3, p. 903–913, 2008.

HU, J. et al. Improved control of DFIG systems during network unbalance using PI-R current regulators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 439–451, 2009.

IEC. *IEC 61400-21 Wind Turbine: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines*. Geneva, Switzerland, 2008.

- IGLESIAS, R. L.; ARANTEGUI, R. L.; ALONSO, M. A. Power electronics evolution in wind turbines - a market-based analysis. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 15, n. 9, p. 4982 – 4993, 2011.
- KARIMI, M.; IRAVANI, M. A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1263–1270, 2004.
- KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, p. 58–63, 1997.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESIANE, L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, p. 691–703, 1998.
- KRAUSE, P. C. *Analysis of electric machinery*. [S.l.]: McGraw-Hill Book, 1986.
- L.FORTESCUE, C. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 37, n. 2, p. 1027–1140, 1918.
- LIPO, T.; NOVOTNY, D. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. [S.l.]: Oxford University Press Inc., 2004.
- LIU, C. et al. Optimized design of resonant controller for stator current harmonic compensation in DFIG wind turbine system. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, p. 2038–2044, 2012.
- LIU, S. Y. *Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.
- MAIA, T. A. C. *Projeto e Construção de um Gerador a Ímãs Permanentes de Fluxo Axial para Turbina Eólica de Pequena Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.

MATOS, F. et al. Projeto e construção de filtro LCL para conversores PWM. *Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito - MS*, 2010.

MENDES, V. F. *Avaliação do Comportamento de um Sistema de Conversão de Energia Eólica Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado Durante Afundamentos de Tensão Equilibrados e Desequilibrados*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

MICROMETALS. *Power conversion and line filter applications*. [S.l.], January 2007. Disponível em: <<http://www.micrometals.com>>.

MOHSENI, M.; ISLAM, S. M. Review of international grid codes for wind power integration: Diversity, technology and a case for global standard. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 16, n. 6, p. 3876 – 3890, 2012.

NEACSU, D. O. Space vector modulation - an introduction. *IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, p. 1583–1592, 2001.

OLIVEIRA, R. G. de. *Contribuição ao Controle de um Sistema de Geração a Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

ONAT, N.; BAYAR, H. The sustainability indicators of power production systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 14, n. 9, p. 3108–3115, 2010.

ONS. *Procedimentos de Rede, submódulo 2.8, Gerenciamento dos indicadores de desempenho da rede básica e dos barramentos dos transformadores de fronteira, e de seus componentes*. Brasília, 2008.

ONS. *Procedimentos de Rede, submódulo 3.6, Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão*. Brasília, 2008.

ORTEGA, R. et al. *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems*. [S.l.]: Springer-Verlag London Limited, 1998.

ORTEGA, R. et al. Putting energy back in control. *IEEE Control Systems Magazine*, p. 18–33, 2001.

ORTEGA, R. et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems. *Automatica*, v. 38, n. 4, p. 585–596, 2002.

OTTERSTEN, R.; PETERSSON, A.; PIETILAINEN, K. Voltage sag response of PWM rectifiers for variable speed wind turbines. *Nordic Workshop Power Ind. Electron. (NORPIE 2004)*, Trondheim, Norway, 2004.

PEREIRA, M. G. et al. The renewable energy market in Brazil: Current status and potential. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 16, n. 6, p. 3786–3802, 2012.

PETROVIC, V.; ORTEGA, R.; STANKOVIC, A. M. Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors. *IEEE Trans. on Control Systems Technolog*, v. 9, n. 6, p. 811–820, 2001.

PONNALURI, S.; KRISHNAMURTHY, V.; KANETKAR, V. Generalized system design and analysis of PWM based power electronic converters. *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, Rome, Italy, v. 3, p. 1972 – 1979, 2000.

PREITL, S.; PRECUP, R. Extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers. *Automatica*, v. 35, p. 1731–1736, 1999.

RAMIREZ, H. S.; ORTIGOZA, R. S. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. [S.l.]: Springer-Verlag London Limited, 2006.

RODRÍGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, p. 584–592, 2001.

RODRÍGUEZ, P. et al. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. *Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, p. 1–7, 2006.

RODRÍGUEZ, P. et al. Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2583–2592, 2007.

SCHAFT, A. J. V. der. *L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control*. [S.l.]: Springer, 1999.

SEMIKRON. *Power Eletronics System - SEMISTACK*. [S.l.], 2006. Disponível em: <<http://www.semikron.com>>.

SILVA, J. L. da. *Estratégia de Controle e Supervisão de um Gerador de Indução Duplamente Excitado para Turbinas Eólicas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

SILVA, S. et al. PLL structures for utility connected systems under distorted utility conditions. *The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON '2006*, 2006.

SUUL, A. J. et al. Tuning of control loops for grid connected voltage source converters. *2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08)*, p. 797–802, 2008.

TANG, Y.; YU, H.; ZOU, Z. Hamiltonian modeling and energy-shaping control of three-phase AC/DC voltage-source converters. *Proc. IEEE Int. Conf. on Automation and Logistics*, p. 591–595, 2008.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 2011.

TIMBUS, A. et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, p. 654–664, 2009.

WEIZHENG, Y. et al. Analyze of current control strategy based on vector control for permanent-magnet synchronous generator in wind power system. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, p. 2209–2212, 2009.

WWEA. *Half-year Report 2011*. Istanbul, 2011.

WWEA. *World Wind Energy Report 2010*. Istanbul, 2011.

XU, L. Coordinated control of DFIG's rotor and grid side converters during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1041–1049, 2008.

YAN, J. et al. The survey of electrical control systems of wind turbine generators. *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN'09.*, p. 1–5, 2002.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc., 2010.

Sistema pu para o Conversor Eletrônico

Introdução

Para a implementação digital do controle é conveniente utilizar o sistema por-unidade (pu) para representar o conversor eletrônico. Isto pode ser feito utilizando os seguintes valores base.

Valores Base das Grandezas CA

Os valores base para a representação das grandezas CA do conversor eletrônico são dados na Tabela A.1. Como mostrado na tabela, os valores base são escolhidos a partir dos valores máximos de medição da tensão fase-neutro e da corrente. Essa escolha é diferente do convencional, na qual se utilizam os valores rms nominais destas grandezas. Porém, essa escolha é mais adequada para uma implementação digital do sistema em um DSP de ponto-fixado. A potência base é escolhida como a potência trifásica máxima de medição.

Valores Base das Grandezas CC

Os valores base das grandezas CC são determinados com base nos valores do lado CA. A potência base do lado CC é a mesma do lado CA e a base de tensão CC é definida como duas vezes a base de tensão CA. Esta escolha é feita para se obter 1pu de tensão CA a partir de 1pu de tensão CC, com índice de modulação unitário. Os valores base para as grandezas CC do conversor

eletrônico são apresentados na Tabela A.2.

Tabela A.1: Valores base das grandezas CA do conversor eletrônico.

Grandeza	Valor base	Descrição
Potência	$P_b = \frac{3}{2}V_b I_b$	Potência máxima medida
Tensão	$V_b = \widehat{V}_s$	Amplitude máxima da medição de tensão fase-neutro
Corrente	$I_b = \widehat{I}_s$	Amplitude máxima da medição de corrente
Impedância	$Z_b = \frac{V_b}{I_b}$	
Capacitância	$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_b}$	
Indutância	$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b}$	
Frequência	$\omega_b = 2\pi f_n$	Frequência nominal do sistema

Tabela A.2: Valores base das grandezas CC do conversor eletrônico.

Grandeza	Valor base	Descrição
Potência	$P_{b-dc} = P_b$	Mesma potência do lado CA
Tensão	$V_{b-dc} = 2V_b$	
Corrente	$I_{b-dc} = \frac{3}{4}I_b$	
Impedância	$Z_{b-dc} = \frac{8}{3}Z_b$	
Capacitância	$C_{b-dc} = \frac{3}{8}C_b$	
Indutância	$L_{b-dc} = \frac{3}{8}L_b$	
Frequência	$\omega_{b-dc} = \omega_b$	

Transformadas de Clarke e Park

Transformada de Clarke

A transformada de Clarke realiza a transformação de sinais trifásicos (abc) para um referencial estacionário ($\alpha\beta$). Com isso são obtidas duas componentes estacionárias defasadas de 90° uma da outra. As transformações direta e inversa são apresentadas a seguir:

Transformada direta de Clarke

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

Transformada inversa de Clarke

$$\begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

onde f_a , f_b e f_c são grandezas trifásicas, tais como correntes e tensões, e f_α , f_β e f_0 são as componentes ortogonais no referencial $\alpha\beta$ e a componente de sequência zero de grandezas tais como correntes e tensões.

Transformada de Park

A transformada de Park realiza a transformação de sinais trifásicos para um referencial girante (dq). Como resultado são obtidas duas componentes girantes defasadas de 90° uma da outra. As transformações direta e inversa são apresentadas a seguir:

Transformada direta de Park

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

Transformada inversa de Park

$$\begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

onde f_d e f_q são as componentes ortogonais no referencial girante dq de grandezas tais como correntes e tensões, e θ representa o ângulo entre os referenciais dq e $\alpha\beta$.

A transformada de Park pode ainda ser obtida a partir das grandezas no referencial $\alpha\beta$. Neste caso, as transformadas direta e inversa de Park podem ser reescritas como:

Transformada direta de Park

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta & 0 \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Transformada inversa de Park

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & 0 \\ \text{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

A escolha correta da orientação do referencial dq permite que um sistema com componentes trifásicas senoidais seja convertido em um sistema equivalente com grandezas bifásicas e em corrente contínua.

Projeto do Indutor

A seguir é apresentado o projeto físico do indutor. O projeto consiste no cálculo do número de espiras e na escolha do condutor. São utilizados núcleos de pó-de-ferro, tipo E, código E610-26 do fabricante Micrometals.

Cálculo do Número de Espiras

O número de espiras é calculado através de (C.1) e (C.2). O método 1 é dado por (C.1) e representa a relação entre densidade de campo e a corrente. O método 2 é dado pela Equação (C.2), fornecida pelo fabricante, e leva em conta a variação da permeabilidade do material do núcleo de acordo com a densidade de fluxo à qual ele é submetido.

$$B = \frac{LI_{max}}{NA_c} \quad (C.1)$$

$$N = \sqrt{\frac{Ll_e}{\mu_0\mu_e\mu_r A_c}} \quad (C.2)$$

Onde B é a densidade de campo, L é a indutância do filtro, i_{max} é a corrente de pico no indutor, N é o número de espiras, A_c é a área da seção do núcleo, l_e é o comprimento do caminho magnético, μ_0 é a permeabilidade do vácuo, μ_e é a permeabilidade efetiva do material magnético e μ_r é a permeabilidade relativa do material.

Traçando-se a curva da densidade de fluxo em função do número de espiras para os dois métodos, conforme mostrado na Figura C.1, a interseção das curvas indica o número de espiras adequado. Pela curva encontra-se $N = 50$.

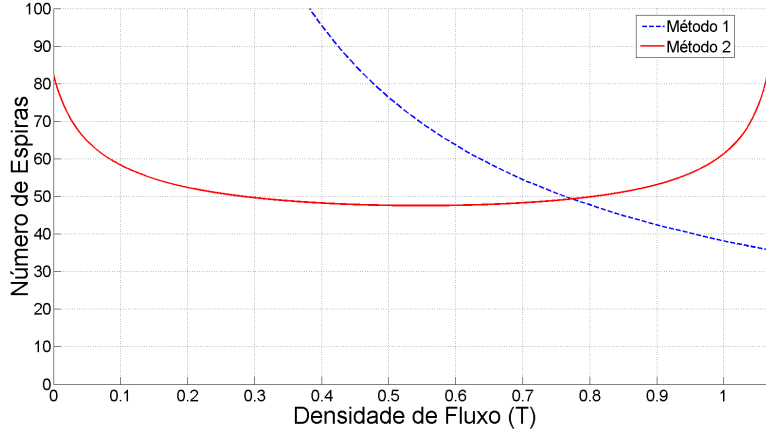


Figura C.1: Curva de densidade de fluxo em função do número de espiras.

Cálculo do Diâmetro do Condutor

Após a determinação do número de espiras, o diâmetro do condutor pode ser dado por (C.3). Uma vez que o conversor eletrônico possui um chaveamento em alta frequência, a corrente não se distribui igualmente pela seção reta do condutor devido ao efeito pelicular. Dessa forma não é desejável que o diâmetro do condutor seja maior que duas vezes o coeficiente de penetração da corrente, que é dado por (C.4).

$$d_{cond} = 2\sqrt{\frac{A_w F_u}{N\pi}} \quad (C.3)$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f_{sw} \mu_0 \sigma}} \quad (C.4)$$

Onde d_{cond} é o diâmetro do condutor, A_w é a área da janela do núcleo, F_u é o fator de utilização, f_{sw} é a frequência de chaveamento do conversor e σ é a condutividade do cobre.

Para o indutor projetado é necessário um condutor de 5,8mm. Para uma frequência de chaveamento do conversor de 5kHz, é obtido um coeficiente de penetração de 0,9mm. Devido à restrição imposta pelo efeito pelicular optou-se pela utilização de um fio *Litz* de 3 condutores 13AWG.

Na Figura C.2 é apresentada a curva de variação da indutância com a

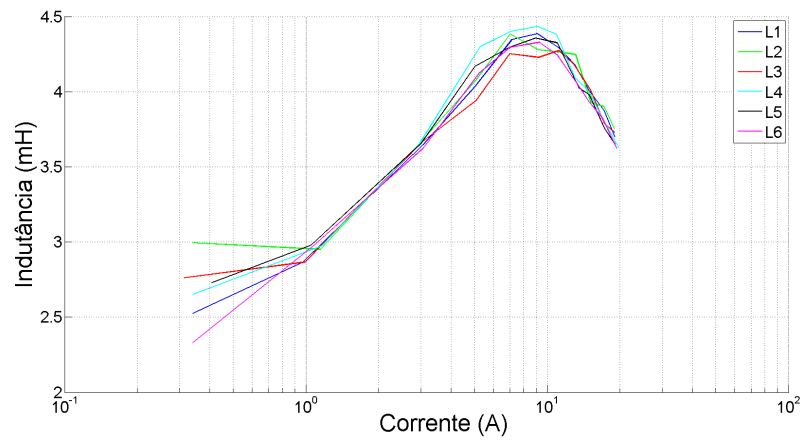


Figura C.2: Variação da indutância com a corrente - dados de ensaio.

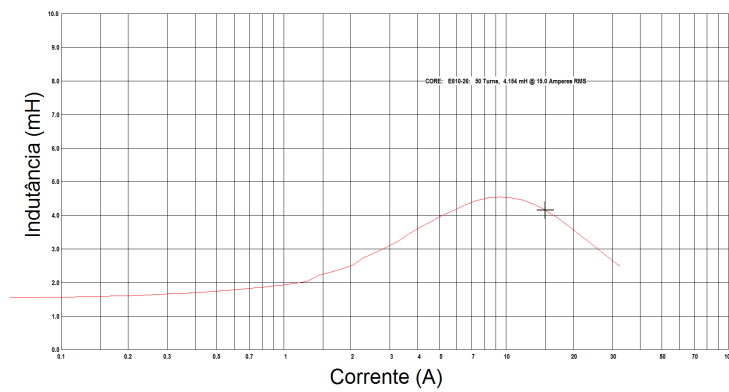


Figura C.3: Variação da indutância com a corrente - dados do fabricante.

corrente obtida nos indutores projetados, e na Figura C.3 é apresentada a curva de variação da indutância com a corrente fornecida pelo fabricante. Percebe-se que os resultados obtidos se assemelham aos dados fornecidos pelo fabricante comprovando a eficácia do projeto do indutor. Os filtros projetados são apresentadas na Figura C.4.

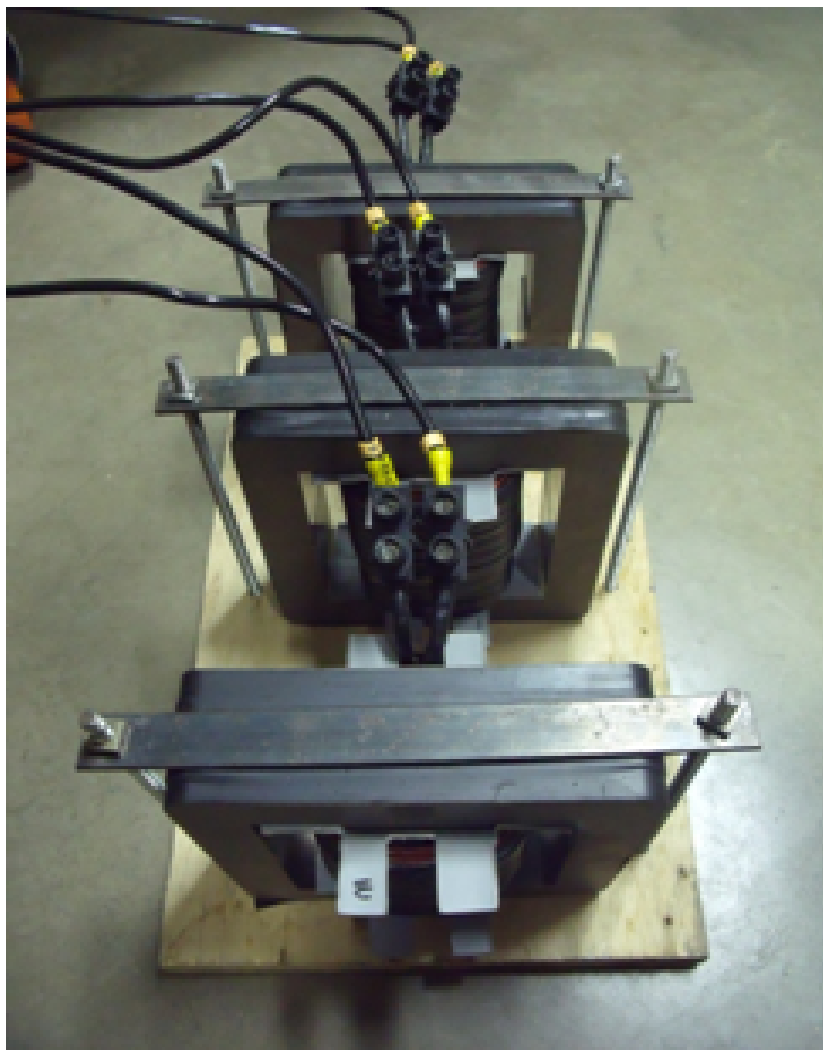


Figura C.4: Visão do filtro indutivo.

Dados da Bancada Projetada

A seguir são apresentados os dados do sistema de geração utilizado nas simulações e nos testes experimentais. São apresentados ainda os ganhos do controlador PI em referencial síncrono e do controlador IDA-PBC.

Dados do Conversor Eletrônico

Tabela D.1: Dados do conversor eletrônico.

Parâmetros	Valores
Potência (P_f)	10kVA
Tensão CLR (V_f)	380V
Tensão CLG (V_s)	220V
Corrente CLR (I_f)	15, 15A
Corrente CLG (I_s)	26, 25A
Tensão Barramento CC (V_{dc})	600V
Capacitância Barramento CC (C)	3060 μ F
Frequência de Chaveamento (f_{sw})	5kHz

Dados do Filtro Indutivo

Tabela D.2: Dados do filtro indutivo.

Parâmetros	Valores	Características
Indutância (L_f)	4mH	Núcleo de pó-de-ferro
Resistência (R_f)	0,05 Ω	

Dados do Controle do Conversor do Lado da Rede

Tabela D.3: Ganhos para o controle do CLR.

Parâmetros	Valores
$K_{p,cc}$	$2,60\Omega$
$K_{i,cc}$	$32,60\Omega/s$
$K_{p,dc}$	$0,55\Omega^{-1}$
$K_{i,dc}$	$26,08\Omega^{-1}/s$
$K_{p,Q}$	$0,7mV^{-1}$
$K_{i,Q}$	$0,07V^{-1}/s$

Dados do Controle do Conversor do Lado do Gerador

Tabela D.4: Ganhos para o controle do CLG.

Parâmetros	Valores
K_{p,cc_s}	$0,97\Omega$
K_{i,cc_s}	$168,26\Omega/s$
K_{p,PQ_s}	$1,21mV^{-1}$
K_{i,PQ_s}	$0,12V^{-1}/s$

Dados do Controlador Baseado em Passividade

Tabela D.5: Ganhos do controle baseado em passividade.

Parâmetros	Valores
r_f	10Ω
r_s	10Ω
r_x	$0,5\Omega^{-1}$
k_s	$500\Omega/s$
K_{dc}	$50\Omega^{-1}/s$

Dados do Gerador Simulado

Tabela D.6: Dados do gerador simulado.

Parâmetros	Valores
Potência (P_s)	10,5kW
Tensão (V_s)	171,0V
Corrente (I_s)	35,6A
Rotação	214,7rpm
Número de pólos (P)	16
Frequência (f_s)	28,6Hz
Conjugado (T_m)	520,0Nm
Inércia (J)	5,65Kg.m ²
Indutância de eixo direto (L_{ds})	1,496mH
Indutância de eixo quadratura (L_{qs})	1,424mH
Resistência de estator (R_s)	0,258Ω

Dados do Gerador Utilizado nos Testes

Tabela D.7: Dados do gerador utilizado nos testes experimentais.

Parâmetros	Valores
Potência (P_s)	3kW
Tensão (V_s)	220V
Corrente (I_s)	7,8A
Rotação	1800rpm
Número de pólos (P)	4
Frequência (f_s)	60Hz
Fator de potência (fp)	0,8

