

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

Sistemas de Controle **Aplicados a Aerogeradores Síncronos com** **Conversores *Back-to-Back***

Guilherme Vianna Santos

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 : Victor Flores Mendes

Belo Horizonte, 17 de Julho de 2015.

À minha família e aos meus amigos.

Agradecimentos

Agradeço a todos que de alguma forma contribuíram para a realização deste trabalho. Ao prof. Seleme e prof. Victor pelo companheirismo, amizade, confiança, orientação e por compartilharem seu conhecimento e experiência.

Aos colegas do LCCE, Allan, Frederico, Clodualdo, Francisco, Renato, Silas e Heverton pela amizade, pelos conhecimentos compartilhados e ajuda. Ao Paulinho e ao Geraldo pela ajuda nas montagens experimentais no laboratório. Sem eles esse trabalho teria sido infinitamente mais difícil.

Aos companheiros do CPH pela boa convivência. Aos professores do PPGEE.

A CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro concedido, sem o qual esta pesquisa não teria sido possível.

E finalmente, à minha família e meus amigos por ajudar no meu desenvolvimento, aos meus pais e irmã pelo apoio.

"A imaginação é mais importante que a ciência, porque a ciência é limitada, ao passo que a imaginação abrange o mundo inteiro".

Albert Einstein

Resumo

O trabalho de dissertação apresenta as principais conceitos do sistema de geração eólica e a tecnologia de aerogerador baseada no geradores síncronos conectados à rede elétrica através de um conversor *Back-to-Back*. Uma modelagem matemática dos principais componentes do sistema de geração é desenvolvida neste trabalho assim como o projeto dos controladores utilizados para comandar o sistema. O sistema de geração eólica proposto é construído em laboratório assim como a nova plataforma de controle baseado em uma *hardware* de ponto flutuante para permitir a realização de teste experimentais. A turbina eólica é representada por um motor de indução mecanicamente acoplado ao gerador síncrono. Neste trabalho são utilizadas técnicas de controle clássicas do tipo PI no referencial síncrono e não-linear baseado em passividade. Um estudo teórico sobre as leis de controle *Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control* IDA-PBC no contexto da aplicação é realizado e o projeto dos controlador é apresentado e a influência dos parâmetros do controlador IDA-PBC é discutida. Técnicas de rastreamento de máxima potência do gerador eólico são desenvolvidas para o sistema simulado e prático. Por fim os resultados simulados e experimentais para o sistema desenvolvido são apresentados e discutidos.

Abstract

The work presents the main concepts of the wind power system and wind turbine technology based on synchronous generators connected to the grid through a Back-to-Back converter. A mathematical modeling of the main components of the generation system is developed in this work as well as design of the controllers used to operate the system. The proposed wind generation system is constructed in the laboratory as well as new control platform based on a floating-point hardware to allow experimental testing. The wind turbine is emulated by an induction motor mechanically coupled to the synchronous generator. In this paper we used classical control techniques PI type in synchronous reference and non-linear based on passivity. A theoretical study on the control laws Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control - IDA-PBC in the application context is held and the controller design is presented. The influence of the IDA-PBC controller parameters is also discussed. Maximum power tracking of the wind generator techniques are developed for simulation and practical system. Finally the simulated and experimental results for the developed system are presented and discussed.

Lista de Figuras

1.1	Projeção da capacidade total instalada no mundo, Fonte: (1)	3
1.2	Capacidade instalada no Brasil; Fonte: ANEEL	4
2.1	Turbina eólica de três pás.	10
2.2	Sistema de geração eólica em velocidade fixa.	10
2.3	Curva de potência gerada em função da velocidade do vento para turbinas de velocidade variável.	11
2.4	Diagrama ilustrativo dos aerogeradores do tipo SCIG	13
2.5	Diagrama esquemático dos aerogerador na tecnologia DFIG	14
2.6	Diagrama esquemático dos aerogerador na tecnologia SGER	15
2.7	Diagrama ilustrativo dos aerogeradores do tipo SCIG	15
2.8	Conversor síncrono com retificador a diodos (2)	16
2.9	Conversor síncrono com retificador e inversor PWM (2)	17
2.10	Vista geral do gerador síncrono de excitação independente e do simulador de turbina utilizados nos testes experimentais.	19
2.11	Sistemas experimental desenvolvido	20
2.12	(a)Plataforma de controle desenvolvida; (b) Exemplo de um módulo construído.	23

2.13	(a)Teste Experimental: Instantes de aquisição das variáveis; (b)Teste Simulado: Valor médio das variáveis amostradas . . .	25
3.1	Sistema de geração eólica.	27
3.2	Curva do coeficiente de desempenho C_p	29
3.3	Curva de potência da turbina em função a velocidade de rota- ção para diferentes velocidade de vento.	30
3.4	Gerador síncrono de ímã permanente.	31
3.5	Circuito elétrico do gerador síncrono de ímã permanente. . . .	32
3.6	Representação da mudança de coordenadas abc para coorde- nadas síncronas dq (3).	35
3.7	Circuito equivalente no referencial dq do gerador síncrono de ímã permanente.	38
3.8	Circuito equivalente conversor do lado da rede.	41
3.9	Diagrama em bloco da dinâmica da corrente no referencial síncrono.	42
3.10	Estacionamento da dinâmica do barramento CC.	44
4.1	Estrutura dos moduladores PWM	46
4.2	Bloco Comparador	47
4.3	Gerador de sequência zero SVPWM	48
4.4	SVPWM: (a)Formas de ondas típicas para a técnica SVPWM; (b)Representação vetorial da modulação SVPWM.	48
4.5	Diagrama em bloco da SRF-PLL.	49
4.6	Diagrama em bloco da DDSRF-PLL (4).	50
4.7	Diagrama em bloco da ação de desacoplamento (4).	52
4.8	Diagrama em bloco do algoritmo <i>sensorless</i> baseado na técnica SMO.	57

4.9	Diagrama em bloco do sistema de controle do CLR.	58
4.10	Diagrama em bloco da malha interna de controle de corrente do CLR.	60
4.11	Diagrama em bloco da malha interna de controle de corrente do CLR.	61
4.12	Diagrama em bloco da malha externa de controle do barramento CC.	62
4.13	Diagrama em bloco simplificado da malha externa de controle do barramento CC.	63
4.14	Diagrama em bloco simplificado da malha externa de controle da potência reativa.	64
4.15	Diagrama em bloco simplificado da malha externa de controle da potência reativa.	65
4.16	Diagrama em bloco da estrutura de controle.	67
4.17	Diagrama em bloco da malha de controle de corrente do gerador.	68
4.18	Diagrama em bloco da malha de potência ativa do gerador.	71
4.19	Diagrama em bloco da malha de potência reativa do gerador.	71
4.20	Representação em diagrama de blocos da Equação (3.31).	72
4.21	Sistema de controle IDA-PBC.	80
5.1	Perfil de vento utilizado para a simulação.	82
5.2	Resultados Simulados: (a)Potência extraída do gerador; (b)Rastreamento da máxima potência	83
5.3	Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG; (b)Corrente no CLR.	83
5.4	Resultados Simulados: Tensão no Barramento CC.	84

5.5	Resultados Simulados: (a)Velocidade rotacional do gerador; (b)Rastreamento da máxima potência; (c) Potência gerada; (d)Potência enviada a rede	85
5.6	Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC. . .	86
5.7	Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC. . .	87
5.8	Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC. . .	87
5.9	Circuito utilizado para a pré-carga do barramento CC.	89
5.10	Resultados experimentais: Carregamento do barramento CC . . .	89
5.11	Resultados experimentais: Controle da tensão do Barramento CC	90
5.12	Resultados experimentais: (a)elevação repentina na potência gerada; (b) diminuição repentina da potência gerada.	91
5.13	Resultados experimentais: Característica do sinal de corrente do CLG referente a Figura 5.12(a)	91
5.14	Resultados experimentais: Inicialização do sistema	92
5.15	Resultados experimentais:: (a)Potência gerada; (b)Potência de referência; (c) V_{DC} do Barramento CC; (d) Velocidade do Gerador	93
5.16	Resultados experimentais: (a)Corrente no CLG; (b)Corrente no CLR.	94
5.17	Dados experimentais: (a)Potência gerada e transmitida a rede; (b)Rendimento do sistema.	94
5.18	Resultados experimentais: (a)Corrente ABC no CLG; (b)Corrente ABC no CLR.	95
5.19	Resultados experimentais: THD das correntes no CLR e no CLG	95

5.20	Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Velocidade rotacional do Gerador; (b)Potência gerada; (c)Potência gerada e entregue à rede; (c) Rendimento	96
5.21	Resultados experimentais: Corrente no CLR.	97
5.22	Dados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Velocidade rotacional do Gerador; (b)Potência gerada.	98
5.23	Resultados experimentais controle IDA-PBC: Corrente no CLG.	98
5.24	Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Corrente ABC no CLG; (b)Corrente ABC no CLR.	99
5.25	Resultados experimentais: THD das correntes no CLR e no CLG com o controlador IDA-PBC	99
5.26	Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Velocidade rotacional do Gerador; (b)Correntes no Gerador e Rede; (c) Potência gerada e transmitida à rede; (d) Rendimento.	100
B.1	Conexões elétricas para o ensaio.	120
B.2	Ensaio: (a) Posicionamento do Rotor; (b) Circuito equivalente.	121
B.3	Estimativa de parâmetros: (a) Resposta dinâmica do circuito de eixo direto e validação do modelo; (b) Resposta dinâmica do circuito de eixo em quadratura e validação do modelo.	122
B.4	Curva de tensão V_q gerada versos velocidade elétrica W_e	123

Lista de Tabelas

2.1	Características dos módulos semicondutores do Conversor Back-to-Back.	21
5.1	Parâmetros do gerador e filtro indutivo	81
5.2	Influência dos parâmetros de amortecimento na resposta dinâmica	87
B.1	Instrumentos de medição utilizados	117
B.2	Dados de medição	119
B.3	Cálculo do mesurando	119
B.4	Estimação das indutâncias L_d e L_q	122
C.1	Dados do conversor <i>Back-to-Back</i>	125
C.2	Dados do filtro indutivo.	126
C.3	Ganhos para o controle do CLR.	126
C.4	Ganhos para o controle do CLG.	127
C.5	Ganhos do controle baseado em passividade (IDA-PBC).	127
C.6	Dados do gerador utilizado nos testes experimentais.	128

Lista de Abreviações

WWEA	<i>World Wind Energy Association</i>
AIE	Agência Internacional de Energia
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas
LCCE	Laboratório de Conversão e Controle da Energia
SCIG	<i>Squirrel Cage Induction Generator</i> (Gerador de Indução Duplamente Alimentado)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i> (Gerador de Indução Duplamente Alimentado)
SGER	<i>Synchronous Generator With Excited Rotor</i> (Gerador de Indução Duplamente Alimentado)
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> (Gerador Síncrono a Imãs Permanentes)

CLR	Conversor do lado da rede
CLG	Conversor do lado do gerador
DSP	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador digital de sinais)
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
DSRF-PLL	<i>Double Synchronous Reference Frame PLL</i> (PLL de duplo referencial síncrono)
SMO	<i>Sliding Mode Observer</i>
IDA	Interconexão e inserção de amortecimento (<i>Interconnexion and Damping Assignment</i>)
PBC	Controle baseado em passividade (<i>Passivity-based Control</i>)
PCH	Sistema Hamiltoniano de entrada de controle (<i>Port-controlled Hamiltonian</i>)
PWM	<i>Pulse With Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
SPWM	Modulação senoidal
SVPWM	Modulação vetorial (<i>Space Vector PWM</i>)
CC	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
PI	Controlador Proporcional Integral
FEM	Força eletromotriz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

Lista de Símbolos

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

λ	Enlace de fluxo
μ	Índice de modulação do PWM
θ_r	Ângulo do vetor tensão da rede elétrica
θ_e	Ângulo do vetor FEM do gerador
ω	Frequência angular em rad/s
ϕ	Fluxo magnético
B	Coefficiente de atrito viscoso do rotor
C	Capacitância do barramento CC
f_{ch}	Frequência de chaveamento
g	Matriz da estrutura de interconexão
H	Energia total armazenada no sistema
H_d	Energia desejada
i_g	Corrente proveniente do CLG para capacitor
i_c	Corrente no capacitor do barramento CC
i_{dc}	Corrente no barramento CC no CLR

i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo em quadratura
J	Inércia do sistema mecânico
$\mathcal{J}$	Matriz de interconexão
$\mathcal{J}_d$	Matriz de interconexão desejada
K_{dc}	Ganho integral da tensão do barramento CC
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
L_d	Indutância de eixo direto do PMSG
L_q	Indutância de eixo em quadratura do PMSG
M	Matriz dos elementos armazenadores de energia
P	Potência ativa
Q	Potência reativa
N_p	Número de polos da máquina
$\mathbf{p}$	Número de pares de polos do gerador
$\mathcal{R}$	Matriz de dissipação
$\mathcal{R}_d$	Matriz de dissipação desejada
R_f	Resistência do filtro indutivo
R_s	Resistência equivalente do PMSG
r_d	Amortecimento da corrente i_d do CLG
r_q	Amortecimento da corrente i_q do CLG
s	Operador de Laplace
T_m	Torque produzido pela turbina eólica
u	Variável de porta de entrada
v_{dc}	Tensão do barramento CC
x	Vetor de variáveis de energia
y	Variável de porta de saída

Sobrescritos

- * Valor de referência
- $\rightarrow$ Grandeza vetorial

Subscritos

- 0 Grandezas referidas a seqüência zero
- b Valores base
- d Grandezas referidas ao eixo direto
- q Grandezas referidas ao eixo em quadratura
- α Grandezas referidas ao eixo estacionário direto
- β Grandezas referidas ao eixo estacionário quadratura

Sumário

Resumo	x
Abstract	xii
Lista de Figuras	xvii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Abreviações	xxiii
Lista de Símbolos	xxvi
1 Introdução	1
1.1 Contextualização e Relevância	2
1.2 Objetivos	6
1.3 Metodologia	6
1.4 Organização do Texto	7
2 Sistemas de Geração	9
2.1 Sistema de Geração Eólica	10
2.1.1 Tipos de Geradores	12
2.2 Conversores Plenos para Geradores Síncronos	16

xxvii

2.3	O Sistema de Geração Desenvolvido	18
2.3.1	Estrutura da Montagem	19
2.3.2	Conversor <i>Back-to-Back</i>	21
2.3.3	Filtro Indutivo	22
2.3.4	Plataforma de Controle Desenvolvida	23
2.4	Considerações Finais	25
3	Modelagem do Sistema	27
3.1	Sistema de Geração Eólica	27
3.2	Modelagem do Perfil de Vento	28
3.3	Modelagem da Turbina Eólica	28
3.4	Modelagem do Gerador Síncrono	31
3.4.1	Gerador de Ímã Permanente no Sistema Trifásico Equi- librado	31
3.4.2	Gerador de Ímã Permanente no Referencial Síncrono .	35
3.4.3	Potência e Torque Elétrico	38
3.4.4	Modelo Final do Gerador Síncrono de Ímã Permanente	40
3.5	Modelagem da Dinâmica do Conversor do Lado da Rede . . .	40
3.5.1	Dinâmica da Corrente Elétrica do Conversor do Lado da Rede	40
3.5.2	Potência Ativa e Reativa	43
3.5.3	Dinâmica do Barramento CC	43
3.6	Considerações Finais	44
4	Projeto dos Controladores	45
4.1	Comando SVPWM	45
4.2	Algoritmo PLL	49
4.2.1	DDSRF-PLL	50
4.3	Algoritmo de Controle <i>Sensorless</i>	53
4.3.1	<i>Sensorless</i> Baseado no Observador no Modo Deslizante	54

4.4	Projeto dos Controladores do Conversor Conectado à Rede Elétrica	58
4.4.1	Malha Interna de Corrente	59
4.4.2	Malha Externa de Tensão Barramento CC	61
4.4.3	Malha Externa de Potência Reativa	64
4.5	Projeto dos Controladores do Conversor Conectado ao Gerador	67
4.5.1	Controlador PI no Referencial Síncrono	67
4.5.2	Controlador Baseado em Passividade	73
4.6	Considerações Finais	80
5	Resultados Simulados e Experimentais	81
5.1	Resultados Simulados	82
5.1.1	Controlador PI no Referencial Síncrono	82
5.1.2	Controlador IDA-PBC	84
5.2	Resultados Experimentais	88
5.2.1	Circuito de Pré-Carga	88
5.2.2	Controle CLR	90
5.2.3	Controlador PI no Referencial Síncrono	93
5.2.4	Controlador IDA-PBC	96
5.3	Considerações Finais	100
6	Conclusão e Trabalhos Futuros	103
6.1	Conclusão	103
6.2	Proposta de Continuidade	104
6.3	Publicações Realizadas Durante o Mestrado	104
	Referências Bibliográficas	107
A	Transformação de Clarke e Park	113
A.1	Transformada de Clarke	113

A.2	Transformada de Park	114
B	Estimação de Parâmetros do Gerador	117
B.1	Medição da Resistência do Estator	118
B.2	Estimação das Indutâncias L_d e L_q	119
B.3	Estimação do Fluxo do Gerador	123
B.4	Momento de Inércia e Coeficiente de Atrito	124
C	Dados do Sistema	125
C.1	Dados do Conversor	125
C.2	Dados do Filtro Indutivo	126
C.3	Dados do Controle do Conversor do Lado da Rede	126
C.4	Dados do Controle do Conversor do Lado do Gerador	127
C.5	Dados do Controlador Baseado em Passividade	127
C.6	Dados do Gerador Utilizado nos Testes	128

Introdução

O elevado custo da produção de energia, associados com as vantagens da produção da energia eólica como uma fonte de energia renovável e amplamente disponível, propiciou vários países a estabelecer incentivos para regulamentar e dirigir investimentos financeiros para estimular a geração de energia eólica. As últimas publicações da *World Wind Energy Association* (WWEA) mostram um crescimento do uso de energia eólica no mundo. Os trabalhos revelam que ao todo 86 países já utilizam essa fonte renovável para a produção de energia elétrica.

A conexão destes sistemas de geração à rede elétrica atual requer a utilização de um conversor eletrônico que compatibiliza a energia produzida pelos aerogeradores com a rede elétrica dentro de critérios de qualidade da energia cada vez mais restritivos. Com o intuito de contribuir no maior entendimento a respeito destes conversores eletrônicos e de geração eólica, 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 bidirecional de potência plena.

Neste primeiro capítulo são apresentados os aspectos gerais da produção de energia eólica, abordando os cenários atuais da geração eólica no Brasil e no mundo, relevâncias econômicas e ambiental, assim como as principais tecnologias utilizadas para esse sistema de conversão de energia.

1.1 Contextualização e Relevância

Os combustíveis fósseis são as maiores fontes de energia consumida atualmente no mundo, suprimindo 85% da energia primária, sendo o restante suprido por energias hídrica, nuclear, de biomassa, eólica, fotovoltaica, solar térmica, geotérmica e de outras fontes (5). Analisando as previsões mundiais do consumo de energia observa-se que a era dos combustíveis fósseis está longe de acabar, mas a sua predominância tende a declinar. Esta é a conclusão do último relatório a Agência Internacional de Energia (AIE). A demanda de energia aumenta devido ao crescimento da população mundial, a industrialização, desenvolvimento econômico nos países subdesenvolvidos e tendência mundial a maiores consumos e mobilidade. Atualmente a maior parte da população mundial está nos países subdesenvolvidos com pouco consumo de energia, entretanto os países industrializados com aproximadamente 17% da população mundial consomem 55% da energia produzida no mundo. Entretanto segundo o relatório anual da AIE, a procura mundial de energia crescerá mais de um terço, sendo estimado em 35% a 46% até 2035. Esse crescimento é impulsionado pelos países emergentes, no qual a China, a Índia e o Oriente Médio representam 60% desse aumento (5).

Um investimento adicional em tecnologias mais eficientes do ponto de vista energético compensaria redução das despesas dos combustíveis atuais. Portanto o mundo se mobiliza a procurar soluções energéticas alternativas devido ao aumento dos preços dos combustíveis fósseis e da poluição ambiental. Nesse contexto a utilização de fontes renováveis de energia como a solar, biomassa, geotérmica, energia das marés, dentre outras é de grande importância. Das energias renováveis a eólica se mostra como uma das principais alternativas para a geração de energia elétrica devido ao pequeno impacto ambiental e as reduzidas emissões de gás carbônico (6). A energia eólica tem experimentado o maior crescimento ao longo das ultimas décadas. De fato, a utilização da energia dos ventos é uma realidade desde a antiguidade em sistemas de bombeamento de água e moinhos (7).

O Brasil, apesar de possuir uma matriz energética com cerca de 83% de fontes renováveis e com dependência fraca do petróleo e gás para a produção de eletricidade, a geração pode ser considerada hidrotérmica, pois o país não possui uma diversificação de fontes de energia. Com a predominância de aproximadamente 79% de centrais hidroelétrica o Brasil passou uma grave

crise energética em 2001 em virtude da falta d'água em seus reservatórios e pela falta de investimento na infraestrutura de distribuição. A partir de 2003, parte dos problemas no setor elétrico foi minimizado com a expansão das linhas de transmissão de energia no território nacional e pela diminuição da dependência das usinas hidrelétricas com a construção de novas usinas termelétricas. Um novo período de estiagem registrado nos últimos meses, recolocou o sistema em alerta. Os reservatórios das usinas hidrelétricas do sudeste e centro-oeste registravam menos de 17% de sua capacidade no final de janeiro de 2015, cenário bem pior que o de 2001, quando o nível era superior a 31% forçando o governo a contratar a geração de termoeletricas que produzem energia com custos muito elevados (8). Frente a esses cenários de crises no Brasil, a justificativa da diversificação da matriz elétrica é amplamente debatida e a energia eólica torna-se uma alternativa viável para diminuir a dependência nacional da energia hidroelétrica, além de diminuir os custos das termoeletricas.

Atualmente, a energia eólica é a fonte renovável mais explorada e apresenta ótimas previsões de crescimento para o futuro. A Figura 1.1 apresenta uma projeção, revisada pelo *World Wind Energy Association* (WWEA), da potência acumulado de energia proveniente de geradores eólicos no mundo até 2020. Crescimentos mais substanciais podem ser especialmente esperados na China, Índia, Europa na América do Norte. Altas taxas de crescimento são prevista na América Latina, em especial no Brasil, bem como mercados dos Tigres Asiático e do Leste Europeu (1).

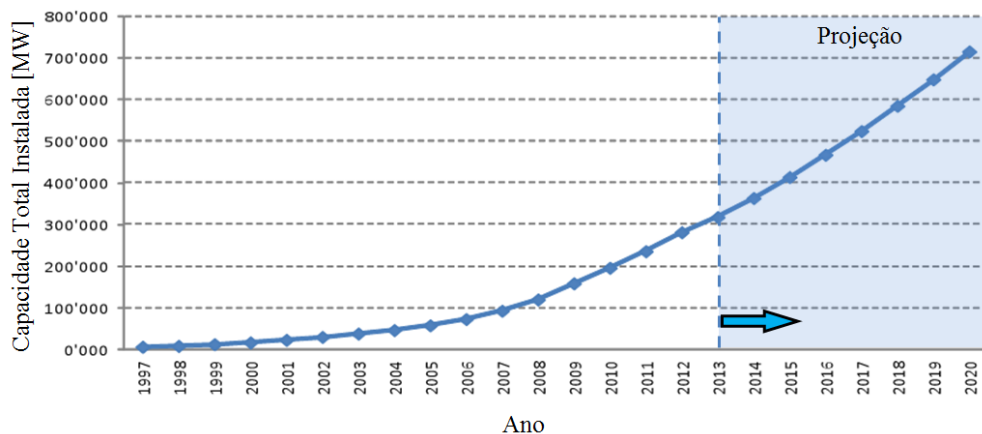


Figura 1.1: Projeção da capacidade total instalada no mundo, Fonte: (1)

O Brasil entra para o pequeno clube dos mercados de energia eólica com instalações globais anuais de mais de 1 GW no final de 2012 tendo um forte fluxo de mais de 7 GW para ser concluída até 2016 como apresentado na Figura 1.2. Isso coloca o Brasil em uma excelente posição para ser o líder regional em energia eólica na geração e desenvolvimento. Em projeções, o atual governo preveem 16.000 MW de energia eólica instalada no país até o final de 2021. Dentre os fatores que favoreceram o crescimento da geração eólica no Brasil pode-se destacar o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA), mas nos últimos anos a energia eólica se tornou competitiva por si só quando comparado com outras fontes alternativas. O PROINFA foi implementado em 2003, com base na Lei numero 10.438, de abril de 2002 e previa a instalação de 3,3 GW em fontes renováveis sendo 1,1 GW em eólica.

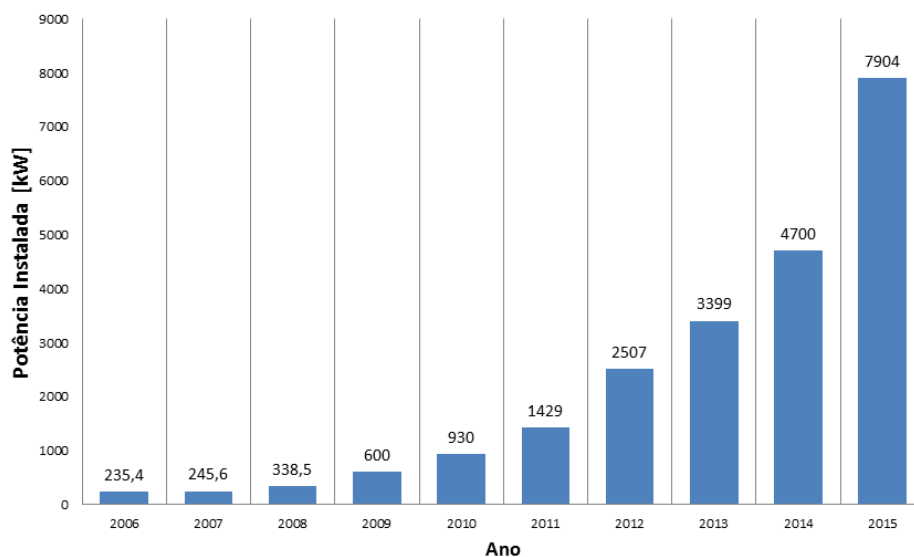


Figura 1.2: Capacidade instalada no Brasil; Fonte: ANEEL

A produção de energia eólica é influenciada por fenômenos climáticos que interferem no potencial de geração de energia em um determinado momento ou época do ano. Apesar de existir padrões sazonais em algumas regiões, as variações horárias e diárias na velocidade do vento tem um padrão estocástico pouco previsível. Geograficamente, os bons sítios eólicos estão normalmente localizados perto do mar, em espaços planos abertos e/ou em colinas, mas a adequação de um sítio também depende da distância aos centros de carga e sua acessibilidade.

Para as turbinas eólicas *onshore*, fatores de capacidade (razão entre a produção média durante um determinado período de tempo a potência máxima) normalmente variam de 20% a 35% numa base anual, entretanto excelentes locais pode chegar a 45% ou superior. A potência gerada a partir de novas instalações está aumentando, turbinas com diâmetros de rotor de maiores dimensões e alturas do cubo mais elevadas (distância entre o solo e o centro do rotor) podem tirar vantagem das velocidades do vento que aumenta em altitudes mais elevadas (9, Cap. 06). Os projetos das turbinas eólicas estão sendo mais adaptados as características locais, além da capacidade de poder operar em uma ampla faixa de velocidades dos ventos. A eficiência dos atuais geradores pode ser aumentada sem mudanças de sua estrutura física a partir de técnicas de controle e comando de suas estruturas eletromecânicas, sistemas de controle que levam em consideração a dinâmica de conversão da energia na turbina pode propiciar a extração mais eficiente energia disponível.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo apresentar a modelagem e desenvolver um protótipo para um sistema controle de geração de energia eólica composto por um gerador síncrono a ímãs permanentes, sem sensor de velocidade e um conversor eletrônico bidirecional do tipo *Back-to-Back* para a interligação à rede elétrica. Duas técnicas de controle de conversores diferentes são utilizadas ao longo do trabalho e comparadas. A primeira é a técnica de controle em cascata com controladores PI em referencial síncrono, que é a abordagem mais popular nos sistemas de controle. A segunda é a técnica de controle baseada em passividade denominada *Interconnection and Damping Assignment Passivity-based Control* (IDA-PBC), que realiza a compensação através da manipulação da energia armazenada do sistema. Como resultados do trabalho, busca-se um melhor entendimento de todo o sistema de conversão eletrônica e das técnicas de controle utilizadas.

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 desenvolvimento de técnicas alternativas de controle, conforme visto em trabalhos desenvolvidos por: [R.Oliveira\(10\)](#), [Liu\(11\)](#), [Mendes\(7\)](#) e [Soares\(6\)](#).

1.3 Metodologia

A metodologia utilizada neste trabalho baseia-se, em um primeiro instante, na modelagem matemática das principais partes constituintes da estrutura de conversão eólica proposta. Em seguida, simulações computacionais são desenvolvidas a partir dos modelos obtidos com o intuito de observar os fenômenos e as dinâmicas relevantes para a análise do sistema. Por final, um protótipo de geração eólica representativo é desenvolvido em laboratório para realizar testes experimentais com o objetivo de validar os resultados computacionais e para adquirir experiências e detalhes práticos de montagem do sistema de geração em questão.

1.4 Organização do Texto

O texto da dissertação é dividido em 6 capítulos. O capítulo 2 é destinado para uma revisão dos principais tipos de sistemas utilizados para a geração eólica além de apresentar as características das estruturas de geração eólica representativa desenvolvida em laboratório para os ensaios.

No Capítulo 3 a modelagem do sistema proposto para estudo é abordada. Equações que modelam os principais componentes, como turbina, gerador síncrono de ímã permanente e conversor são obtidas. No capítulo 4 desenvolve-se as estratégias de controle do sistema e realiza-se os projetos de dois tipos de controladores, sendo eles: PI no referencial síncrono para o sistema completo e a técnica de controle baseada em passividade IDA-PBC. O controlador IDA-PBC é projetado para compensar o conversor conectado do lado do gerador. O Capítulo 5 apresenta os resultados simulados e práticos do sistema propostos para ambas abordagens de controle.

Por fim, o capítulo 6 são apresentados as conclusões finais e propostas de continuidade deste trabalho.

Sistemas de Geração

A energia eólica é definida como a energia cinética contida nas massas de ar em movimento. As massas de ar que atravessam as pás da turbina provocam um movimento de rotação e a transformação de energia cinética de rotação em energia elétrica é realizada por um aerogerador. A primeira turbina eólica comercial foi instalada em 1976, na Dinamarca com potência de poucos quilowatts, mas atualmente, com o desenvolvimento da tecnologia, a potência das turbinas eólicas encontra-se na casa dos megawatts (12).

Na maioria das tecnologias uma caixa de transmissão é necessária para adequação de velocidades entre o eixo da turbina, que gira em baixa velocidade e o eixo do gerador que possui uma rotação maior, entretanto as tecnologias baseada em aerogeradores de ímã permanentes podem eliminar a necessidade da utilização de uma caixa de transmissão. Atualmente existem varias configurações de turbinas eólicas que podem variar no tipo do eixo de rotação (horizontal ou vertical), o numero de pás ligado ao cubo, na estratégia de controle para limitador de potência em ventos de velocidades elevadas, entre outras. Turbinas de eixo horizontal com três pás, como ilustradas na Figura 2.1, são as mais utilizadas e comercializadas atualmente por ter maior rendimento e estabilidade (10)(7).



Figura 2.1: Turbina eólica de três pás.

2.1 Sistema de Geração Eólica

A geração eólica pode se dividir em dois grupos de turbinas em função do conceito de geração. O primeiro grupo são os mais antigos e se baseiam no conceito inicial dinamarquês que operavam a turbina em velocidade fixa. Neste tipo de turbina, utiliza-se uma caixa de transmissão acoplada a um gerador de indução em gaiola de esquilo, *squirrel cage induction generation* (SCIG), conectado diretamente a rede de energia elétrica por intermédio de um transformador (13), como apresentado na Figura 2.2.

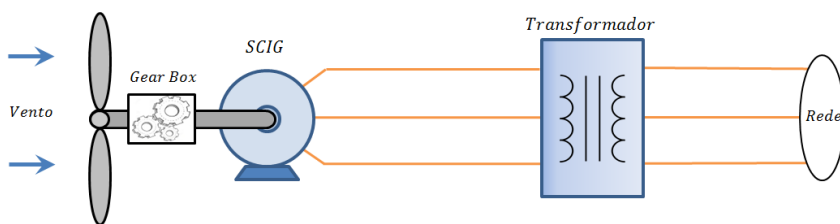


Figura 2.2: Sistema de geração eólica em velocidade fixa.

A conexão direta do gerador à rede elétrica fixa a velocidade do gerador que é determinada pela frequência da rede e seu número de polos. A velocidade do eixo da turbina é portanto mantida fixa, podendo variar estreitamente na faixa de escorregamento da região linear de torque da máquina de indução. Nesse tipo de operação, ocorre uma perda de eficiência durante

o funcionamento da turbina em diferentes velocidade do vento além de surgimento de oscilações de conjugados que causa estresse mecânico em todo o sistema e problemas de qualidade de energia (13). Entretanto, esse tipo de aerogerador possui a vantagem de ser relativamente robusto e possuir baixo custo (14).

O segundo grupo utiliza o conceito de operação de turbinas eólica com velocidade variável. Nesses sistemas, as turbinas são projetadas para funcionar com a máxima eficiência em função de uma grande faixa de variação da velocidade do vento (15). Turbinas que funcionam com velocidade variável permitem um aproveitamento da energia disponível em cerca de 20% a 30% a mais, quando comparada com turbina de velocidade fixa (16).

As vantagens das turbinas eólicas projetadas com o conceito de velocidade variável são: Minimização dos estresses mecânicos causados pelas variações de velocidades dos ventos, pois são absorvidos pela inércia mecânica da turbina; Maior eficiência na extração da potência do vento, proporcionado pelo ajuste contínuo da velocidade rotacional da turbina; Possibilidade de operar em baixas velocidades, o que reduz o nível de ruídos acústicos.

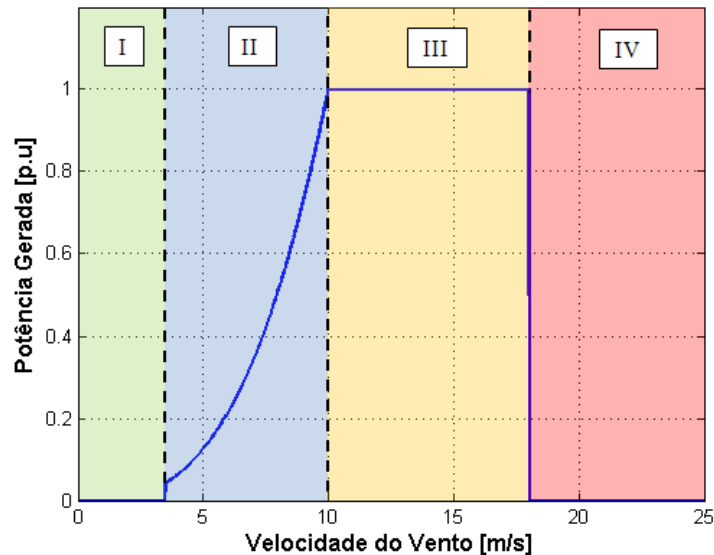


Figura 2.3: Curva de potência gerada em função da velocidade do vento para turbinas de velocidade variável.

A Figura 2.3 ilustra uma curva típica que relaciona a potência gerada

em função da velocidade do vento. Três faixas de operação de uma turbina eólica de velocidade variável podem ser observadas nesse gráfico. Na região I o sistema de geração não entra em funcionamento até uma determinada velocidade mínima de vento, denominada velocidade de *cut-in* na qual a energia gerada é insuficiente para suprir as perdas internas do sistema. Geralmente a turbina é projetada para partir com velocidades de vento entre 2 e 5 m/s. A região II é chamada de região de operação normal, nos intervalos de velocidade de vento delimitados por essa região é desejável obter a máxima eficiência aerodinâmica. Para atender esse objetivo, alguns métodos de rastreamento do ponto de máxima potência, *maximum power point tracking* (MPPT), são utilizados (3), sendo eles:

- Controle da velocidade de ponta, que regula a velocidade do gerador para o ponto ótimo;
- Controle de torque ótimo, esse método busca ajustar o torque do gerador no ponto ótimo para diferentes velocidades;
- Método de observação e perturbação que busca iterativamente o ponto de máxima potência;
- Controle por realimentação de potência, este método requer o conhecimento da curva de potência máxima da turbina.

Por fim a região III e IV são utilizadas para limitar a potência do sistema em seu valor nominal e manter a integridade mecânica da turbina. Na região III pode-se utilizar dois tipos de controle para limitar a potência da turbina, são eles: controle ativo do ângulo das pás da turbina que reduzem a performance aerodinâmica para limitar a potência e o controle passivo de Estol que reage à velocidade do vento, neste sistema as pás são fixas mas são projetadas para perder a performance aerodinâmica a partir de grandes velocidades de vento. A região IV se caracteriza como uma condição de perigo e o aerogerador é desligado e freado mecanicamente.

2.1.1 Tipos de Geradores

Existem quatro tipos básicos de geradores utilizados para aplicação em geração de energia eólica, são eles: Gerador síncrono a ímãs permanentes,

Gerador síncrono com rotor excitado, Gerador de indução em gaiola e Gerador de indução duplamente excitado. A seguir, cada um dos geradores é brevemente descrito.

2.1.1.1 Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo

Na tecnologia do gerador de indução em gaiola de esquilo (SCIG) a máquina é conectada a rede elétrica por intermédio de um conversor estático de potência plena que controla a velocidade do rotor, como ilustrado na Figura 2.4. O conversor estático também proporciona o controle das potências ativa e reativa transferidas para a rede elétrica de energia (17).

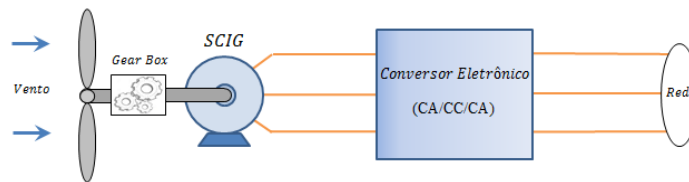


Figura 2.4: Diagrama ilustrativo dos aerogeradores do tipo SCIG

O conversor eletrônico evita que distúrbios de natureza elétrica sejam transmitidos ao gerador. Entretanto, o conversor deve ser necessariamente projetado para operar na potência aparente nominal do gerador, ou seja o conversor deve ser dimensionado para a potência aparente do gerador para a magnetização da máquina, portanto o conversor é geralmente maior que o utilizado para os geradores síncronos que lidam somente com a potência. A máquina SCIG não possui escovas e deve possuir uma caixa de transmissão entre o rotor e as pás para que possa trabalhar em uma ampla faixa de velocidade de vento. A transmissão mecânica aumenta o número de falhas do tipo mecânica (18).

2.1.1.2 Gerador de Indução Duplamente Alimentado

A Figura 2.5 apresenta o diagrama esquemático do Gerador de Indução Duplamente Alimentado, *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG). O estator da máquina é conectado diretamente a rede de energia e o circuito do rotor

são alimentados por um conversor estático bidirecional na topologia *back-to-back* que regula a frequência de excitação do rotor.

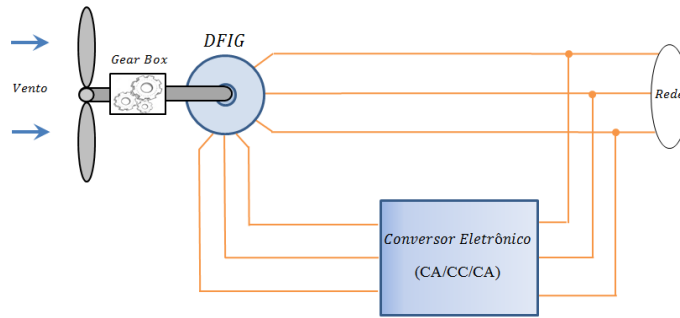


Figura 2.5: Diagrama esquemático dos aerogerador na tecnologia DFIG

Esse conversor pode ser dimensionado de 25% a 30% da potência nominal da máquina, permite o controle completo de potência ativa e reativa e garante um menor impacto na rede elétrica (2). Os pontos negativos desse gerador é a necessidade de uma caixa de transmissão mecânica, utilizam anéis deslizantes no rotor e os distúrbios da rede elétrica são diretamente transmitidos ao gerador. O DFIG é a tecnologia mais comercializada atualmente (18) (11).

2.1.1.3 Gerador Síncrono de Rotor Excitado

Os geradores Síncronos de Rotor Excitado, *Synchronous Generator with Excited Rotor* (SGER) podem operar em ampla faixa de velocidade, devido à facilidade de se construir geradores síncronos com elevados números de polos, a caixa de transmissão pode ser eliminada e o controle de potência ativa e reativa pode ser implementado. Entretanto para o seu funcionamento é necessário um conversor para o circuito de campo e a potência dos conversores estáticos ligados a rede devem ser dimensionados na potência nominal do gerador (19). A Figura 2.6 ilustra um diagrama elétrico do SGER.

2.1.1.4 Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes

O Gerador Síncrono a Ímãs Permanentes, *Permanent Magnet Synchronous Generator* (PMSG) é conectado a rede através de um conversor de

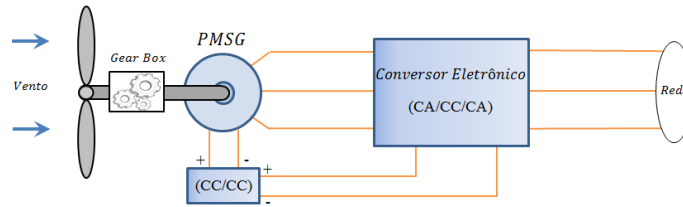


Figura 2.6: Diagrama esquemático dos aerogerador na tecnologia SGER

potência plena, como ilustrado na Figura 2.7, esta tecnologia se apresenta como uma das mais promissoras para as turbinas de geração eólica (20). Suas principais vantagens são: possibilidade de atuar em ampla faixa de velocidade do vento, a caixa de transmissão pode ser suprimida para geradores com elevados números de polos minimizando assim problemas de origem mecânica, controle completo de potência ativa e reativa, não utiliza escova o que diminui os custos com manutenção. Como desvantagem desse gerador tem-se o elevado custo de fabricação devido ao uso de ímãs permanente e o conversor associado deve ser dimensionado para a potência nominal (2). O PMSG é o gerador abordado nesse trabalho.

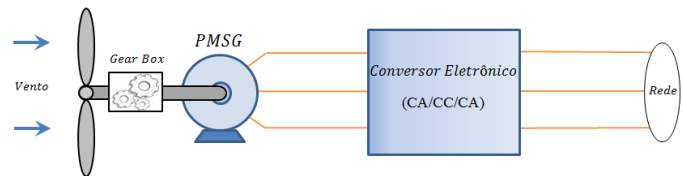


Figura 2.7: Diagrama ilustrativo dos aerogeradores do tipo SCIG

2.2 Conversores Plenos para Geradores Síncronos

Para conectar na rede elétrica os aerogeradores síncronos que trabalham em velocidade variável é necessário um conversor de potência eletrônico. Tradicionalmente as duas topologias mais utilizadas para a conexão do gerador à rede elétrica são: Conversor Síncrono com Retificador a Diodo mais Conversor *Boost* e Conversor Síncrono Retificador e Inversor PWM. As duas topologias se diferenciam essencialmente na estrutura do conversor conectado ao gerador.

A primeira topologia, apresentada Figura 2.8, possui um retificador a diodo em cascata com um conversor Boost. A potência de saída do Boost é transferida a rede elétrica através de um inversor de tensão trifásico com a função de extrair a potência proveniente do gerador e controlar a potência reativa injetada na rede (21). Essa estrutura contém dois barramentos CC com características distintas. O barramento próximo ao retificador tem tensão variável e o barramento ao lado do inversor trabalha com tensão constante. O conversor Boost tem o papel de elevar e regular a tensão do segundo barramento CC em função da velocidade do gerador. A tensão do barramento próximo ao inversor deve ser superior a tensão da rede para que seja possível impor o sentido do fluxo de potência. A utilização do retificador a diodo não permite o fluxo bidirecional de potência entre gerador e rede elétrica (10).

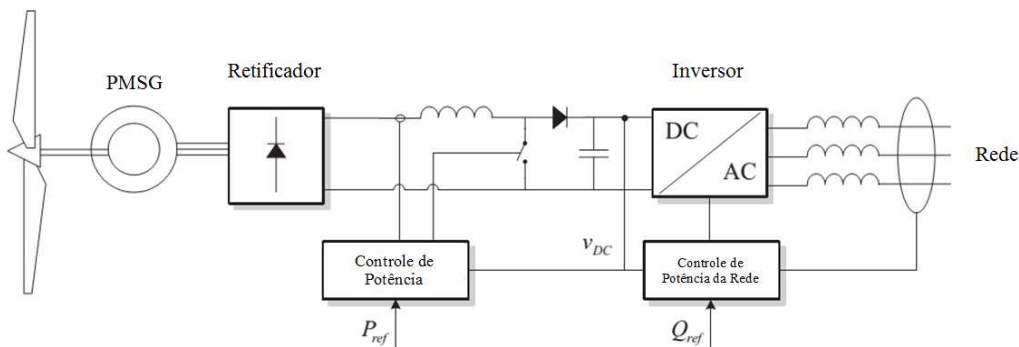


Figura 2.8: Conversor síncrono com retificador a diodos (2)

A segunda topologia, ilustrada na Figura 2.9 é composta por dois conversores trifásicos interconectados por um barramento CC que possui tensão

maior que o barramento CA. Essa topologia é muito versátil, pois permite o fluxo de potência bidirecional entre gerador e rede elétrica mesmo quando o gerador é submetido a elevadas velocidades de rotação e é a tecnologia mais utilizada para os conversores plenos (2). Tradicionalmente o conversor conectado ao gerador tem o papel de controlar a potência ativa e reativa convertida no gerador, por outro lado o conversor conectado à rede regula a tensão do barramento CC e o fator de potência do sistema através do controle da potência reativa na rede.

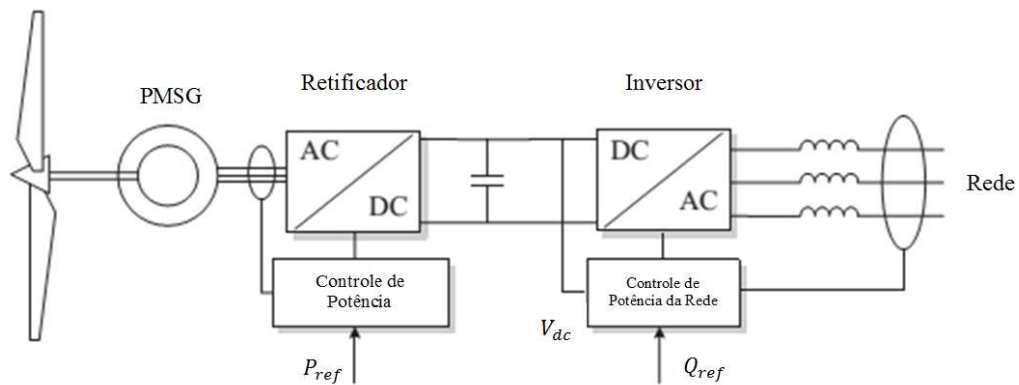


Figura 2.9: Conversor síncrono com retificador e inversor PWM (2)

O conversor ligado diretamente à rede de energia exige uma técnica de comando de sincronização. A obtenção do sincronismo é realizada por um circuito PLL (*Phase Locked Loop*) que estima o ângulo elétrico da rede. Além de ser capaz de sincronizar o conversor à rede a PLL deve também suportar distúrbios típicos que podem aparecer no sistema de energia garantindo o sincronismo mesmo em situações extremas. O gerador eólico trabalha com velocidade variável e necessita de um controle que o torne mais eficiente a conversão de energia. O rastreamento do ponto de máxima potência da turbina eólica, para diferentes velocidades do vento, contribui com o aumento da potência gerada.

Na maior parte das aplicações os controladores lineares fornecem uma resposta adequada de controle e convergência assintótica do erro para zero. O controlador PI no referencial síncrono é o mais indicado no controle de motores e geradores por proporcionar erro nulo em estado estacionário. Os controladores lineares são projetados para um determinado ponto de operação. Os controladores não lineares podem atuar em todas as regiões do

modelo independente do ponto de operação do sistema. Dentre os controladores não lineares pode-se citar o controlador de histerese, controladores *slide mode* e controle por passividade. O controlador por passividade merece destaque, pois sua implementação leva em consideração a energia armazenada no sistema partindo de uma análise física e permite levar o circuito ao seu ponto de operação de maior eficiência.

2.3 O Sistema de Geração Desenvolvido

Esta seção descreve o sistema de geração eólica representativo que foi construído em laboratório para esse trabalho. O sistema de geração construído em laboratório suporta um gerador síncrono de ímã permanente e um conversor pleno bidirecional *back-to-back* conectado à rede elétrica, contudo para os teste experimentais realizados neste trabalho utilizou-se um gerador síncrono de excitação independente, sem enrolamento amortecedor. O conversor na topologia *back-to-back* é caracterizado por dois conversores PWM trifásico de mesma topologia ligados por um barramento CC. O conversor do lado da rede (CLR) é responsável por regular a tensão do barramento CC, manter o fator de potência visto pela rede unitário e controlar o nível de tensão e frequência de saída para a correta conexão a rede elétrica. Já o conversor do lado do gerador é responsável em controlar a potência ativa e reativa extraída do gerador. O fato dos conversores possuírem a mesma topologia facilita a implementação dos controladores. A plataforma de controle desenvolvida controla os dois conversores e se baseia em um processador de ponto flutuante.

2.3.1 Estrutura da Montagem

As Figuras 2.10 e 2.11 mostram o sistema de geração com conversor *Back-to-Back* conectado a rede elétrica. A estrutura possui um circuito *chopper* para a proteção contra sobretensão do barramento CC, circuito de pré-carga para minimizar a corrente transitória dos capacitores quando é conectado a rede elétrica e um filtro indutivo para atenuação dos harmônicos injetados na rede em virtude do chaveamento dos conversores.

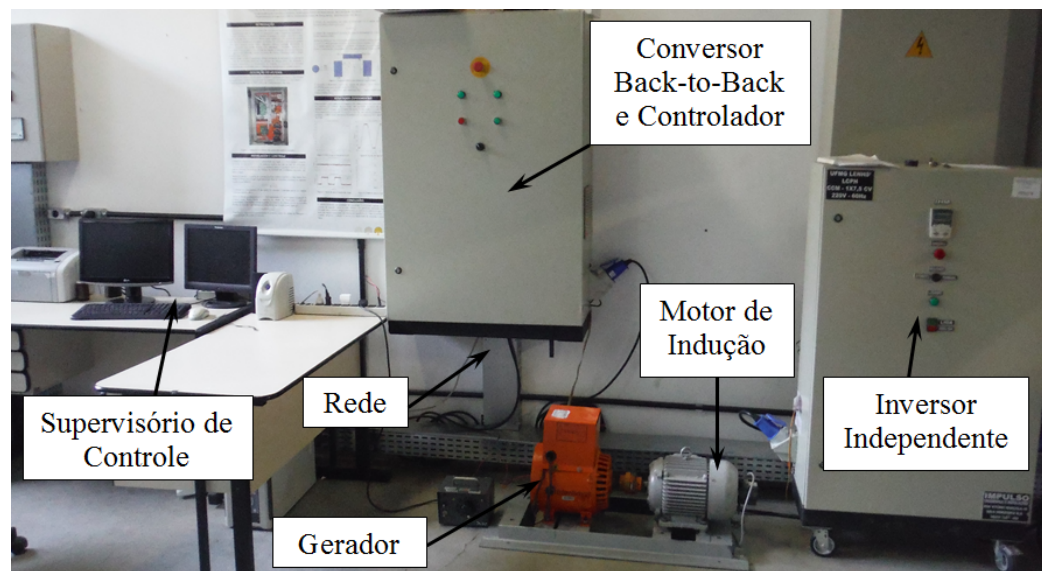


Figura 2.10: Vista geral do gerador síncrono de excitação independente e do simulador de turbina utilizados nos testes experimentais.

O gerador utilizado para as simulações é de ímãs permanente de 3kW, 7,8A e 220V para condições de operação nominal. O gerador possui 4 polos e velocidade nominal de 1800RPM, o que torna necessário a utilização de uma caixa de transmissão para a conexão com a turbina eólica. Para a execução dos testes experimentais é utilizado um gerador síncrono de 4 polos com excitação independente de 3kW, 7,8A, 220V e 1800RPM nas condições nominais. O gerador é acoplado a um motor de indução de 5,5KW que atua como um emulador de turbina e é acionado por um inversor independente. A Figura 2.10 mostra a estrutura física da conexão do gerador e o emulador de turbina utilizados nos testes experimentais.

O sistema completo construído em laboratório é apresentado na Figura 2.11. Pode-se destacar na imagem o conversor *Back-to-Back*, o filtro indutivo, o circuito de comando e proteção, o controlador com os módulos de entrada e saída de sinais de controle além do ambiente de monitoramento em tempo real. A seguir cada um destes componentes é descrito em detalhes.

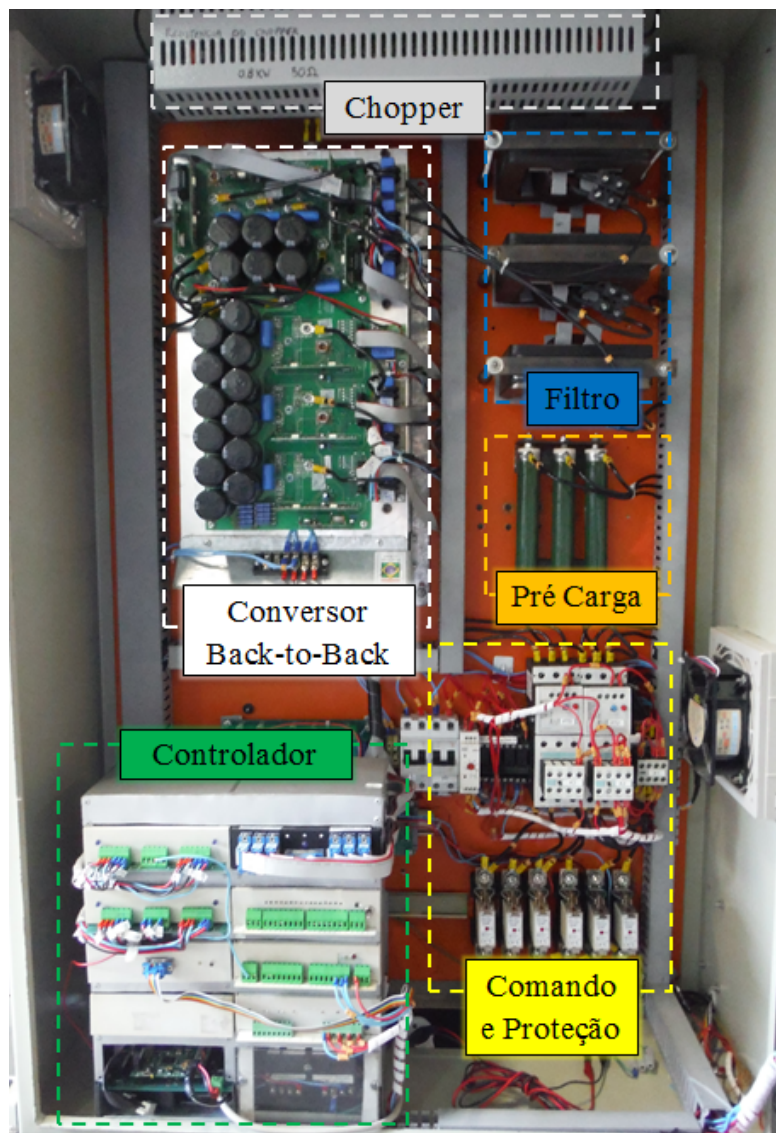


Figura 2.11: Sistemas experimental desenvolvido

2.3.2 Conversor *Back-to-Back*

O conversor *Back-to-Back* foi produzido pela empresa *Semikron-Brasil* e é formado basicamente por duas pontes inversoras trifásicas compostas por IGBT's e interligadas através de uma barramento CC. O CLR e o CLG utilizam o modulo semiconductor SK 30GB 128 e SK 60GB 128, respectivamente, e são acionados pelos gates drives SKHI 20 OPA. O módulo utilizado para o circuito do chopper é o semiconductor SK30GAL 123 também fabricado pela Semikon. Os dados gerais do conversor são organizados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Características dos módulos semicondutores do Conversor Back-to-Back.

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 $T = 25^0 (80^0) C$
Barramento CC	$C_{eqvl} = 3060\mu F$ $V_{DCmax}=750V$
<i>Chopper</i>	SK30GAL 123 $V_{ce} = 1200V$ $I_{igbt,ch} = 33 (22)A$ para $T = 25^0 (80^0) C$ $I_{diodo} = 22A$ para $T = 125^0C$

O resistor do *chopper* é escolhido de forma a permitir que ele auxilie o conversor a suportar um afundamento momentâneo de tensão. Considerando

o caso mais grave (Tensão da rede cai para zero durante um período de 3s) o resistor deve dissipar toda a potência fornecida ao gerador durante o intervalo de falha. O valor da resistência do *chopper* pode ser encontrada conforme a Equação (2.1), onde V_{DCm} é a tensão máxima permitida no barramento, $R_{chopper}$ é a resistência do *chopper*, Pg_{nom} é a potência nominal do gerador e $I_{igbt,ch}$ é a corrente máxima admitida no módulo IGBT.

$$\frac{V_{DCm}}{I_{igbt,ch}} \leq R_{chopper} \leq \frac{V_{DCm}^2}{Pg_{nom}} \quad (2.1)$$

2.3.3 Filtro Indutivo

A conexão do CLR na rede elétrica é feita por intermédio de um filtro indutivo trifásico não acoplados. Devido a característica de ligação do filtro, é necessário que o valor da indutância não seja muito elevada para não provocar grande queda de tensão. O critério de dimensionamento do filtro é dada pela Equação (2.2) e pode ser vista com mais detalhes nos trabalhos (6) e (22).

$$L_f = \frac{V_{fase}}{2\sqrt{6}f_{ch}I_{r,pico}} \quad (2.2)$$

Sendo, V_{fase} a tensão de fase da rede, f_{ch} a frequência de chaveamento do CLR e $I_{r,pico}$ é o *ripple* de corrente desejado. A indutância é $4mH$ é obtida considerando um *ripple* de corrente de 10%.

Em sistemas de geração eólica de média e alta potência geralmente utiliza-se filtros do tipo *LCL* por proporcionar uma maior filtragem dos harmônicos produzidos pela frequência de chaveamento do conversor ligado à rede e redução dos indutores, como apresentado nos trabalhos (23), (24), (25) e (26). Entretanto, em sistema pequeno porte a frequência de comutação dos conversores são mais altas o que facilita a filtragem dos harmônicos. Por tanto, como a potência do sistema experimental é baixa optou-se por um filtro puramente indutivo.

2.3.4 Plataforma de Controle Desenvolvida

A plataforma de controle desenvolvida para o sistema de geração proposto é apresentado na Figura 2.12(a). A plataforma foi inspirada em uma concepção modular, com suporte para até 8 módulos, fonte de alimentação integrada e uma placa mãe. Os módulos foram projetados e construídos no LCCE e fazem parte da execução deste trabalho.

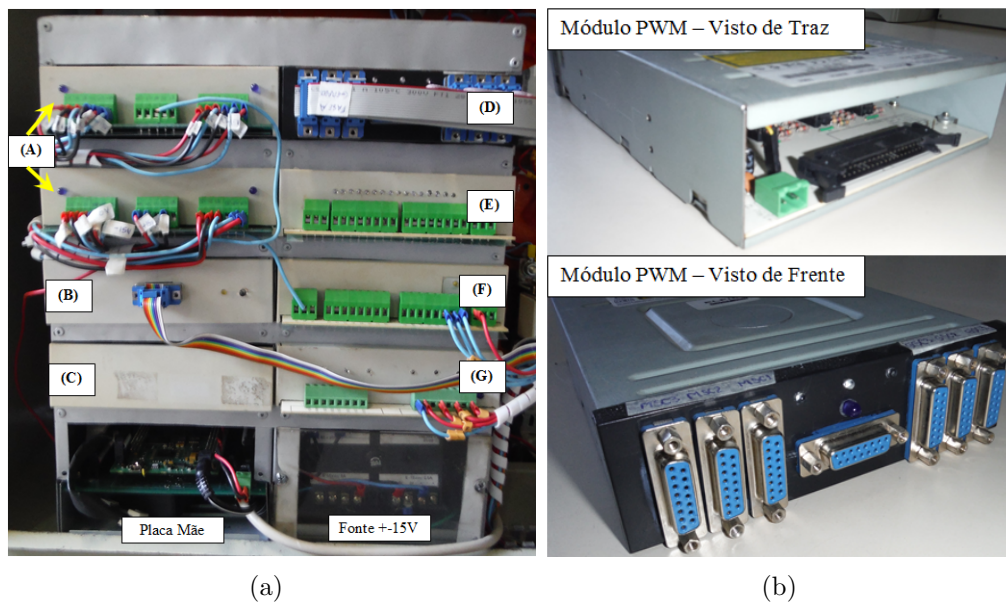


Figura 2.12: (a)Plataforma de controle desenvolvida; (b) Exemplo de um módulo construído.

O projeto da plataforma de controle visou o desenvolvimento de circuitos de interfaces divididos por módulos que se conectam a uma placa mãe onde é feito o processamento de sinais. A criação dos módulos permite a redução do tempo de manutenção e verificação de falhas, além de reduzir custos de atualizações de hardware, principalmente o DSP, e ser versátil para a instalações em outras aplicações, pois a plataforma conta com uma estrutura metálica de montagem para o conjunto de módulos. Cada módulos foi projetado para ser montado em estruturas de *drives* de *CD-rom* reciclados, Figura 2.12(a), oferecendo uma robustez mecânica a cada circuito. Os módulos desenvolvidos para a unidade controle podem ser visualizados na Figura 2.12(a) e identificados na listagem a seguir:

- (A) 2 módulos de condicionamento de sinais analógicos baseados nos sensores de tensão (LV 25 P) e corrente (LA 55 P) ;
- (B) 1 módulo para leitura de sinais de encoder;
- (C) 1 módulo de saída analógica de 4 canais;
- (D) 1 módulo de comando PWM de 13 canais com tensão de saída de 0-15V;
- (E) 1 módulo de entrada digital com 16 entradas de 0 - 5V;
- (F) 1 módulo de saída digital com 16 *bits* de 0 - 5V, sendo 4 configuráveis para 0-10V;
- (G) 1 módulo para acionar 8 relês auxiliares para comando elétrico;

A placa mãe é baseada no kit *eZdspTM F28335* da *Texas Instruments* que possui um DSP (*Digital Signal Processor*) de ponto flutuante. As principais características do kit *eZdspTM F28335* são listadas a baixo.

- TMS320F28335 *Digital Signal Controller*;
- Frequência de *clock* de 150Mhz;
- Hardware interno para calculo em ponto flutuante;
- Modulo A/D de 16 entradas analógicas de 12 bit;
- Memória SRAM de 256K *bytes* externos mais 68K *bytes* RAM internas e 512K *bytes* de memória *Flash*;
- Conector JTAG para emulação em tempo real.

A plataforma de controle comanda os conversores do lado da rede e do gerador através de técnicas PWM's (*Pulse-Width Modulation*) com frequência de chaveamento de 6Khz. A taxa de amostragem utilizada para os algoritmos de controle da plataforma é definida através sincronização da portadora triangular de 6kHz do comando PWM. O algoritmo de controle executa a aquisição dos sinais de tensão e corrente dos conversores quando a portadora

triangular do comando PWM atingem o seu pico e o seu vale. Assim, a taxa de amostragem resultante para o controle é de 12Khz.

A sincronização da taxa de amostragem possibilita à aquisição do valor instantâneo médio das variáveis de interesse (Tensão e Corrente) durante um período de chaveamento dos conversores. A Figuras 2.13(a) mostra a sincronização realizada experimentalmente para a aquisição das correntes de fase do conversor do lado da rede. Os pulsos que podem ser visualizados indicam o momento em que a aquisição das variáveis são feitas. Nota-se que os pulsos sempre coincidem no valor médio da variável, o que elimina drasticamente as componentes do *ripple* melhorando assim a performance da ação de controle, esse efeito pode ser observado pela Figura 2.13(b).

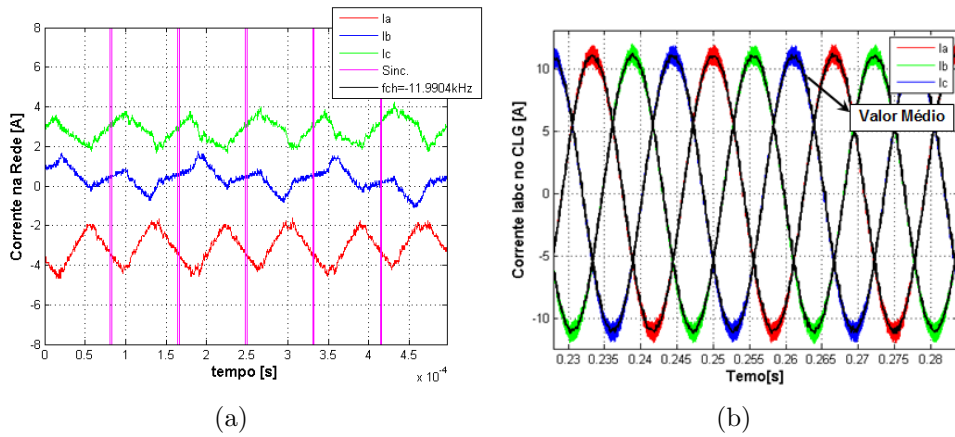


Figura 2.13: (a)Teste Experimental: Instantes de aquisição das variáveis; (b)Teste Simulado: Valor médio das variáveis amostradas

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentadas as principais tecnologias para sistemas de geração eólica assim como o sistema desenvolvido em laboratório. A estrutura montada em laboratório dará suporte a realização dos testes experimentais para os controladores que serão apresentadas no capítulo 4. A bancada de ensaios foi baseada nos trabalhos desenvolvido por Soares(6) mas passou por uma reformulação quase completa, com mudanças na disposição dos componente e do sistema de proteção/comando para suportar a

nova unidade de controle desenvolvida. A plataforma de controle foi totalmente reprojeta em uma concepção modular para ser mais versátil além de possuir um poder computacional superior, evitando os problemas de implementação encontrados por [Soares\(6\)](#). No próximo capítulo são desenvolvidos os modelos matemáticos do sistema de geração baseado no PMSG e conversor *Back-to-Back*.

Modelagem do Sistema

3.1 Sistema de Geração Eólica

O diagrama ilustrativo dos principais componentes do circuito de geração eólica é apresentado na Figura 3.1. O sistema apresentado conta com a tecnologia de geração a ímãs permanentes que é conectada a rede elétrica por intermédio de um conversor de potência plena na topologia *Back-to-Back*.

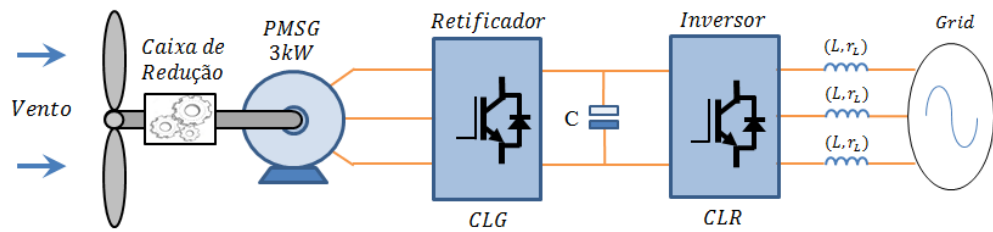


Figura 3.1: Sistema de geração eólica.

O conversor *Back-to-back* é constituído por um retificador controlado e por um inversor conectados por um barramento de corrente contínua. Os conversores são dotados de seis chaves de comutação e acionadas pela técnica de chaveamento SVPWM.

3.2 Modelagem do Perfil de Vento

As variações horárias e diárias da velocidade do vento em uma determinada região possui um padrão estocásticos pouco previsível. Entretanto o modelo para o perfil de vento podem ser descrita pela Equação (3.1) que considera os efeitos espaciais de variações no comportamento do vento que podem ser representados como rajadas, mudanças rápidas em rampa e ruído de fundo (27)(28).

$$V_{vento} = V_{base} + V_{rajadas} + V_{rampa} + V_{ruído}. \quad (3.1)$$

Onde V_{base} representa a componente média da velocidade do vento, V_{gust} é a componente das rajadas de vento que podem ser consideradas por uma função cosseno, V_{rampa} representa a elevação da componente média do vento durante um período de tempo e pode ser representada por uma função rampa e $V_{ruído}$ é uma parcela aleatória do vento (28).

3.3 Modelagem da Turbina Eólica

O modelo aerodinâmico da turbina eólica usada nesse trabalho é proposto por (29). A potência e torque mecânico disponível na turbina é dada pelas Equações (3.2) e (3.3), respectivamente.

$$P_M = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 V_{vento}^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (3.2)$$

$$T_M = \frac{1}{2} \rho \pi R_t^2 V_{vento}^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (3.3)$$

Onde ρ é a densidade do ar; V_{vento} é a velocidade do vento que atravessa a turbina e R_t é o raio das pás da turbina. A função $C_p(\lambda, \beta)$ dada pela Equação(3.4) representa a parcela da potência do vento extraída pela turbina eólica e sendo caracterizado como um coeficiente de descarga ou potência.

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (3.4)$$

Os parâmetros do coeficiente de potência são dados por: $c_1 = 0,5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0,4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$ e $c_6 = 0,0068$. O fator λ_i é calculado pela Equação (3.5) e depende de duas variáveis: Razão da velocidade máxima dado por λ , equação (3.6), e o ângulo de inclinação das pás da turbina dado por β . O ângulo β altera fortemente o coeficiente de desempenho da turbina e consequentemente a potência mecânica extraída do vento, portanto o ângulo β é utilizado como ação de controle quando a velocidade do vento é maior que velocidade máxima permitida afim de manter a potência fornecida pela turbina em valores nominais.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3.5)$$

$$\lambda = \frac{\omega R_t}{V_{vento}}. \quad (3.6)$$

O coeficiente de desempenho C_{pmax} e $\lambda_{nominal}$ pode ser obtido pela análise gráfica da Equação (3.4). O gráfico da Figura 3.2 apresenta o comportamento da função C_p para diferentes valores de λ . Nessa análise o ângulo das pás da turbina β foi mantido em zero. Praticamente tem-se que o $C_{pmax} = 0,48$ para um $\lambda = 8,1$ sendo esse o valor nominal de lambda.

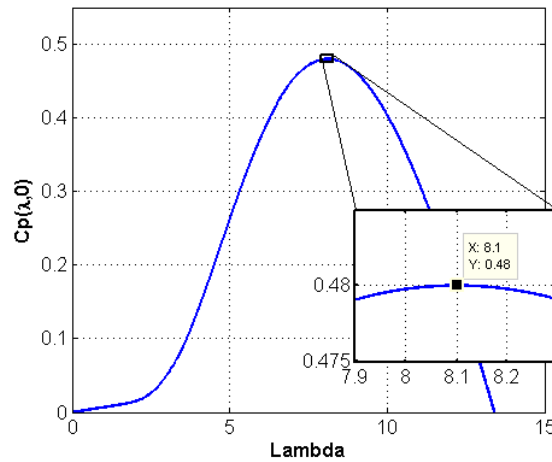


Figura 3.2: Curva do coeficiente de desempenho C_p .

A Equação (3.2) admite um ponto de máximo que é dado em função do coeficiente de desempenho da turbina, que por sua vez é afetado pela razão de velocidade λ . A potência ótima disponível é obtida para um C_pmax e para um $\lambda_{nominal}$. O ponto de máxima potência é definido pela Equação (3.7) que é uma função da velocidade de rotação do eixo da turbina.

$$P_{max} = \frac{1}{2} C_pmax \rho \pi R_t^2 \left(\frac{R_t \omega}{\lambda_{nominal}} \right)^3 \quad (3.7)$$

A Figura 3.3 apresenta a potência mecânica extraída do vento em função da velocidade de rotação do eixo. O raio das pás da turbina simulada é de 2 metros e foi obtido em função da potência nominal do gerador de $3kW$.

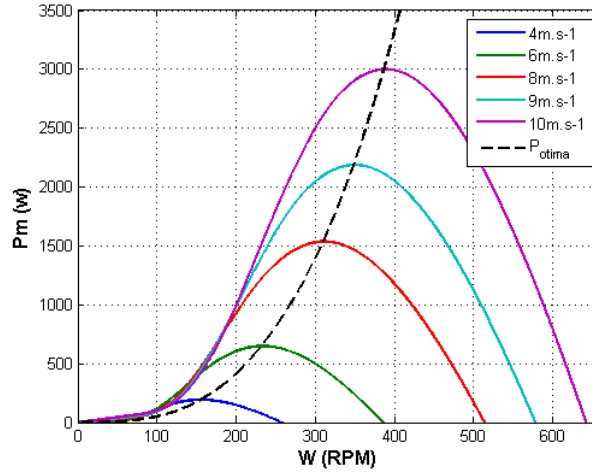


Figura 3.3: Curva de potência da turbina em função a velocidade de rotação para diferentes velocidade de vento.

A Equação (3.7) é comumente utilizada como referência para o controle da potência a ser extraída do gerador conectado ao eixo da turbina e caracteriza o método MPPT de controle por realimentação de potência. Outra alternativa de se obter o ponto de máxima potência é a utilização da Equação (3.8) que a partir da medição da velocidade do vento determina a velocidade de rotação ótima ω_{otimo} para a turbina, caracterizando o método MPPT de controle de velocidade de ponta. Nessa alternativa o sistema de controle deve impor a velocidade de rotação do eixo da turbina através do gerador conectado em seu eixo.

$$\omega_{otimo} = \frac{\lambda_{nominal} V_{vento}}{R_t} \quad (3.8)$$

3.4 Modelagem do Gerador Síncrono

Os geradores síncronos de ímã permanente (PMSG), fazem parte de uma ampla classe de máquinas elétricas e destaca-se dentre as máquinas síncronas. Esses geradores síncronos não necessitam da presença dos anéis coletores e tão pouco dos enrolamentos de campo que são substituídos pelos ímã permanente. A modelagem do Gerador de ímã permanente é apresentado nas subseções a seguir. No primeiro momento é apresentado o modelo do gerador síncrono no sistema trifásico equilibrado e por ultimo, o modelo de referencial síncrono é exposto.

3.4.1 Gerador de Ímã Permanente no Sistema Trifásico Equilibrado

Para fins ilustrativos e de compreensão, os modelos mecânico e elétrico do gerador síncrono de ímã permanente são ilustrados nas Figuras 3.4 e 3.5 a baixo.

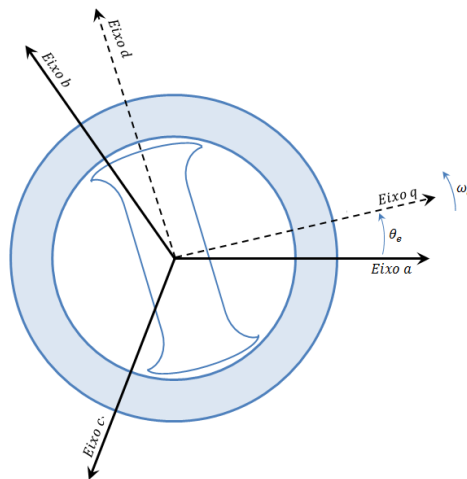


Figura 3.4: Gerador síncrono de ímã permanente.

Os enrolamentos do estator representados por a_s , b_s e c_s são defasados em 120° entre si, com indutâncias L_a , L_b e L_c e resistências R_s . Os eixos magnéticos do estator são ilustrados por a , b e c . Os eixos q (eixo em quadratura) e o eixo d (eixo direto) representam a orientação magnética do rotor (3)(30). O modelo dinâmico em coordenadas trifásicas do gerador síncrono de ímã é obtido através da análise de circuito da Figura 3.5 e dado pela Equação (3.9).

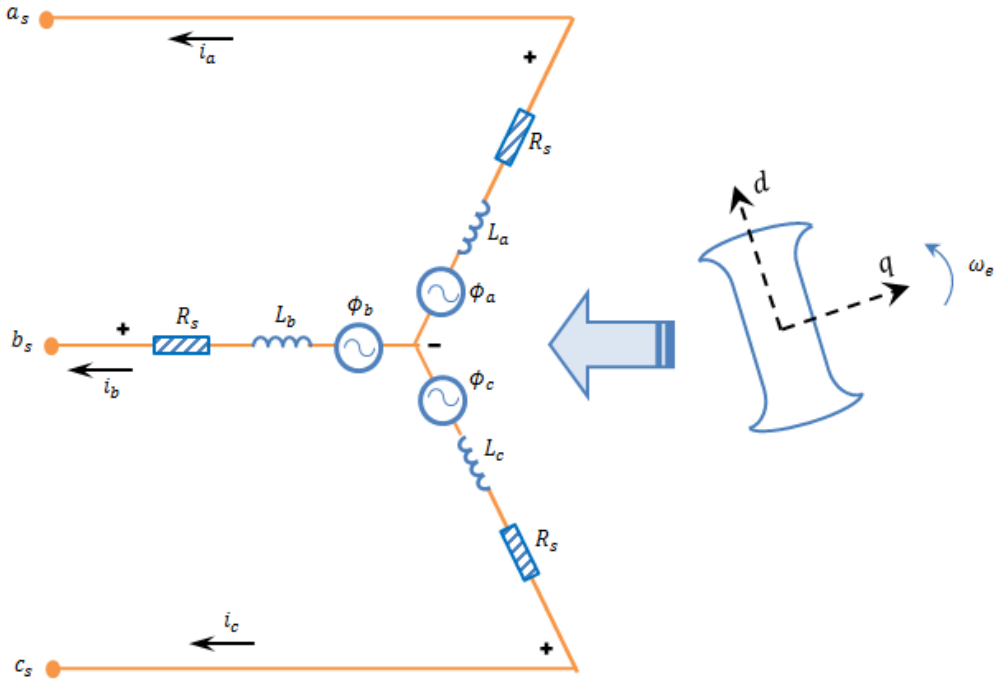


Figura 3.5: Circuito elétrico do gerador síncrono de ímã permanente.

$$\begin{aligned}
 v_a &= -R_s i_a - \frac{d[L_a(\Theta_e)i_a]}{dt} - \frac{d[M_{ab}(\Theta_e)i_b]}{dt} - \frac{d[M_{ac}(\Theta_e)i_c]}{dt} - \frac{d[\phi_a(\Theta_e)]}{dt} \\
 v_b &= -R_s i_b - \frac{d[L_b(\Theta_e)i_b]}{dt} - \frac{d[M_{ba}(\Theta_e)i_a]}{dt} - \frac{d[M_{bc}(\Theta_e)i_c]}{dt} - \frac{d[\phi_b(\Theta_e)]}{dt} \\
 v_c &= -R_s i_c - \frac{d[L_c(\Theta_e)i_c]}{dt} - \frac{d[M_{ca}(\Theta_e)i_a]}{dt} - \frac{d[M_{cb}(\Theta_e)i_b]}{dt} - \frac{d[\phi_c(\Theta_e)]}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Onde os elementos M representam as indutâncias mútua entra as fases. As indutâncias são expressas, em função do ângulo elétrico θ_e entre o eixo d do rotor e o eixo a do estator, como apresentado por (30).

$$\begin{aligned}
 L_a &= L_o + L_m \cos(2\theta_e) \\
 L_b &= L_o + L_m \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\
 L_c &= L_o + L_m \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\
 M_{ab} &= M_{ba} = -\frac{1}{2}L_o + L_m \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\
 M_{bc} &= M_{cb} = -\frac{1}{2}L_o + L_m \cos(2\theta_e) \\
 M_{ac} &= M_{ca} = -\frac{1}{2}L_o + L_m \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Os parâmetros L_o e L_m são inerentes a construção física do gerador, sendo L_o o valor médio da indutância própria e L_m é a máxima variação da indutância. O fluxo ϕ_a , ϕ_b e ϕ_c acoplados as fases do estator variam senoidalmente com θ_e e são dados pela Equação (3.11), sendo ϕ_m o fluxo máximo criado nas fases do estator (3)(30).

$$\begin{aligned}
 \phi_a &= \phi_m \cos(2\theta_e) \\
 \phi_b &= \phi_m \cos(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\
 \phi_c &= \phi_m \cos(2\theta_e + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

A Equação (3.9) pode ser escrita de forma matricial como apresentado em (3.12) ou de forma mais compacta em (3.13).

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} L_a(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_b(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ca}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_c(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

$$\begin{aligned}
V_{abc} &= -R_{abc}I_{abc} + \frac{d\Psi_{abc}}{dt} \\
\Psi_{abc} &= -L_{abc}I_{abc} + \phi_{abc}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

onde

$$\begin{aligned}
V_{abc} &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \\
I_{abc} &= \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \\
\Psi_{abc} &= \begin{bmatrix} \Psi_a & \Psi_b & \Psi_c \end{bmatrix}^T \\
\phi_{abc} &= \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix}^T \\
R_{abc} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \\
L_{abc} &= \begin{bmatrix} L_a(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_b(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ca}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_c(\theta_e) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.14}$$

A modelagem do gerador no sistema trifásico é portanto definido pela Equação (3.13) onde as indutâncias são funções de θ_e o que torna o modelo complexo. A transformação do sistema trifásico (3.13) para um bifásico se torna vantajoso uma vez que é possível tornar as indutâncias invariantes em relação θ_e através de uma mudança de coordenadas.

3.4.2 Gerador de Ímã Permanente no Referencial Síncrono

A equação apresentada em (3.13) descreve o modelo do gerador síncrono a ímã permanente com o acoplamento entre as indutâncias do estator e a posição θ_e que varia com o tempo. Todavia, o acoplamento pode ser desfeito através de uma mudança de coordenadas das variáveis do estator para um plano de referência fixo no rotor, tornando as indutâncias invariante no tempo. Portanto, o modelo com referencial síncrono $dq0$ é obtido através dessa mudança de coordenadas.

Figura 3.6 ilustra a mudança de coordenadas realizada pela transformação $dq0$ em relação ao plano de coordenadas abc . Os eixos d e q são alinhados com os eixos magnéticos do rotor que gira a uma velocidade angular ω_e . O eixo d é posicionado em fase com o fluxo magnético máximo do rotor, por sua vez o eixo q é mantido em quadratura com o eixo d ficando 90° adiantado.

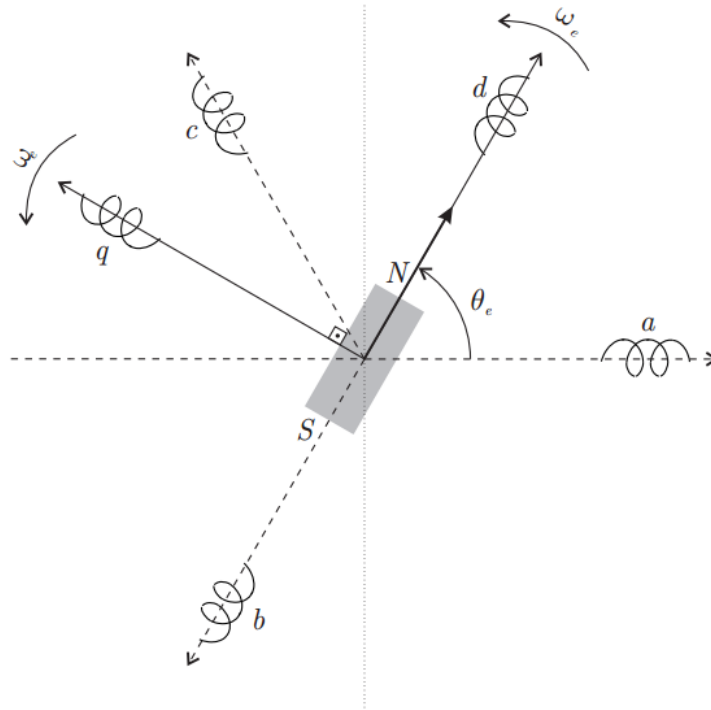


Figura 3.6: Representação da mudança de coordenadas abc para coordenadas síncronas dq (3).

As variáveis do sistema de Equações (3.13) no referencial síncrono $dq0$ são apresentadas a baixo.

$$\begin{aligned}
 v_{dq0} &= T_{dq0} v_{abc} \\
 i_{dq0} &= T_{dq0} i_{abc} \\
 \Psi_{dq0} &= T_{dq0} \Psi_{abc} \\
 \phi_{dq0} &= T_{dq0} \phi_{abc}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

onde

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Note que as componentes de sequência *zero* podem ser desconsideradas em sistema elétricos equilibrados. Além disso assumiu-se que o fluxo magnético se encontra alinhado com o eixo d , dessa forma $\phi_q = 0$, $\phi_0 = 0$ e que $\phi_d = \phi_m$. Assim os vetores de tensão, corrente e fluxo podem ser escrito da forma (3.17).

$$\begin{aligned}
 v_{dq} &= \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T \\
 i_{dq} &= \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T \\
 \Psi_{dq} &= \begin{bmatrix} \Psi_d & \Psi_q \end{bmatrix}^T \\
 \phi_{dq} &= \begin{bmatrix} \phi_d & 0 \end{bmatrix}^T
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Aplicando a matriz de transformação (3.16) na Equação (3.13) obtém-se (3.18)

$$T_{dq0}^{-1}v_{dq} = -R_s T_{dq0}^{-1}i_{dq} + \frac{d}{dt} (T_{dq0}^{-1}\Psi_{dq}) \quad (3.18)$$

que pode ser reescrita na forma de (3.19).

$$v_{dq} = - (T_{dq0}R_sT_{dq0}^{-1}) i_{dq} + T_{dq0} \left(\frac{d}{dt} T_{dq0}^{-1} \right) \Psi_{dq} + T_{dq0} T_{dq0}^{-1} \left(\frac{d}{dt} \Psi_{dq} \right) \quad (3.19)$$

Com algumas simplificações, as tensões da saída do gerador escrita no referencial síncrono é dado por (3.20) ou de forma mais compacta o modelo do gerador síncrono de ímã permanente pode ser dado por (3.21)

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = & - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ & \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} v_d &= -R_s i_d + \omega_e L_q i_q - L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q &= -R_s i_q - \omega_e L_d i_d + \omega_e \phi_d - L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (3.21)$$

sendo

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{3}{2} (L_o - L_m) \\ L_q &= \frac{3}{2} (L_o + L_m) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Por intermédio da expressão (3.21) pode-se obter o circuito equivalente do PMSG no referencial síncrono ilustrado na Figura 3.7.

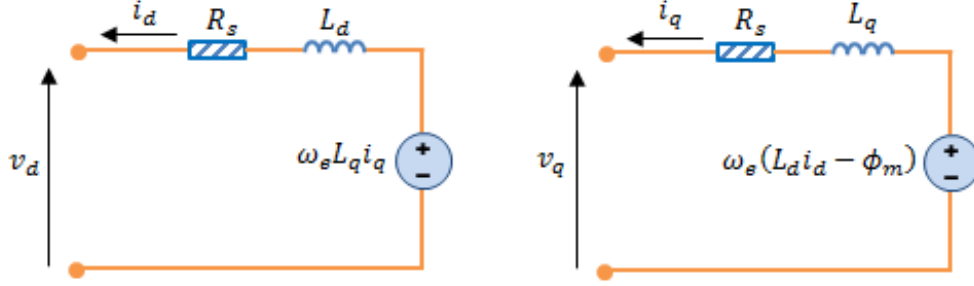


Figura 3.7: Circuito equivalente no referencial dq do gerador síncrono de ímã permanente.

3.4.3 Potência e Torque Elétrico

3.4.3.1 Potência Elétrica

A potência elétrica produzida pelo gerador é dado pela soma dos produtos entre a tensão e corrente instantâneas de cada fase do gerador, como descrito pela Equação (3.23). A potência gerada na máquina é definida como positiva.

$$P_e = [v_{abs}]^T [i_{abc}] = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (3.23)$$

A Equação (3.23) pode ser escrita também em termos das coordenadas síncronas $dq0$ aplicando a matriz de transformação (3.16) em (3.23).

$$P_e = [v_{dq0}]^T \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} [i_{dq0}] = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_o i_o) \quad (3.24)$$

Substituindo a Equação (3.21) na Equação (3.24) tem-se a expressão da potência entregue nos terminais do gerador (3.25) que pode ser dividida em três termos.

$$P_e = \frac{3}{2} \left[-R_s(i_d^2 + i_q^2) - \left(i_d \frac{d(L_d i_d)}{dt} + i_q \frac{d(L_q i_q)}{dt} \right) + \omega_e ([L_q - L_d] i_d + \phi_m) i_q \right] \quad (3.25)$$

O primeiro termo da Equação (3.25) representa a potência dissipada por efeito joule no estator, ou perdas no cobre P_{cu} dado por

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (3.26)$$

O segundo termo da equação representa a taxa de energia armazenada nas indutâncias do gerador, denotada pela Equação (3.27).

$$P_\Psi = \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d(L_d i_d)}{dt} + i_q \frac{d(L_q i_q)}{dt} \right) \quad (3.27)$$

Por ultimo, o terceiro termo fornece a potência mecânica convertida em elétrica sendo chamada de potência eletromecânica ou potência gerada P_g , sendo descrita pela Equação (3.28).

$$P_g = \frac{3}{2} \omega_e ([L_q - L_d] i_d + \phi_m) i_q \quad (3.28)$$

3.4.3.2 Torque Elétrico

A potência eletromecânica pode ser definida pelo produto entre o torque elétrico e a velocidade mecânica. A velocidade angular elétrica ω_e é igual a

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m. \quad (3.29)$$

sendo N_p o número de polos do gerador e ω_m é a velocidade mecânica do eixo do gerador em rad/s . Assim, por intermédio das Equações (3.28) e (3.29) tem-se a expressão (3.30) para o torque elétrico desenvolvido no gerador.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} ([L_q - L_d] i_d + \phi_m) i_q \quad (3.30)$$

3.4.4 Modelo Final do Gerador Síncrono de Ímã Permanente

O modelo final do gerador dado pela Equação (3.31) é definida através das Equações (3.21) e (3.30) acrescido da dinâmica mecânica do eixo da máquina. Onde T_m é o torque mecânico inserido no eixo do gerador, J é o momento de inércia do gerador, B é o coeficiente de atrito. O termo $B\omega_m$ é o torque de perdas por atrito, modelado como proporcional à velocidade.

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} &= -R_s i_d + \omega_e L_q i_q - v_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} &= -R_s i_q - \omega_e L_d i_d + \omega_e \phi_m - v_q \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= T_m - B\omega_m - \frac{3}{2} \frac{N_p}{2} ([L_q - L_d] i_d + \phi_m) i_q \end{aligned} \quad (3.31)$$

3.5 Modelagem da Dinâmica do Conversor do Lado da Rede

O conversor do lado da rede (CLR) apresentado na Figura 3.1 possui o papel de controlar a tensão do barramento CC e a potência reativa injetada na rede elétrica através da corrente que circula entre o conversor e a rede. Dessa forma, as subseções a seguir são organizadas com o objetivo de apresentar os modelos dinâmicos do barramento CC, da potência reativa e da corrente elétrica que circula no conversor para um sistema elétrico trifásico equilibrado.

3.5.1 Dinâmica da Corrente Elétrica do Conversor do Lado da Rede

O conversor trifásico conectado a rede elétrica, através da técnica de comutação SVPWM, sintetiza tensões de fase em seus terminais de maneira a impor o sentido do fluxo da corrente entre o conversor e a rede elétrica. As tensões sintetizadas pelo conversor podem ser aproximadas por fontes senoidais para a componente fundamental da rede, pois a comutação das chaves

do conversor dentro de um curto intervalo de tempo sintetizam o valor médio instantâneo de uma senoide ao longo de cada período de chaveamento. A Figura 3.8 ilustra o circuito equivalente do conversor conectado a rede elétrica por intermédio de um filtro indutivo. A rede elétrica é representada somente por fontes de tensão na frequência fundamental da rede, pois sua impedância equivalente pode ser desconsiderada quando comparada com a ordem de grandeza da impedância do filtro indutivo conectado entre o conversor e a rede.

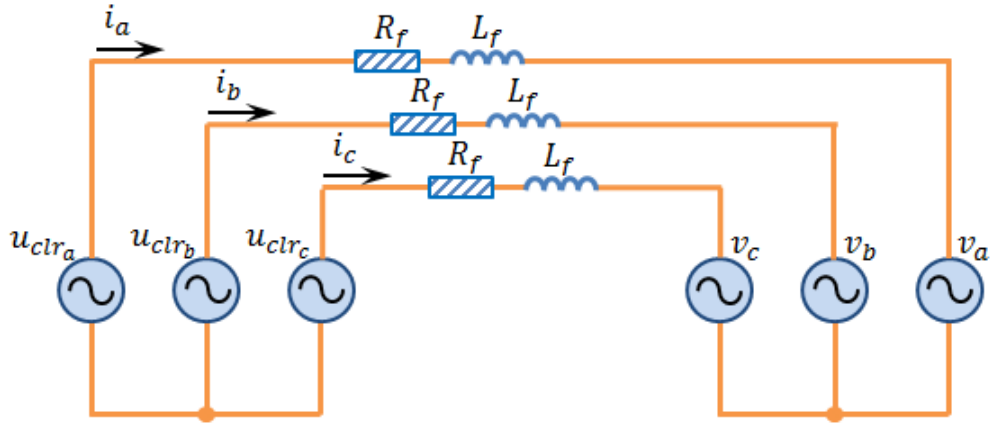


Figura 3.8: Circuito equivalente conversor do lado da rede.

Aplicando as leis de Kirchhoff para tensão no circuito apresentado na Figura 3.8, obtém-se a Equação (3.32) para o sistema trifásico.

$$\begin{bmatrix} u_{clr_a} \\ u_{clr_b} \\ u_{clr_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Reescrevendo a Equação (3.32) em coordenada dq obtém-se a Equação (3.33) no domínio do tempo. Sendo $u_d = \mu_d V_{DC}$ e $u_q = \mu_q V_{DC}$ as tensões sintetizadas pelo conversor no referencial dq . Os termos μ_d e μ_q são os índices de modulação enviado ao conversor e V_{DC} é a tensão do barramento CC.

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_f i_d L_f \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_f i_q + v_d \\
 u_q &= R_f i_q L_f \frac{di_q}{dt} - \omega_r L_f i_d + v_q
 \end{aligned}
 \tag{3.33}$$

Do ponto de vista de análise e controle o modelo dinâmico da corrente que flui através do conversor é melhor descrita no domínio da frequência. Aplicando a transformação de Laplace na Equação (3.33) obtém-se a Equação (3.34).

$$\begin{aligned}
 I_d(s) &= \frac{U_d(s) + \omega_r L_f I_q(s) - V_d(s)}{L_f s + R_f} \\
 I_q(s) &= \frac{U_q(s) - \omega_r L_f I_d(s) - V_q(s)}{L_f s + R_f}
 \end{aligned}
 \tag{3.34}$$

A dinâmica da corrente entre o conversor e a rede elétrica descrita pela Equação (3.34) é apresentado em diagrama de blocos na Figura 3.9.

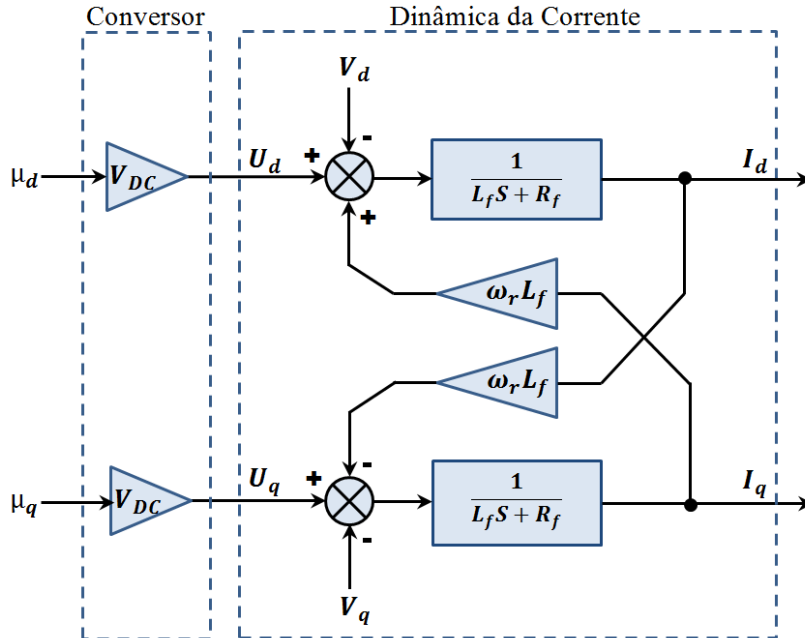


Figura 3.9: Diagrama em bloco da dinâmica da corrente no referencial síncrono.

3.5.2 Potência Ativa e Reativa

Para as considerações do sistema trifásico equilibrado de sequência positiva a potência ativa e reativa que circula pelo conversor conectado a rede podem ser calculadas pela Equação (3.35).

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \\ Q_r &= \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \end{aligned} \tag{3.35}$$

Do ponto de vista do controle do conversor do lado da rede é vantajoso definir a orientação das coordenadas dq de maneira que a tensão de eixo q seja igual a zero ($v_q = 0$) e a tensão de eixo d seja constante e igual à amplitude da tensão da rede elétrica $v_d = \max(v_a)$ (31). A orientação das coordenadas dq da rede elétrica é comumente feita através do ângulo da tensão da rede que é obtido por um algoritmo PLL. Utilizando o ângulo da tensão da rede para a condição de orientação descrita anteriormente e considerando que os termos de acoplamento ($\omega_r L_f i_d$) e ($\omega_r L_f i_q$) da Equação (3.33) sejam compensados, os fluxos de potência ativa e reativa entre o conversor e a rede podem ser definidas em termos das correntes de eixo d e q respectivamente, como apresentado nas equações (3.36) e (3.37).

$$P_r = \frac{3}{2} v_d i_d \tag{3.36}$$

$$Q_r = -\frac{3}{2} v_d i_q \tag{3.37}$$

A orientação das coordenadas dq definida acima, proporciona uma simplificação do controle do conversor, pois as potências ativa e reativa se tornam independente entre os dois eixos coordenados.

3.5.3 Dinâmica do Barramento CC

A dinâmica da tensão do barramento CC é descrita pela Equação (3.38) que representa o balanço de corrente entre o conversor do lado da rede e

o conversor conectado ao gerador (7). A Figura 3.10 ilustra o sentido das correntes entre os dois conversores.

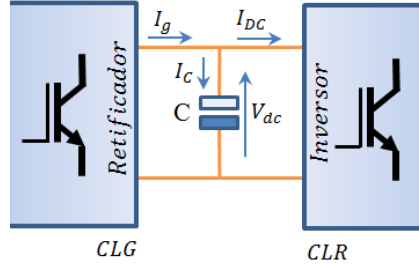


Figura 3.10: Estacionamento da dinâmica do barramento CC.

$$\begin{cases} I_{dc}(t) = -C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} + I_g(t) \\ \frac{3}{2} v_d(t) i_d(t) = V_{dc}(t) I_{dc}(t) \end{cases} \quad (3.38)$$

A corrente I_g proveniente do conversor ligado a máquina pode ser vista como uma perturbação a malha de controle. A função de transferência para a tensão do barramento CC é dada por (3.39).

$$\frac{V_{dc}(s)}{i_d(s)} = -\frac{3V_{dc}}{2V_d} \frac{1}{sC} \quad (3.39)$$

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados a obtenção dos modelos matemáticos das principais partes constituintes do sistema de conversão de energia eólica baseada em geradores síncronos de ímã permanente com conversor pleno de topologia *Back-to-Back*. A relação de energia convertida em função da velocidade do vento e de rotação da turbina é apresentada, assim como a dinâmica de conversão da energia mecânica para elétrica no gerador. O comportamento do conversor *Back-to-Back* conectado à rede elétrica é modelado por final. No próximo capítulo, o projeto dos controladores em cascata utilizando PI no referencial síncrono e a técnica baseado em passividade IDA-PBC são desenvolvidos a partir da modelagem obtidas neste capítulo.

Projeto dos Controladores

Neste capítulo são apresentados os projetos dos controladores para os conversores do sistema de geração eólica apresentado na Figura 3.1 no capítulo anterior. Primeiramente é apresentado a técnica PWM utilizada nesse trabalho para o comando dos conversores do sistema de geração. Em seguida, o algoritmo PLL usado e os projetos das malhas de controle com compensadores PI no referencial síncrono é apresentado para o conversor conectado do lado da rede (*CLR*). Por fim, o algoritmo *Sensorless* empregado para orientação de posição e velocidade do gerador e o projeto dos controladores do tipo PI síncrono e IDA-PBC é exposto para o conversor do lado do Gerador (*CLG*).

Para o *CLR* estão presentes as malhas de controle de corrente, tensão do barramento CC e potência reativa. Os controladores de referencial síncrono são orientadas pela tensão da rede. No *CLG* as malhas de controle presentes são de corrente, velocidade de rotação do gerador e potência ativa e reativa. Os controladores PI no referencial síncrono e IDA-PBC são orientados pelo campo girante do gerador que é estimado pelo algoritmo *sensorless*.

4.1 Comando SVPWM

A modulação por largura de pulso (PWM) é uma técnica muito utilizada para chaveamento dos dispositivos semicondutores. Esta estratégia permite

o controle da tensão e da frequência fundamental aplicada na carga (32). O método mais simples de modulação PWM, conhecido na literatura como PWM senoidal (SPWM) se baseia na comparação de uma onda senoidal que possua as características de amplitude e frequência que se deseja sintetizar, com uma portadora triangular na frequência de chaveamento. Apesar de requerer um reduzido poder de processamento e 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 (6).

O melhor aproveitamento do barramento CC pode ser obtido através de uma soma de tensão de sequência zero à referência de tensão que se deseja sintetizar. Isso pode ser realizado se não existir uma conexão entre o ponto médio do barramento CC e o neutro do sistema elétrico ou carga. A adição correta de sequência zero através de moduladores específicos, permite obter níveis de tensão de saída com melhor aproveitamento do barramento CC. Diversas técnicas para determinar a sequência zero são apresentadas em (33). A técnica de modulação PWM utilizada neste trabalho é do tipo vetorial, conhecida na literatura como *Space Vector PWM* (SVPWM).

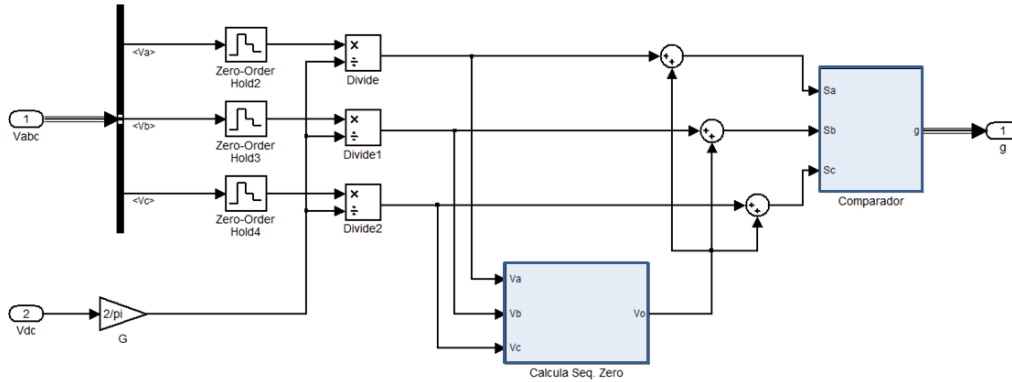


Figura 4.1: Estrutura dos moduladores PWM

Os moduladores PWM, como apresentado na Figura 4.2, são compostos por um amostrador de onda senoidal, gerador de sequência zero e comparador com onda triangular. As ondas senoidais trifásicas a serem amostradas possuem amplitude da onda que deseja-se sintetizar com defasagem entre si de 120° e com frequência previamente definidas pelo operador. A entrada da tensão

fundamental de fase V_{1m} dividida pela componente da tensão fundamental *six-step* ($V_{1m6step} = 2V_{DC}/\pi$) fornece o índice de modulação, definida pela Equação (4.1).

$$M_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \quad (4.1)$$

O gerador de sequência zero produz um sinal que é somado as ondas senoidais. A sequência zero é gerada em sincronismo com as ondas senoidais trifásicas. Em seguida, é feito uma comparação entre o sinal resultante com uma portadora triangular de alta frequência para geração dos pulsos de comando das chaves, Figura 4.2. A Figura 4.1 apresenta a estrutura básica do modulador utilizado para as técnicas de modulação.

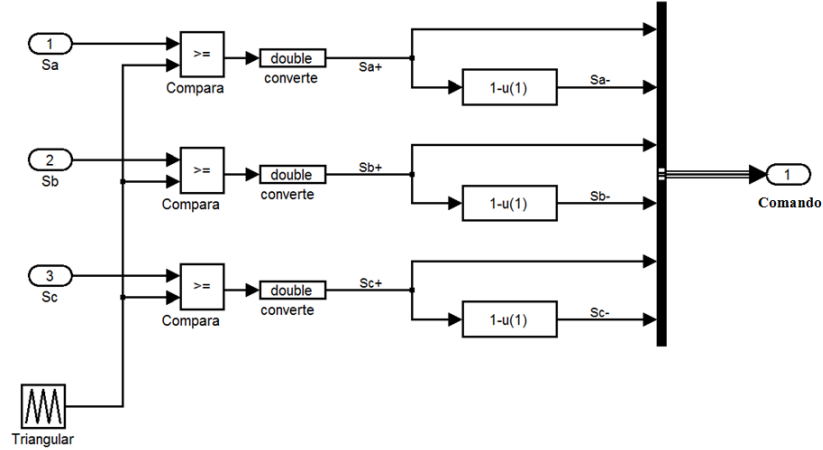


Figura 4.2: Bloco Comparador

Para a técnica SVPWM a sequência zero é obtida quando se multiplica por 0,5 o módulo da menor das três fases para cada instante de tempo (33). Por exemplo, se em dado instante $|\vec{V}_a| \leq |\vec{V}_b|, |\vec{V}_c|$ a sequência zero é definida por $V_o = 0,5\vec{V}_a$. A técnica SVPWM além de permitir o melhor aproveitamento do barramento CC ela possui um melhor desempenho com relação a distorção harmonica de corrente (32). O diagrama de bloco do gerador de sequência zero é ilustrado na Figura 4.3. As formas de onda típicas de tensão de referência, de sequência zero e tensão resultante para a modulação SVPWM são apresentadas de forma gráfica na Figura 4.4(a) e sua interpretação vetorial na Figura 4.4(b).

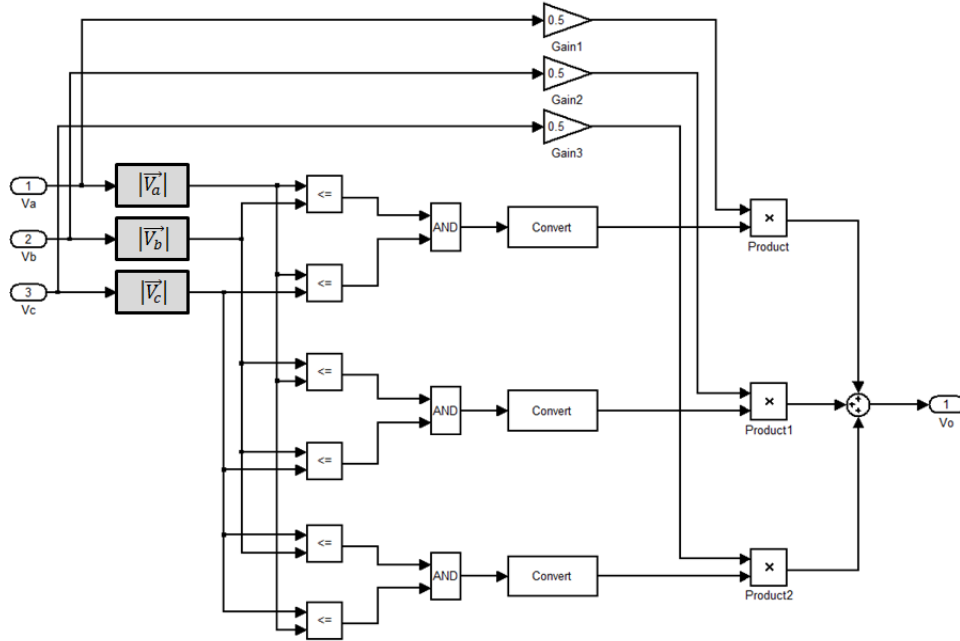
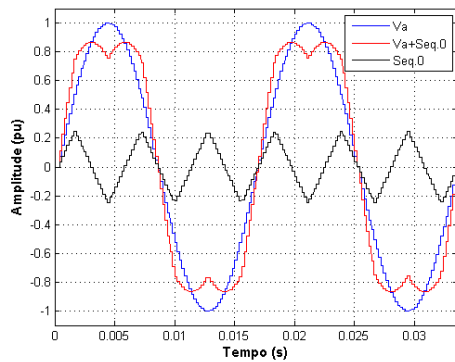
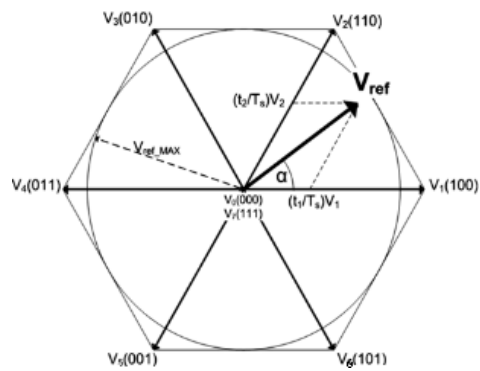


Figura 4.3: Gerador de sequência zero SVPWM



(a)



(b)

Figura 4.4: SVPWM: (a) Formas de ondas típicas para a técnica SVPWM; (b) Representação vetorial da modulação SVPWM.

4.2 Algoritmo PLL

A conexão de um sistema de conversão eletrônica à rede elétrica necessita uma técnica de sincronismo para a correta ligação. Um dos aspectos mais importante a se considerar em controle de conversores de energia conectado a rede elétrica é a correta sincronização com as tensões (4). O sincronismo do conversor é realizado através de um dispositivo PLL - *Phase Locked Loop* que é responsável por estimar o ângulo instantâneo da tensão da rede.

A estrutura básica de um dispositivo PLL é apresentada na Figura 4.5. O princípio básico de funcionamento da PLL é fazer a estimativa do ângulo θ_r da tensão da rede. As tensões v_a , v_b e v_c provenientes da rede são transformadas para o sistema de referencial síncrono resultando nas tensões v_d e v_q . O ângulo para a transformação de PARK é controlado através de uma retroalimentação que leva a componente v_q para zero e consequentemente v_d para a tensão de pico da rede. A saída do controlador PI da retroalimentação fornece a frequência da rede que é posteriormente integrado para a determinação da posição angular (4)(34). O ângulo estimado é então utilizado na transformação de PARK, portanto a estrutura em malha fechada estima do ângulo instantâneo da tensão da rede elétrica.

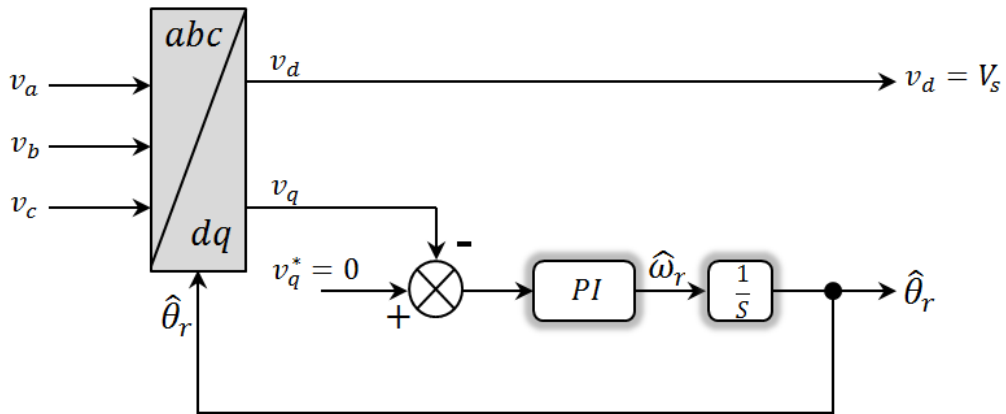


Figura 4.5: Diagrama em bloco da SRF-PLL.

4.2.1 DDSRF-PLL

O algoritmo PLL baseado no sistema de referencial síncrono pode funcionar de maneira adequada em sistemas que apresentam formas de ondas de tensão distorcidas devido a elevados conteúdo harmônico. Entretanto em sistema não balanceados sua capacidade de sincronização é reduzida devido a limitação de banda do controlador. O algoritmo *decoupled double synchronous reference frame* PLL (DDSRF-PLL), proposto por (4) decompõem as tensão da rede elétrica em sequência positiva e negativa no referencial síncrono e através de uma ação de desacoplamento separa as componentes de eixo d e q para as sequência positiva e negativa, como apresentado na Figura 4.6. O ângulo da tensão da rede é estimado a partir da componente de eixo em quadratura de sequência positiva V_{q+}^* através dos princípios de operação PLL mostrado na figura 4.5.

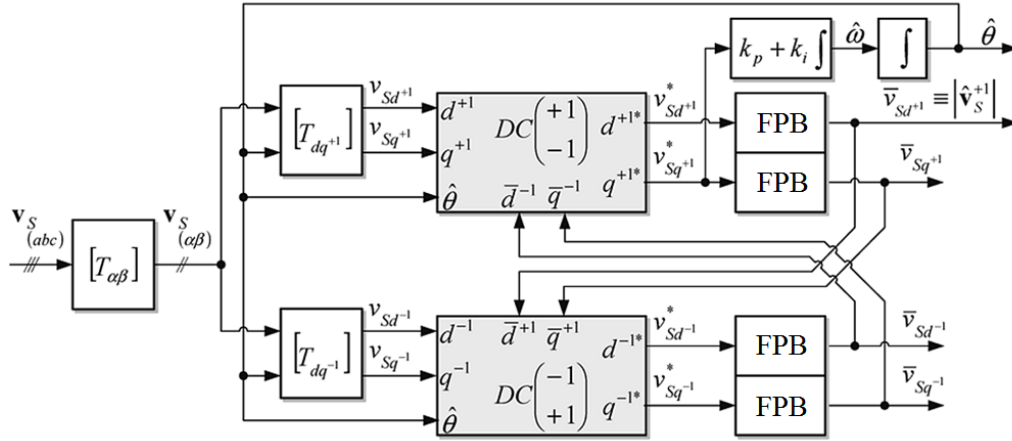


Figura 4.6: Diagrama em bloco da DDSRF-PLL (4).

Os filtros passa-baixa (FPB) utilizados para a ação de desacoplamento, como ilustrado na Figura 4.6 interferem na dinâmica de convergência do algoritmo, como sugerido por (4). Um fator k é definido como a razão entre a frequência de corte do filtro e a frequência da tensão fundamental da rede ($k = \omega_f / \omega_r$). Esse fator pode levar a convergência do algoritmo de forma superamortecida a subamortecida. Para $k = 1/\sqrt{2}$ se obtém a melhor resposta dinâmica, portanto para $\omega_r = 2\pi 60$ tem-se $\omega_f = 2\pi 42,43$. Os parâmetros proporcional (k_p) e integral (k_i) do controlador PI podem ser definidos atra-

vés das equações (4.3) e (4.2), sendo V_s^+ a tensão de pico da rede elétrica, ω_c a faixa de passagem do controlador e ξ o amortecimento da malha.

$$k_i = \frac{\omega_c^2}{V_s^+} \quad (4.2)$$

$$k_p = 2\xi \sqrt{\frac{k_i}{V_s^+}} \quad (4.3)$$

Para que perturbações ocasionadas por componentes harmônicas de alta frequência não interfiram na estimativa do ângulo da rede é conveniente definir a faixa de passagem e o amortecimento do controlador PI como $\omega_c \simeq \omega_r/2$ e $\xi = 1/\sqrt{2}$, respectivamente.

A ação de desacoplamento é realizada pelos blocos DC contidos na Figura 4.6. A tensão da rede em situações de desequilíbrio pode ser reescritas em termos de um referencial síncrono de sequência positiva e negativa que resulta em duas componentes sendo uma CC e outra CA para cada sequência, como mostrado pelas Equações (4.4) e (4.5). A componente CC representa a amplitude da tensão fundamental e a amplitude da componente AC depende do termo DC tanto para a sequência positiva e negativa (35).

$$v_{dq+1} = \underbrace{V_{+1} \begin{bmatrix} \cos(\phi_{+1}) \\ \sin(\phi_{+1}) \end{bmatrix}}_{\text{componente-CC}} + \underbrace{V_{-1} \cos(\phi_{-1}) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ -\sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V_{-1} \sin(\phi_{-1}) \begin{bmatrix} \sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Componente-CA}} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}
 v_{dq_{-1}} = & \underbrace{V_{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi_{-1}) \\ \sin(\phi_{-1}) \end{bmatrix}}_{\text{componente-CC}} + \\
 & \underbrace{V_{+1} \cos(\phi_{+1}) \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V_{+1} \sin(\phi_{+1}) \begin{bmatrix} -\sin(2\omega t) \\ \cos(2\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Componente-CA}}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

As componentes CC de sequência positiva e negativa podem ser obtidas através de uma ação de desacoplamento eliminando assim a componente CA das Equações (4.4) e (4.5). A Figura 4.7 mostra a ação de desacoplamento realizada pelo Bloco DC. Uma análise mais detalhada da DDSRF-PLL pode ser vista no trabalho (35).

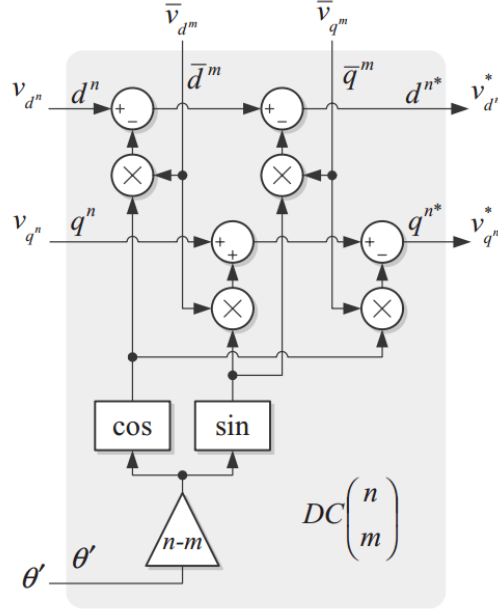


Figura 4.7: Diagrama em bloco da ação de desacoplamento (4).

4.3 Algoritmo de Controle *Sensorless*

Para se obter um controle vetorial eficiente em um gerador síncrono a ímãs permanentes, é necessário o conhecimento da posição do rotor. Os PMSGs trabalham em uma grande faixa de velocidade, sendo obrigatório medir ou estimar sua velocidade e posição. Normalmente, a posição do rotor é obtida através de *Resolver* ou *Encoder*. No entanto, a presença desses elementos sensores aumenta o custo, além de reduzir a confiabilidade do sistema (36)(37).

Em aplicações de média e baixa potência prefere-se a utilização de técnicas sem sensores, com o objetivo de reduzir custos de implementação e manutenção, permitindo o controle vetorial da máquina a partir de uma estimativa da posição e velocidade (38). A eficiência geral do sistema depende fortemente da escolha da técnica de estimação. O conceito de controle *sensorless* foi proposto na década de 1970 e tem sido continuamente desenvolvido em PMSG para a estimativa de posição do rotor e de velocidade. O princípio básico de controle sem sensor é deduzir a velocidade do rotor e posição usando várias informações e meios (37). As correntes do estator e as tensões são geralmente usados para calcular a informação de velocidade e posição do rotor.

Os métodos mais utilizados de controle *sensorless* para PMSG, que visa a detecção de posição em uma vasta gama de velocidade, são: injeção de sinal de alta frequência, PLL, Filtro de Kalman estendido e SMO. O método de injeção de sinal de alta frequência poderia ser usado para toda as faixas de velocidade, incluindo zero ou velocidade muito baixa (39), entretanto as perdas extras, ondulações de torque, e o ruído torna o método de injeção apropriado em baixas velocidades e paralisação. Nos trabalho de Fan(40) e Yang et al.(41), esquemas simples de estimação de posição e velocidade sem sensor baseado em PLL são apresentados. O processo de concepção é fácil e a execução é conveniente, porem o método é susceptível aos parâmetros do gerador e aos erros de medição. O filtro de Kalman estendido são aplicados para aumentar a detecção de posição, melhorar a supressão de ruído e precisão especialmente na faixa de baixa velocidade(38), mas é muito complexo e difícil de projetar o ganho do estimador.

O método Observador Modo de Deslizamento (*Sliding mode observer* -

SMO) é um conceito não-linear que utiliza leis de comutação para controlar o sistema em funcionando em duas estruturas, de modo a convergir para um plano deslizante. Comparado a outros métodos sem sensores, SMO é uma técnica eficaz devido às suas propriedades de robustez contra as incertezas dos parâmetros do sistema e perturbações externas (42). Uma das desvantagem do método SMO é o baixo desempenho para velocidades de rotações pequenas e detecção de paralisação. Neste trabalho o método utilizado para a detectar a a posição e velocidade de rotor é o SMO.

4.3.1 *Sensorless* Baseado no Observador no Modo Deslizante

O modelo do gerador de ímãs permanentes escrito na sua forma matricial é dada pela Equação (4.6). Onde $\mathbf{p}$ representa o operador de diferenciação.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s - \mathbf{p}L_d & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_d & -R_s - \mathbf{p}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

A Equação (4.6) pode ser manipulada e reescrita em (4.7) de maneira que a matriz de impedância seja simétrica.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s - \mathbf{p}L_q & \omega_e L_q \\ -\omega_e L_q & -R_s - \mathbf{p}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{p}(L_q - L_d)i_d \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e [(L_q - L_d)i_d + \phi] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Transformando a Equação (4.7) para as coordenadas $\alpha\beta$ temos (4.8). Assim o modelo linear de fluxo para o gerador é representado pela Equação (4.9).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s - \mathbf{p}L_q & 0 \\ 0 & -R_s - \mathbf{p}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \\ &+ \mathbf{p} \left([(L_q - L_d)i_d + \phi] \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_\alpha + \frac{1}{L_q}\frac{d\phi_\alpha}{dt} - \frac{1}{L_q}v_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_\beta + \frac{1}{L_q}\frac{d\phi_\beta}{dt} - \frac{1}{L_q}v_\beta \end{cases} \quad (4.9)$$

Onde $\phi_{\alpha\beta}$ é a expressão linear do fluxo no gerador, na forma:

$$\begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = ((L_q - L_d)i_d + \phi) \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

e

$$\begin{cases} Z_\alpha = \frac{d\phi_\alpha}{dt} \\ Z_\beta = \frac{d\phi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (4.11)$$

O observador SMO (4.12) é construído através das Equações (4.9) e (4.11) (41)(43)

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_\alpha - \frac{1}{L_q}v_\alpha + \frac{K_{sld}}{L_q}\text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_\beta - \frac{1}{L_q}v_\beta + \frac{K_{sld}}{L_q}\text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (4.12)$$

Onde $\hat{i}_\alpha$ e $\hat{i}_\beta$ são as correntes de estator estimadas, $\text{sgn}()$ é a função sign e K_{sld} é o ganho do observador. Para que o sistema seja estável a relação (4.13) deve ser satisfeita, sendo que $\bar{i}_\alpha$ e $\bar{i}_\beta$ e o erro entre a corrente medida e estimada. A condição de estabilidade é dado por Lyapunov e pode ser verificada no trabalho de Yang et al.(44).

$$\left\{ K_{sld} > \text{Max} \frac{-R(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) + (e_\alpha \bar{i}_\alpha + e_\beta \bar{i}_\beta)}{|\bar{i}_\alpha| + |\bar{i}_\beta|} \right. \quad (4.13)$$

A FEM induzida no gerador é obtida, conforme a Equação (4.14). As funções Z_α e Z_β não contem somente a informação da FEM mas também o sinal de alta frequência proveniente da ação de controle realizado pela função $sign()$. Portanto, um filtro é necessário para eliminar as componentes alta frequência e obter a FEM estimada do gerador, conforme a Equação (4.15).

$$\begin{cases} Z_\alpha = K_{lsd} \text{sgn}(\bar{i}_\alpha) \\ Z_\beta = K_{lsd} \text{sgn}(\bar{i}_\beta) \end{cases} \quad (4.14)$$

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_o}{\omega_o + s} Z_\alpha \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_o}{\omega_o + s} Z_\beta \end{cases} \quad (4.15)$$

Sendo ω_o a frequência de corte do filtro. O filtro de primeira ordem introduz um atraso de fase que deve ser compensado nas aplicações práticas.

$$\hat{\theta}_e = \theta_e + \Delta\theta_e \quad (4.16)$$

$$\Delta\theta_e = \arctan \frac{\omega_e}{\omega_o} \quad (4.17)$$

A obtenção da posição e velocidade de rotação do eixo do gerador pode ser estimada incorporando uma PLL na FEM estimada. Assim, a estrutura SMO estima a FEM do rotor do gerador e a estimativa de velocidade e posição são feitos pela PLL. A posição estimada pela PLL deve ser em seguida compensada pela Equação (4.16) (36)(44)(45). A Figura 4.8 ilustra o diagrama do algoritmo *sensorless* baseado na técnica SMO.

Vale ressaltar que para iniciar a estimação da posição do eixo no sistema experimental foi necessário a instalação de sensores de tensão nos terminais do gerador para obter v_α e v_β . Quando o CLG não está funcionando o gerador se encontra a vazio e nessa situação o observado SMO não consegue estimar a FEM, entretanto com a utilização dos sensores a FEM é diretamente obtida e a posição é estimada através da PLL. Nesta situação o sistema de controle é orientado corretamente e possibilita a inicialização do chaveamento do CLG. Quando o CLG começa a chavear os sensores de tensão perdem sua utilidade

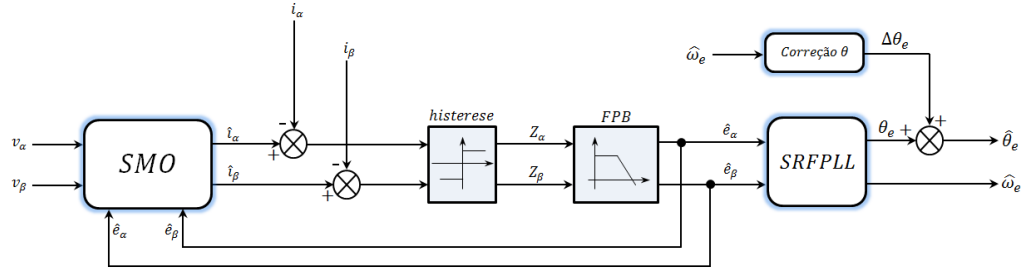


Figura 4.8: Diagrama em bloco do algoritmo *sensorless* baseado na técnica SMO.

e o observador SMO passa a receber as tensões v_α e v_β de referência do CLG, tensões a ser sintetizadas.

4.4 Projeto dos Controladores do Conversor Conectado à Rede Elétrica

O conversor do lado da rede é responsável por estabilizar o nível de tensão do barramento CC e a potência reativa injetada na rede elétrica por intermédio de controladores em cascata. A compensação do barramento CC e potência reativa é realizado por malhas de controle externas que fornecem as referências para malha internas de correntes.

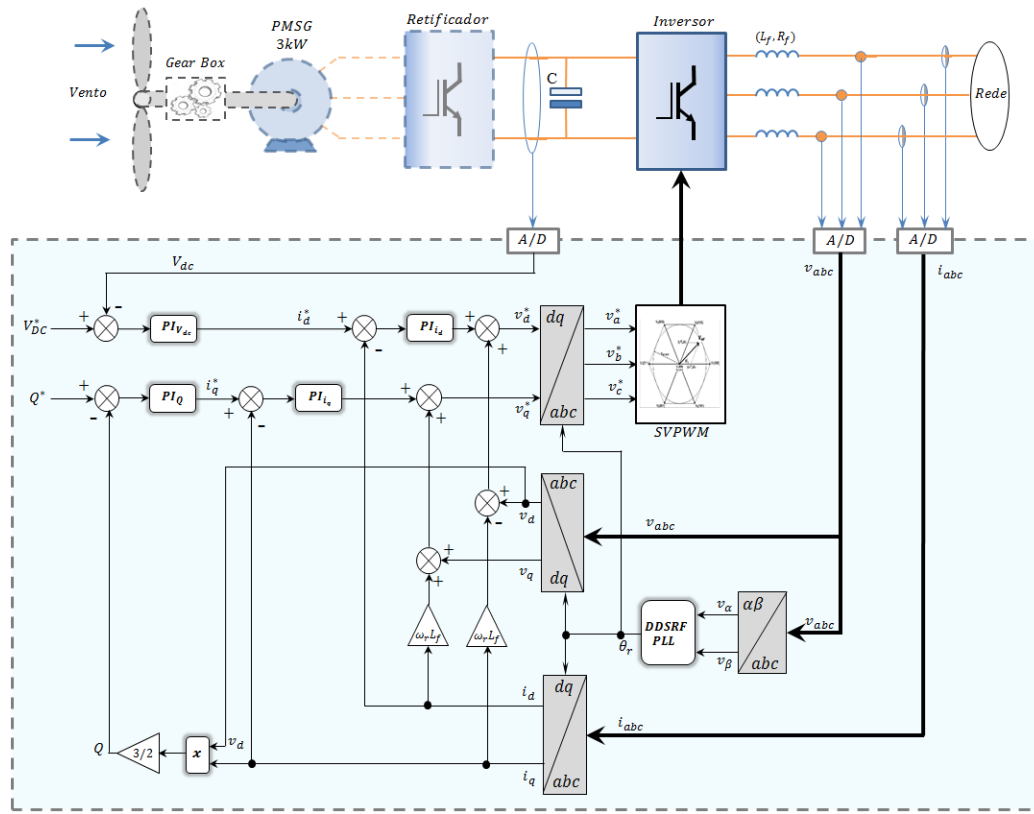


Figura 4.9: Diagrama em bloco do sistema de controle do CLR.

A Figura 4.9 apresenta a estrutura de controle para o conversor do lado da rede. Nesta estrutura, o erro entre a tensão do barramento CC desejada e a tensão medida passa por um controlador PI, para gerar um valor de referência de corrente de eixo direto i_d^* . A referência da corrente de eixo em quadratura i_q^* é definida em função do fluxo de reativo necessário para

manter o fator de potência do sistema unitário, portanto externa a malha de corrente i_q é inserida uma malha de potência, onde o erro de potência reativa é passado ao controlador PI que por sua vez calcula o valor de referência da corrente de eixo em quadratura i_q^* .

As tensões abc da rede elétrica, são transformada nas componentes estacionárias v_α e v_β , e em seguida, são passadas ao algoritmo PLL para o cálculo do ângulo θ_r do vetor de tensão da rede. A orientação para os sistemas de eixos síncronos é obtido através do ângulo do vetor de tensão.

Os sinais medidos de corrente e tensão são transformados em eixos de coordenadas dq girando em sincronismo com a rede elétrica através do ângulo do vetor de tensão. Esses sinais realimentam as malhas de controle gerando as referências de tensão v_d^* e v_q^* que são convertidos para v_a^* , v_b^* e v_c^* , através de uma transformação inversa, e passados para o modulador SVPWM.

4.4.1 Malha Interna de Corrente

A dinâmica das correntes i_{dq} do CLR é definida pela Equação (3.34). Os termos $V_d(s)$ e $V_q(s)$ podem ser compensado por uma ação *feed-forward*, adicionando esses valores diretamente na saída dos controladores, já as parcelas $\omega_r L_f I_q(s)$ e $-\omega_r L_f I_d(s)$ podem ser compensados por uma ação de desacoplamento. Considerando essas ações de compensação na saída do controlador, as funções de transferência para as correntes de eixo direto (d) e quadratura (q) possuem uma dinâmica de primeira ordem sendo descritas pelas Equações (4.18) e (4.19), respectivamente.

$$G_{C_{i_d}} = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (4.18)$$

$$G_{C_{i_q}} = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{L_f s + R_f} \quad (4.19)$$

A Figura 4.10 ilustra, em diagrama de blocos, a malha interna de controle de corrente do conversor para o referencial dq com as ações de compensação *feed-forward*.

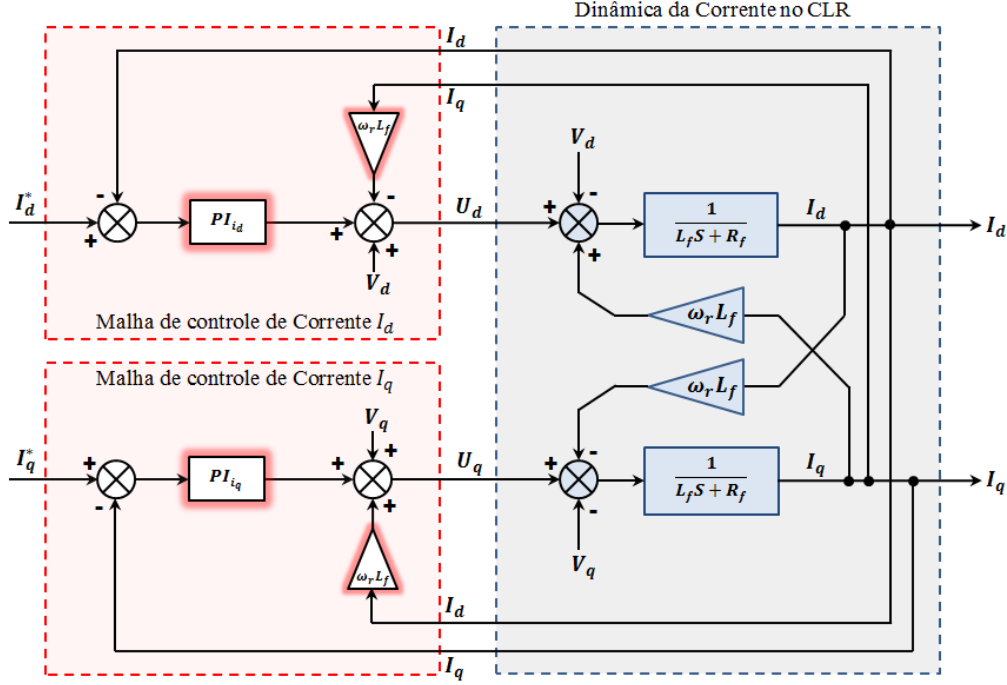


Figura 4.10: Diagrama em bloco da malha interna de controle de corrente do CLR.

O método para a sintonia dos controladores PI para as malhas de corrente é realizado por alocação de polos. Este método consiste no cancelamento do polo dominante do sistema de forma que a planta possa responder em dinâmica de primeira ordem com tempo de resposta (Banda Passante) desejada e ganho em malha fechada unitário. A função de transferência do controlador PI na forma paralelo ideal e no padrão *ISA* são dadas pelas Equações (4.20) e (4.21), respectivamente.

$$G_{PI_{idq}} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.20)$$

$$G_{PI_{idq}} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (4.21)$$

Considerando que os termos de desacoplamento e de perturbação foram compensado, as malhas de controle para as correntes podem ser simplificados como apresentado na Figura 4.11.



Figura 4.11: Diagrama em bloco da malha interna de controle de corrente do CLR.

A dinâmica do sistema em malha fechada descrita pela Equação (4.23) é encontrada sintonizando o zero do compensador PI de forma a cancelar o polo dominante da planta (4.23).

$$\tau_i = \frac{L_f}{R_f} \quad (4.22)$$

$$G_{mf} = \frac{1}{\tau_{mf}s + 1}; \quad \tau_{mf} = \frac{L_f}{K_p} \quad (4.23)$$

Para o projeto da malha de compensação a banda passante do controlador de corrente deve ser dez vezes menor que a frequência de chaveamento do conversor ($6kHz$) de maneira que os sinais de alta frequência provenientes da comutação das chaves não interfira na regulação. Assim, ajustando a constante de tempo da malha fechada (τ_{mf}) encontra-se os valores dos ganhos proporcionais e integrais do controlador PI para a topologia paralela.

$$\tau_{mf} = \frac{1}{0,1f_{ch}2\pi} \quad (4.24)$$

$$K_p = \frac{L_f}{\tau_{mf}}; \quad K_i = \frac{R_f}{\tau_{mf}} \quad (4.25)$$

4.4.2 Malha Externa de Tensão Barramento CC

O controle da tensão do barramento CC é realizado por um compensador PI inserido em uma malha externa a regulação de corrente. A dinâmica do barramento CC é aproximada pela Equação (3.39). A tensão lida no barramento CC necessita ser filtrada por conter ruídos devido a corrente I_g proveniente do CLG, chaveamento dos conversores e a incerteza de medição

(31). O diagrama em blocos do controle da tensão sobre o capacitor do barramento é ilustrado na Figura 4.12.

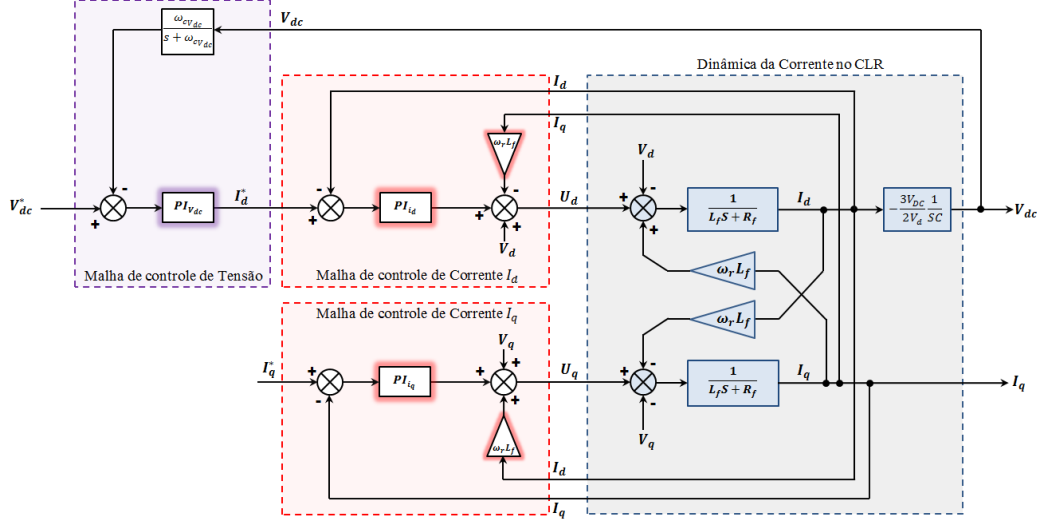


Figura 4.12: Diagrama em bloco da malha externa de controle do barramento CC.

A dinâmica natural da tensão sobre o capacitor é relativamente mais lenta quando comparada com a malha de corrente. Impondo a faixa de passagem do controlador de tensão vinte vezes menor em relação a banda passante da malha interna de corrente, o modelo apresentado na Figura 4.12 pode ser simplificado, uma vez que a dinâmica da malha interna é vista pela malha externa como um ganho unitário, não influenciando no comportamento da tensão do barramento. O filtro para a tensão no barramento CC pode ser desprezado se a frequência de corte for dez vezes maior que a faixa de passagem da malha de tensão. A Figura 4.13 mostra a malha resultante para o controle da tensão.

Com o auxílio da Figura 4.13, a função de transferência de malha fechada pode ser obtida, como na forma da Equação (4.26), e então é possível calcular os ganhos proporcional $K_{pV_{DC}}$ e integral $K_{iV_{DC}}$ do compensador de tensão.

$$MF_{V_{DC}} = \frac{V_{DC}}{V_{DC}^*} = \frac{K_{DC}K_{pV_{DC}}s + K_{iV_{DC}}}{s^2 + K_{DC}K_{pV_{DC}}s + K_{iV_{DC}}K_{DC}} \quad (4.26)$$

$$\text{com } K_{DC} = -\frac{3V_{DC}}{2V_d C}.$$

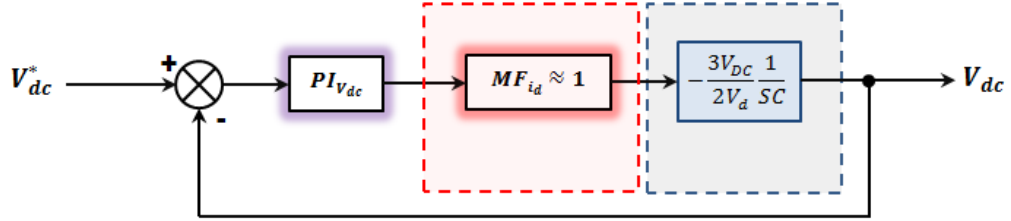


Figura 4.13: Diagrama em bloco simplificado da malha externa de controle do barramento CC.

Utilizando-se da técnica de alocação de polos para o projeto do controlador, onde iguala-se o denominador do sistema em malha fechada ao polinômio característico para um sistema de 2^o ordem com amortecimento ξ e com frequência natural ω_n , como demonstrado pela Equação (4.27). Os ganhos do controlador podem ser obtidos por (4.28) e (4.29).

$$\frac{K_{DC}K_{pV_{DC}}s + K_{iV_{DC}}}{s^2 + K_{DC}K_{pV_{DC}}s + K_{iV_{DC}}K_{DC}} \equiv \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.27)$$

$$K_{iV_{DC}} = \frac{2\xi\omega_n}{K_{DC}} \quad (4.28)$$

$$K_{pV_{DC}} = \frac{\omega_n^2}{K_{DC}} \quad (4.29)$$

A dinâmica da malha de potência reativa da rede é dada pela Equação (4.30), sendo V_{Nd} o valor da tensão nominal de eixo direto do CLR.

$$G_{Q_r} = \frac{Q(s)}{I_q(s)} = -\frac{3}{2}V_{Nd} \quad (4.30)$$

A malha de potência reativa pode ser simplificada assumindo que o controlador de reativo possua uma faixa de passagem limitada em no mínimo, dez vezes menor que a malha interna, pois a dinâmica da compensação de corrente pode ser considerada unitária. A Figura 4.15 exemplifica a malha de compensação de reativo simplificada considerando a ação de filtragem na medição indireta de potência.

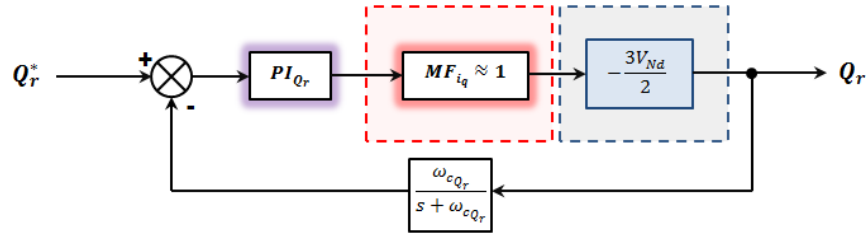


Figura 4.15: Diagrama em bloco simplificado da malha externa de controle da potência reativa.

sendo:

- ω_{cQ_r} - Frequência de corte do filtro em rad/s ;
- K_Q - Ganho da malha de potência reativa $-(3/2)V_{Nd}$.

A função de transferência em malha fechada do sistema apresentado na Figura 4.15 é dada pela Equação (4.31).

$$MF_{Q_r}(s) = \frac{Q(s)_r}{Q^*(s)_r} = \frac{s^2 + \left(\omega_{cQ_r} + \frac{K_{iQ_r}}{K_{pQ_r}}\right)S + \frac{K_{iQ_r}}{K_{pQ_r}}\omega_{cQ_r}}{s^2 + \omega_{cQ_r}(1 + K_{pQ_r}K_Q)s + K_{iQ_r}K_Q\omega_{cQ_r}} \quad (4.31)$$

Igualando o denominador da Equação (4.31) ao polinômio característico para um sistema de 2ª com polos reais e diferente (sistema superamortecido $\xi > 1$), como dado pela Equação (4.32).

$$s^2 + \omega_{c_{Q_r}} (1 + K_{p_{Q_r}} K_Q) s + K_{i_{Q_r}} K_Q \omega_{c_{Q_r}} \equiv s^2 + (P_1 + P_2) s + P_1 P_2 \quad (4.32)$$

Fazendo a frequência de corte do filtro dez vezes menor que a faixa de passagem da malha de corrente $\omega_{c_{Q_r}} = 2\pi f_{gc}/10$ ($f_{gc} = 600Hz$) e utilizando a técnica de alocação de polos com a sintonia de $P_2 = \omega_{c_{Q_r}}$ e $P_1 = P_2/10$ resulta nos ganhos proporcional e integral do controlador PI conforme as Equações (4.33) e (4.34).

$$K_{p_{Q_r}} = \frac{P_1}{K_Q \omega_{c_{Q_r}}} \quad (4.33)$$

$$K_{i_{Q_r}} = \omega_{c_{Q_r}} K_{p_{Q_r}} \quad (4.34)$$

A dinâmica em malha fechada para as constantes proporcional e integral escolhida é dada pela Equação (4.35).

$$\frac{Q(s)_r}{Q^*(s)_r} = \frac{s + \omega_{c_{Q_r}}}{s + P_1} \quad (4.35)$$

4.5 Projeto dos Controladores do Conversor Conectado ao Gerador

As subseções a seguir apresentam a metodologia de projeto dos controladores PI no referencial síncrono e o controlador baseado em passividade para o conversor do lado do gerador.

4.5.1 Controlador PI no Referencial Síncrono

O conversor do lado do gerador (CLG) é responsável por controlar os níveis de potência ativa e reativa extraída do gerador conectado a turbina eólica. A Figura 4.16 apresenta o diagrama completo do sistema de controle utilizado para o conversor do lado do gerador (CLG).

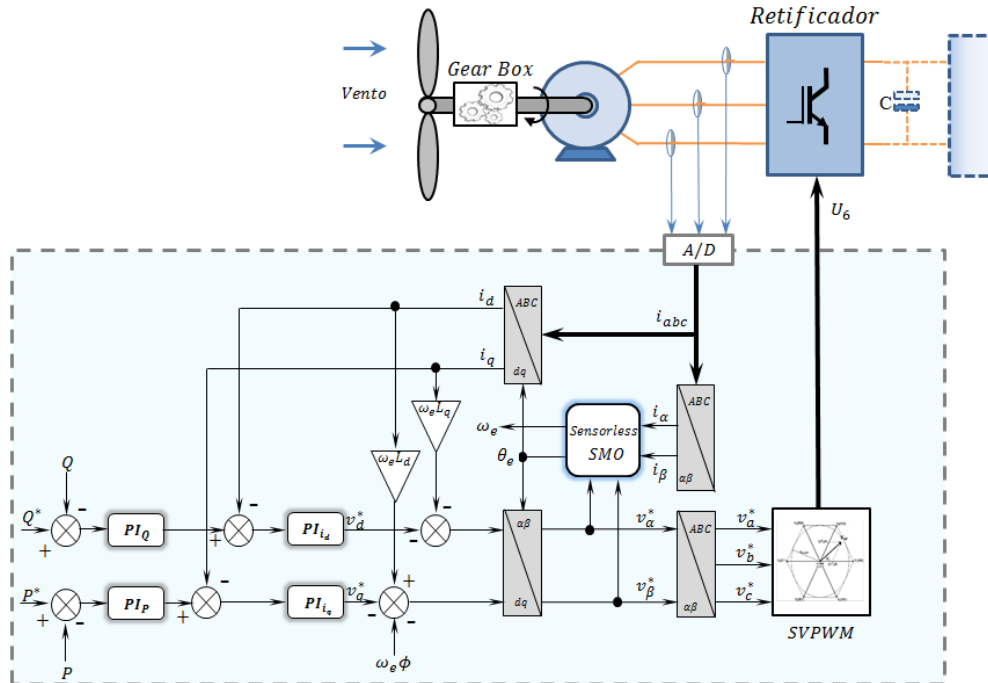


Figura 4.16: Diagrama em bloco da estrutura de controle.

4.5.1.1 Malha Interna de Corrente do Gerador

A dinâmica das correntes i_{dq} do CLG é definida pela Equação (3.21). O termo $\omega_e \phi_d$ pode ser compensado por uma ação *feed-forward*, subtraindo seu valor diretamente na saída do controlador de corrente de eixo em quadratura, já as parcelas $\omega_e L_q i_q$ e $-\omega_e L_d i_d$ podem ser suprimidas por uma ação de desacoplamento. Considerando as ações de compensação na saída dos controladores, as funções de transferência para as correntes de eixo direto i_d e quadratura i_q possuem dinâmica de primeira ordem, sendo descritas pelas Equações (4.36) e (4.37), respectivamente.

$$G_{C_{i_d}} = \frac{I_d(s)}{U_d(s)} = \frac{-1}{L_d s + R_s} \quad (4.36)$$

$$G_{C_{i_q}} = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{-1}{L_q s + R_s} \quad (4.37)$$

O diagrama de blocos apresentado na Figura 4.17 exemplifica a malha interna de controle de corrente do gerador para o referencial síncrono e com as ações de compensação.

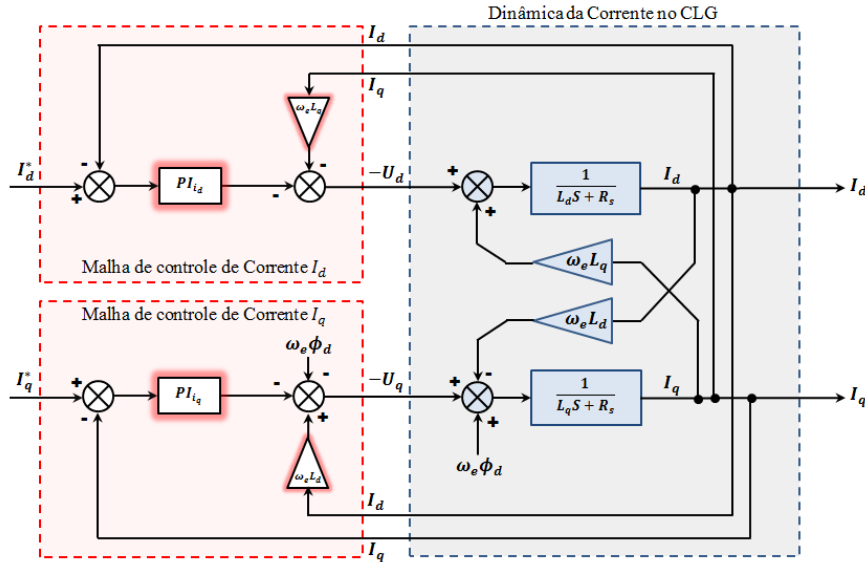


Figura 4.17: Diagrama em bloco da malha de controle de corrente do gerador.

Os parâmetros dos controladores de corrente do gerador são obtidos utilizando a mesma metodologia de alocação de polos adotada para o projeto do controladores de corrente do CLR. O cancelamento dos polos dominantes das plantas são feitos através da sintonia dos zeros dos controladores PIs apresentado nas Equações (4.38) e (4.39).

$$\tau_{i_d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (4.38)$$

$$\tau_{i_q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (4.39)$$

Impondo a banda passante dos compensadores de corrente dez vezes menor que a frequência de chaveamento do CLG ($f_{ch} = 6kHz$), obtém-se os ganhos proporcionais e integrais dos controladores de corrente i_d e i_q , Equações (4.40) e (4.41) respectivamente.

$$K_{p_{i_d}} = \frac{L_d}{\tau_{m_{f_{i_d}}}}; \quad K_{i_{i_d}} = \frac{K_{p_{i_d}}}{\tau_{i_{i_d}}} \quad (4.40)$$

$$K_{p_{i_q}} = \frac{L_q}{\tau_{m_{f_{i_q}}}}; \quad K_{i_{i_q}} = \frac{K_{p_{i_q}}}{\tau_{i_{i_q}}} \quad (4.41)$$

$$\text{Onde } \tau_{m_{f_{i_d}}} = \tau_{m_{f_{i_q}}} = \frac{1}{0,1 f_{ch} 2\pi}.$$

4.5.1.2 Controladores das Malhas Externas

A seguir é exposto os projetos dos controladores das malhas externas para o conversor do lado do gerador. Considerando os dois métodos de rastreamento de máxima potência que são o controle por realimentação de potência e da velocidade de ponta, malhas externas para o controle da potência extraída e velocidade rotacional do gerador são projetadas. A malha externa de velocidade do gerador é necessária para complementar a segunda técnica de controle abordada neste trabalho que é apresentada na próxima seção.

Controle de Potência Ativa e Reativa do Gerador

O controle das potências ativa e reativa são feitos por malhas externas. A potência ativa do gerador é externa à malha de corrente de eixo q , enquanto a malha de potência reativa é externa à malha de corrente de eixo d . A potência ativa e reativa do gerador são dadas pelas Equações (4.42) e (4.43) (46).

$$P_g = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (4.42)$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_q i_d - v_d i_q) \quad (4.43)$$

De forma similar a malha de reativo do CLR, as potências ativa e reativa no gerador são medidas indiretamente através do cálculo das Equações (4.42) e (4.43) e posteriormente filtradas. As função de transferências para a potência ativa e reativa são dadas pelas Equações (4.44) e (4.45), respectivamente. Sendo V_{Nq} a tensão nominal de eixo q .

$$\frac{P_g(s)}{I_q(s)} = \frac{3}{2}V_{Nq} \quad (4.44)$$

$$\frac{Q_g(s)}{I_d(s)} = \frac{3}{2}V_{Nq} \quad (4.45)$$

Limitando a banda passante para os controladores de potência dez vezes menor que a faixa de passagem das malhas internas de corrente. O diagrama de blocos simplificado para o controle das potências ativas e reativas são dados nas Figuras 4.18 e 4.19. O filtro utilizado para as malhas são de primeira ordem e com frequência de corte ω_{cg} dez vezes menor que as malhas de corrente.

Os ganhos proporcionais e integrais dos controladores são obtidos de forma análoga a malha de reativo do conversor do lado da rede. As constantes para o controlador de potência ativa são dados pelas Equações (4.46) e (4.47) enquanto que para o compensador de potência reativa são fornecidos pelas Equações (4.48) e (4.49).

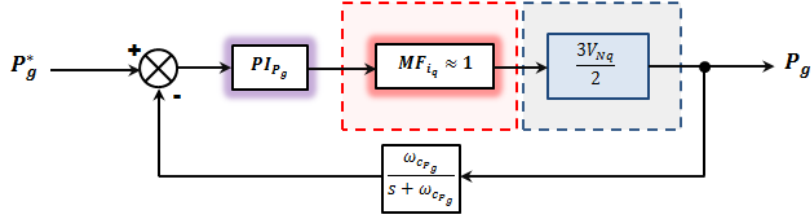


Figura 4.18: Diagrama em bloco da malha de potência ativa do gerador.

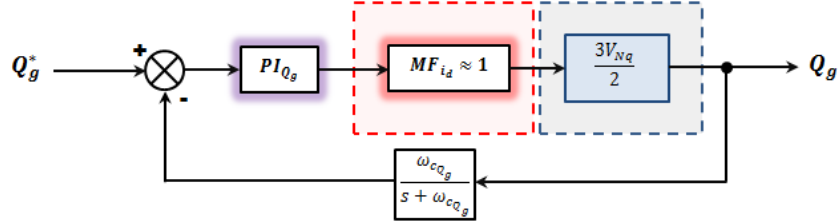


Figura 4.19: Diagrama em bloco da malha de potência reativa do gerador.

$$K_{p_{P_g}} = \frac{1}{K_{P_g} 10} \quad (4.46)$$

$$K_{i_{P_g}} = \omega_{c_g} K_{p_{P_g}} \quad (4.47)$$

$$K_{p_{Q_g}} = \frac{1}{K_{Q_g} 10} \quad (4.48)$$

$$K_{i_{Q_g}} = \omega_{c_g} K_{p_{Q_g}} \quad (4.49)$$

Onde $K_{Q_g} = K_{P_g} = 3V_{Nq}/2$.

Controle de Velocidade

A malha de controle de velocidade do gerador é externa a malha de corrente de eixo q , seu projeto é realizado como base na dinâmica mecânica fornecida pela Equação (3.31). A estratégia de controle adotada nesse trabalho fixa o ângulo de torque em 90° , pois a corrente ou campo de eixo direto é

levada à zero. Desta forma, tem-se o desacoplamento entre o fluxo e torque. Essa estratégia é o modo de operação mais comum empregada nos sistemas de comando (47)(48). Portanto a dinâmica de velocidade pode ser reescrita conforme a Equação (4.50), onde $k_t = (3/2)\mathbf{P}\phi_d$. A malha externa de velocidade será utilizada na técnica de controle baseada em passividade aborda na seção seguinte.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - k_t i_q - B\omega_m \quad (4.50)$$

O diagrama de blocos da dinâmica de velocidade é representado na Figura 4.20. O controlador de velocidade é do tipo PI e é sintonizado com o objetivo de eliminar o polo lento da planta e impor uma faixa de passagem menor que 40 vezes que banda passante da malha interna de corrente. Desta forma, a dinâmica da malha interna pode ser aproximada por um ganho unitário. O tempo de integração e a constantes proporcional do controlador são definidos pelas Equações (4.51) e (4.52), respectivamente.

$$t_i = \frac{J}{B} \quad (4.51)$$

$$K_p = \frac{t_i B}{\tau_{mf} k_t} \quad (4.52)$$

Sendo $\tau_{mf} = \frac{1}{2\pi 15}$.

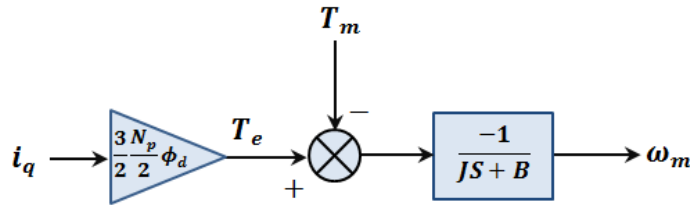


Figura 4.20: Representação em diagrama de blocos da Equação (3.31).

4.5.2 Controlador Baseado em Passividade

Controlador baseado em passividade (*Passivity-based control*-PBC) é uma técnica de controle originalmente utilizada para projetar compensadores para uma ampla classe de sistemas mecânicos, que podem ser representados pelas equações de Euler-Lagrange (EL). O termo PBC foi introduzido em [Ortega e Spong\(49\)](#) para definir a metodologia de projeto de controladores que tem como objetivo estabilizar o sistema através de uma estrutura dissipativa. De forma mais precisa, o objetivo do controlador é estabilizar o sistema através de uma função de energia que tenha um ponto mínimo de equilíbrio pré-estabelecido (50). O controle baseado em passividade se fundamenta nos conceitos de energia e consiste em encontrar, para um sistema dinâmico, uma relação onde a planta armazene menos energia do que absorve, através da sua interconexão com o controlador.

Para solucionar problemas de compensação em sistemas físicos descritos por equações de EL, em [Ortega et al.\(51\)](#) a técnica *Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control* (IDA-PBC) é apresentada. Esta técnica amplia as ideias do PBC de sistemas EL para uma classe maior, que necessitam de uma modelagem da energia total armazenada, e podem ser descritos por *Port-Controlled Hamiltonian* (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. Sistemas escritos na forma *port-Hamiltonian* (PH) apresentam uma maneira natural de representar um sistema físico em termos da troca de energia com o ambiente através de portas (52). Estes são importantes, pois estabelecem uma estrutura baseada em energia unificada que pode ser usado para modelar elementos de interconexão de vários domínios (53).

A principal diferença entre o PBC clássico apresentado por [Ortega e Spong\(49\)](#) e IDA-PBC é que no primeiro seleciona-se a função de armazenamento a ser associado ao projeto do controlador que garanta que a função de armazenamento vá para o ponto de equilíbrio desejado. Por outro lado, na técnica IDA-PBC a malha de controle da energia é obtido através da resolução de uma equação diferencial parcial (EDP) e depende da escolha dos subsistemas de interligação de troca de energia e do amortecimento dese-

jado (50). A metodologia de controle IDA-PBC modifica a função de energia armazenada e adiciona dissipações de energia virtuais na estrutura do sistema através da ação de controle. Os sistemas descritos na forma PCH são representados pela Equação (4.53).

$$\begin{cases} \dot{x} = [\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}] \frac{\partial}{\partial x} H(x) + gu \\ y = g^T \frac{\partial}{\partial x} H(x) \end{cases} \quad (4.53)$$

Onde $x \in \mathfrak{R}$, são as variáveis de energia e representam os estados do sistema, $H(x) : \mathfrak{R}^n \in \mathfrak{R}$ é uma função suave e representa a energia total armazenada no sistema, $u, \in \mathfrak{R}^m$ são as portas de controle das variáveis de energia. Como descrito por Ortega et al.(51), o produto $u^T(t)y(t)$ define o fluxo de energia trocado entre o sistema e o ambiente, como por exemplo corrente e tensão em circuitos elétricos. A estrutura de interconexão ou fluxo de energia interna é transportado pela matriz anti simétrica $\mathcal{J}(x) = -\mathcal{J}^T(x) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$, a matriz $g \in \mathfrak{R}^{nm}$ é responsável pela captura da energia das portas de controle, enquanto o termo $\mathcal{R} = \mathcal{R}^T \geq 0 \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ representa a dissipação interna do sistema.

4.5.2.1 Modelo PCH do Gerador de Ímã Permanente

Reescrevendo as Equações finais do PMSG (3.31) no referencial síncrono para potência invariante, tem-se o novo modelo do gerador para potência invariante na forma da Equação (4.54). Sendo $\phi = \sqrt{3}/2\phi_m$.

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} &= -R_s i_d + \omega_e L_q i_q - v_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} &= -R_s i_q - \omega_e L_d i_d + \omega_e \phi - v_q \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= T_m - B\omega_m - \frac{N_p}{2} ([L_q - L_d] i_d + \phi) i_q \end{aligned} \quad (4.54)$$

A energia total armazenada no gerador pode ser definida pela Equação

(4.55).

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T M^{-1}x = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d}x_1^2 + \frac{1}{L_q}x_2^2 + \frac{1}{J_m}x_3^2 \right] \quad (4.55)$$

Sendo que as variáveis de energia do sistema definidas pelo vetor x , são dadas pela Equação (4.56). Sendo $L_d i_d$ e $L_q i_q$ as componentes de enlace de fluxo magnético do gerador e $J_m \omega_m$ o momento angular do PMSG. A matriz M é definida como $M = \text{diag} \{L_d, L_q, J_m\}$.

$$x = [x_1, x_2, x_3]^T = [L_d i_d, L_q i_q, J_m \omega_m] \quad (4.56)$$

O modelo do gerador conectado ao conversor *back-to-back* dado na forma (4.54) pode ser reescrita no modelo PCH (4.53), sendo

$$g = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_m \end{bmatrix},$$

$$\mathcal{J}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{N_p}{2}x_2 \\ 0 & 0 & \frac{N_p}{2}(\phi - x_1) \\ -\frac{N_p}{2}x_2 & -\frac{N_p}{2}(\phi - x_1) & 0 \end{bmatrix}, \quad \text{e } \mathcal{R} = \begin{bmatrix} R_g & 0 & 0 \\ 0 & R_g & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

A derivada parcial da função de energia é dada por:

$$\frac{\partial}{\partial x} H(x) = M^{-1}x = \begin{bmatrix} \frac{x_1}{L_d} & \frac{x_2}{L_q} & \frac{x_3}{J} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_d & i_q & \omega_m \end{bmatrix}^T \quad (4.57)$$

O vetor de saída y é dado pela Equação 4.58.

$$y = g^T \frac{\partial}{\partial x} H(x) = M^{-1}x = \begin{bmatrix} -i_d & -i_q & \omega_m \end{bmatrix}^T \quad (4.58)$$

A reescrita do modelo do PMSG para o sistema referencial síncrono invariante em potência é de fundamental importância, uma vez que a matriz $\mathcal{J}(x)$ necessita ser estritamente anti simétrica por definição do sistemas PCH. Pode-se verificar o produto entre u^T e y , Equação (4.59), determina a potência líquida enviada para a rede elétrica. Em outras palavras a Equação (4.59) representa a potência líquida instantânea que flui através do sistema de geração e a rede elétrica.

$$u^T y = T_m \omega_m - (v_d i_d + v_q i_q) \quad (4.59)$$

As variáveis de controle v_d e v_q assim como a modificação da estrutura de conexão e os termos dissipativos do sistema podem ser imposto pelo algoritmo de controle do conversor mantendo a estrutura Hamiltoniana em malha fechada e controla as variáveis de saída do vetor y . Avaliando a taxa de variação de energia total no sistema, sendo que:

$$\frac{d}{dt} H(x) = \frac{\partial}{\partial x} H(x) \dot{x} \quad (4.60)$$

temos

$$\frac{d}{dt} H(x) = - \left[\frac{\partial}{\partial x} H(x) \right]^T \mathcal{R} \frac{\partial}{\partial x} H(x) + u^T y \quad (4.61)$$

Onde o primeiro termo do lado direito (que é uma função não positiva), representa a dissipação devido aos elementos resistivos do sistema. Integrando a Equação (4.61), obtém-se a equação do balanço de energia do sistema (4.62), dado por (51).

$$\underbrace{\int_0^t u^T(s)y(s)ds}_{\text{Fornecida}} = \underbrace{H[x(t)] - H[x(0)]}_{\text{Armazenado}} + \underbrace{\int_0^t \left[\frac{\partial}{\partial x} H[x(s)] \right]^T \mathcal{R} \frac{\partial}{\partial x} H[x(s)] ds}_{\text{Energia Dissipada}} \quad (4.62)$$

A Equação 4.62 mostra que a energia fornecida ao sistema é igual à variação da energia armazenada mais a energia dissipada. A Equação (4.62) expressa o fato que sistemas passivos ou dissipativos não podem armazenar mais energia do que é fornecida a partir do exterior, com a diferença sendo a energia dissipada. Pode-se observar pela Equação (4.62) que a energia do sistema não controlado (isto é, com $u(t)=0$) não aumenta com o tempo, pois $H[x(t)] \leq H[x(0)]$, e diminuirá na presença dos elementos dissipativos. Se a função de energia for limitada, o sistema vai eventualmente parar em ponto de energia mínima. Além disso, a taxa de convergência da função energia é aumentada se houver extração de energia a partir do sistema, por exemplo através da configuração de $u = -k_v y$, com $k_v = k_v^T > 0$, procedimento esse chamado de injeção de ganho de amortecimento (51).

O ponto onde a energia em malha aberta é mínima não é de interesse prático para o sistema de geração, assim uma estrutura de controle é introduzida para operar o sistema em torno de algum ponto de equilíbrio diferente de zero, digamos x^* .

4.5.2.2 Projeto do Controlador IDA-PBC

O controlador IDA-PBC tem como objetivo regular a potência extraída do gerador. O sistema de controle provoca uma mudança na estrutura Hamiltoniana (4.53) do sistema e uma mudança em sua função de energia (4.56). O projeto do controlador IDA-PBC consiste em obter a solução de passividade através da resolução de equações diferenciais parciais EDP oriundas da estrutura dos subsistemas interconectados. O sistema é estabilizado inserindo ganho de amortecimento, por intermédio da modificação das matrizes de interconexão e amortecimento.

Sendo o sistema desejado em malha fechada com dinâmica descrita pela

Equação (4.63).

$$\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d] \frac{\partial}{\partial x} H_d(x) \quad (4.63)$$

Onde $H_d(x)$ é a nova função de energia desejada do sistema em malha fechada (4.64), que possui um ponto mínimo em x^* , $\mathcal{J}_d(x) = -\mathcal{J}_d^T$ e $\mathcal{R}_d = \mathcal{R}_d^T \geq 0$ são as matrizes desejadas de interconexão e amortecimento, respectivamente (54)(55).

$$H_d(x) = H(x^*) + \frac{1}{2}(x - x^*)^T M^{-1}(x - x^*) \quad (4.64)$$

$$x^* = \operatorname{argmin}(H_d(x))$$

Para que o sistema em malha fechada tenha a dinâmica definida em (4.63) se torna necessário que a condição dada pela Equação (4.65) seja alcançada.

$$[\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}] \frac{\partial}{\partial x} H(x) + gu = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d] \frac{\partial}{\partial x} H_d(x) \quad (4.65)$$

Portanto, o procedimento para projetar o controlador se reduz em achar a porta de controle $u(x)$ e $\mathcal{J}_d(x)$, $\mathcal{R}_d$ que satisfaça a equação diferencial parcial (4.66), como sugerido por Ortega e Garcia-Canseco(54),Garcia-Canseco, Astolfi e Ortega(55),Petrovic, Ortega e Stankovic(56) e Akrad et al.(57).

$$u(x) = [g^T(x)g(x)]^{-1} g^T(x) \times \left\{ [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d] \frac{\partial}{\partial x} H_d(x) - [\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}] \frac{\partial}{\partial x} H(x) \right\} \quad (4.66)$$

Assim, o sistema em malha fechada é estável em x^* . Além disso $\mathcal{J}_d(x)$ e $\mathcal{R}_d$ são selecionados na forma

$$\mathcal{J}_d - \mathcal{R}_d = \begin{bmatrix} -r_d & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & -r_q & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix}.$$

Um passo fundamental para o sucesso da metodologia IDA-PBC é a

escolha adequada entre as matrizes de interconexão e de amortecimento (57). A equação diferencial parcial pode ser resolvido com

$$J_{23} = \frac{N_p \phi}{2},$$

$$J_{13} = \frac{N_p}{2} x_2 \left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_q} \right) L_d,$$

$$-J_{23} \tilde{x}_2 = -\frac{N_p \phi x_2}{2L_q} + T_m,$$

e

$$J_{12} = \frac{N_p x_3 L_d}{2J_m}.$$

A expressão da lei controlador para o estado de equilíbrio desejada $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T$ é dada pela Equação (4.67) e sua prova de estabilidade pode ser verificada no trabalho de Akrad et al.(57). Os parâmetros r_d e r_q definem o amortecimento desejado e pode ser considerado como controlador proporcional.

$$\begin{cases} v_d = -\frac{[(R - r_d) x_1]}{L_d} + \frac{N_p x_3 x_2^* L_d}{2J_m L_q} + \frac{N_p x_3^* x_2}{2J_m} - \frac{N_p x_3^* x_2 L_d}{2J_m L_q} \\ v_q = -\frac{[(R - r_q) x_2 + r_q x_2^*]}{L_q} + \frac{N_p \phi x_3^*}{2J_m} \end{cases} \quad (4.67)$$

O ponto de equilíbrio desejado (4.68) visa o torque máximo por ampere que garanta a máxima eficiência energética do gerador.

$$x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T = \left[0, \frac{2L_q T_m}{N_p \phi}, \frac{2J_m \omega_m^*}{N_p} \right] \quad (4.68)$$

$$\omega_m^* = \frac{\lambda_{nom} V_{win}}{R} \quad (4.69)$$

Dessa forma, x^* é obtido a partir do torque de entrada ótimo da turbina

Resultados Simulados e Experimentais

A seguir, resultados simulados e experimentais do sistema de geração eólica ilustrado na Figura 3.1 são apresentados. O sistema conta com a técnica de chaveamento SVPWM, DDSRF-PLL e estimativa de velocidade por controle *sensorless* SMO. Os parâmetros do gerador são obtidos no Apêndice B e organizados na Tabela 5.1 juntamente com os parâmetros do filtro indutivo apresentados no trabalho de (6). As técnicas de controle PI no referencial síncrono e IDA-PBC são aplicadas para o CLG e o CLR é mantido controlado por PI no referencial síncrono.

Tabela 5.1: Parâmetros do gerador e filtro indutivo

	Parâmetros	Valor	Unid.
Gerador	R_s	1,57	Ω
	L_d	4,7	mH
	L_q	10,7	mH
	J	0,0702	kgm^2
	B	0,0234	$N.m.s$
	ϕ_m	0,498	$V.s$
	N_p	4	
	V_{linha}	220 (Y)	V
	$I_{nominal}$	7,8 (Y)	A
Inductive filter	R_f	0,158	Ω
	L_f	4,4	mH

5.1 Resultados Simulados

Para avaliar o desempenho do sistema de controle projetado, resultados simulados para o sistema de geração ilustrado na Figura 3.1 são apresentados nesta seção. As simulações a seguir são desenvolvidas em ambiente *Matlab/Simulink* com controladores em tempo contínuo. As simulação do sistema de geração, Figura 3.1, são realizadas primeiramente para os controladores PI no referencial síncrono com malhas externas de controle em potência ativa e reativa. Por fim, os resultados para o sistema baseado no controlador IDA-PBC são apresentados.

O perfil de vento assumido para a simulação é exposto no gráfico da Figura 5.1.

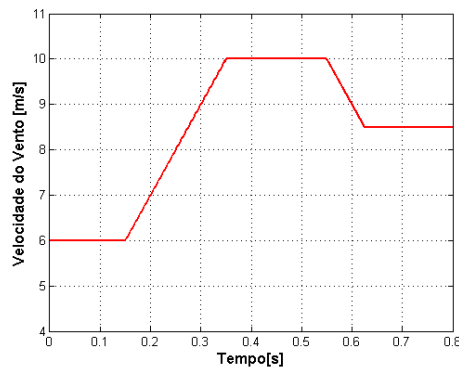


Figura 5.1: Perfil de vento utilizado para a simulação.

5.1.1 Controlador PI no Referencial Síncrono

A Figura 5.2(a) apresenta a potência extraída do gerador. A potência reativa da máquina é mantida em zero como o objetivo de manter o fator de potência unitário. A referência de potência do CLG é passada a partir da potência ótima da turbina eólica que é uma função de sua velocidade de rotação, Equação (3.7). O rastreamento da máxima potência no gerado pode ser observado através do gráfico da Figura 5.2(b). A potência extraído da máquina corresponde à curva de potência ótima disponível na turbina eólica em função do perfil de vento.

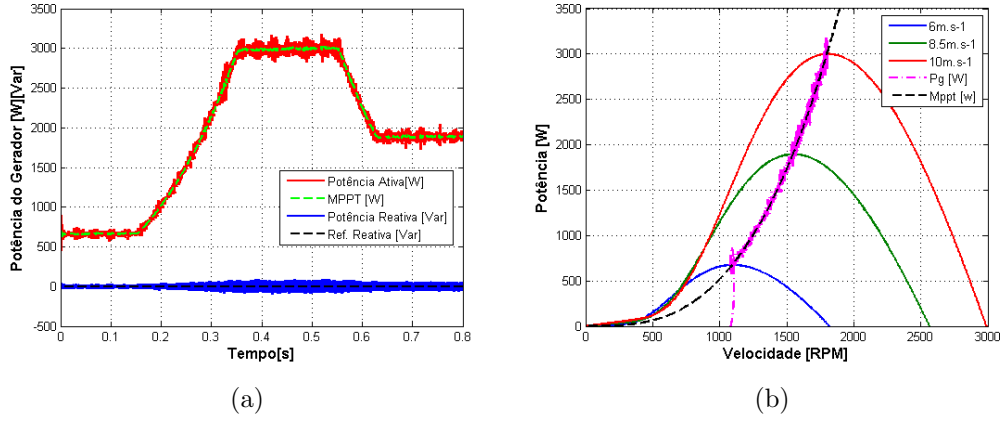


Figura 5.2: Resultados Simulados: (a)Potência extraída do gerador; (b)Rastreamento da máxima potência

As correntes no conversor do lado do gerador e no conversor do lado da rede são apresentadas nos gráficos das Figuras 5.3(a) e 5.3(b), respectivamente. No instante 0,15s ocorre aumento gradativo da amplitude das correntes em virtude da variação da velocidade do vento que sobe de $6m/s$ a $10m/s$, atingindo assim o ponto de operação nominal do gerador.

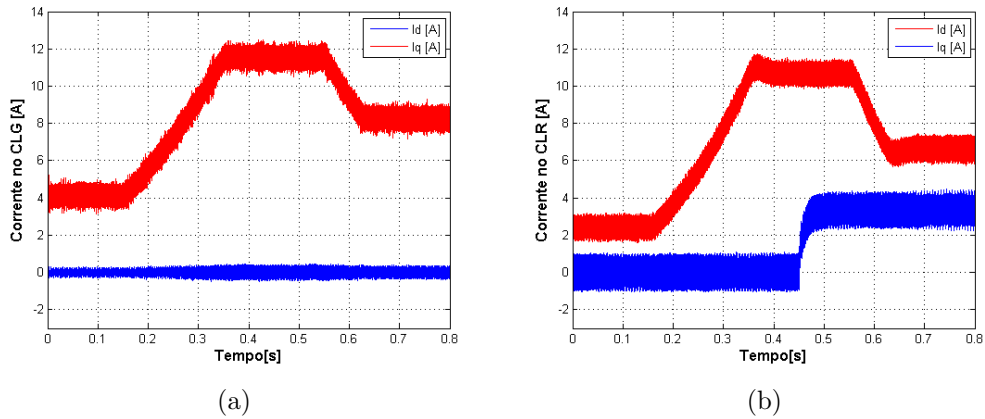


Figura 5.3: Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG; (b)Corrente no CLR.

No instante 0,45s mudou-se a referência de reativo do CLR de 0Var para 900Var com o intuito de verificar a regulação da malha de reativo, percebe-se pela Figura 5.3(b) que no mesmo instante houve um aumento da corrente i_q .

A dinâmica da tensão do barramento CC do conversor Back-to-Back é exposta na Figura 5.4. Variações da tensão do barramento são percebidas nos instantes de tempo iguais a $0.15s$ e $0.55s$. A elevação da tensão do barramento no instante $0,15s$ é provocada pelo aumento da potência gerada, nessa situação a energia da turbina é transferida para o barramento CC tendendo a elevar a tensão V_{dc} , entretanto o controlador do CLR tem como objetivo regular a tensão fazendo com que a energia excedente seja transferida para a rede elétrica de maneira a manter a tensão fixa em $450V$. Situação semelhante ocorre no instante de tempo $0,55s$ quando a potência gerada diminui, porém a tensão tende a diminuir forçando o CLR a diminuir a energia transferida a rede para manter a tensão do barramento nos níveis desejados.

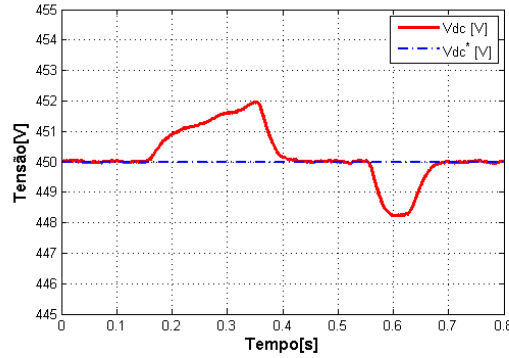


Figura 5.4: Resultados Simulados: Tensão no Barramento CC.

5.1.2 Controlador IDA-PBC

O CLG com o controlador baseado na técnica IDA-PBC possui como referência a velocidade ótima de rotação do eixo do gerador, Equação (4.69) e corrente de eixo d igual a zero, o que proporciona a extração da máxima potência da turbina eólica e fator de potência unitário do gerador.

Os parâmetros de controle r_d e r_q são escolhidos de forma empírica de maneira a se obter a melhor comportamento do sistema. Os valores escolhidos para r_d e r_q são: $r_d = 15R$ e $r_q = 15R$.

A Figura 5.5(a) apresenta o controle de velocidade rotacional do gerador. O rastreamento da velocidade de referencia permite que a turbina eólica trabalhe sobre a curva de máxima potência, como apresentado na Figura 5.5(b). Os gráficos das Figura 5.5(c) e 5.5(d) apresentam a potência gerada e enviada para a rede elétrica. Pode-se perceber que a potência enviada a rede é ligeiramente menor em virtude das perdas no filtro indutivo. As correntes nos conversores do lado da rede e do gerador são mostradas nas Figuras 5.6(a) e 5.6(b).

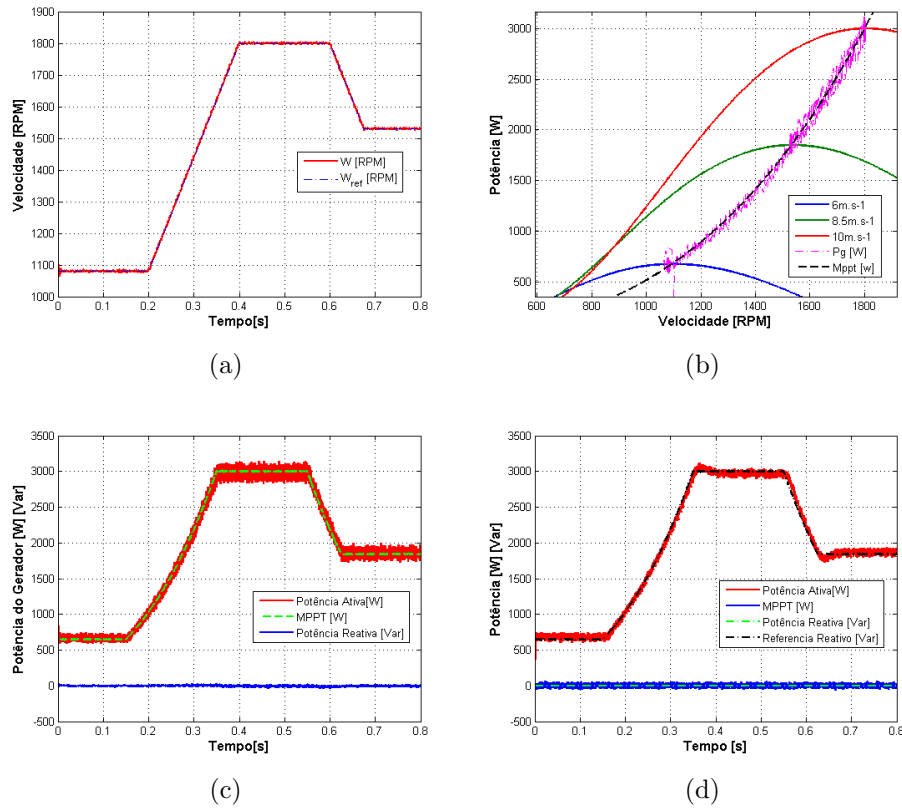


Figura 5.5: Resultados Simulados: (a) Velocidade rotacional do gerador; (b) Rastreamento da máxima potência; (c) Potência gerada; (d) Potência enviada a rede

Nos gráficos das Figuras 5.7(a) e 5.7(b) tem-se a resposta das correntes do CLG para um degrau de potência. O gerador é mantido em velocidade nominal e uma variação da potência extraída de 1500W para 3000W é realizada

em degrau para avaliar a performance dinâmica dos controladores.

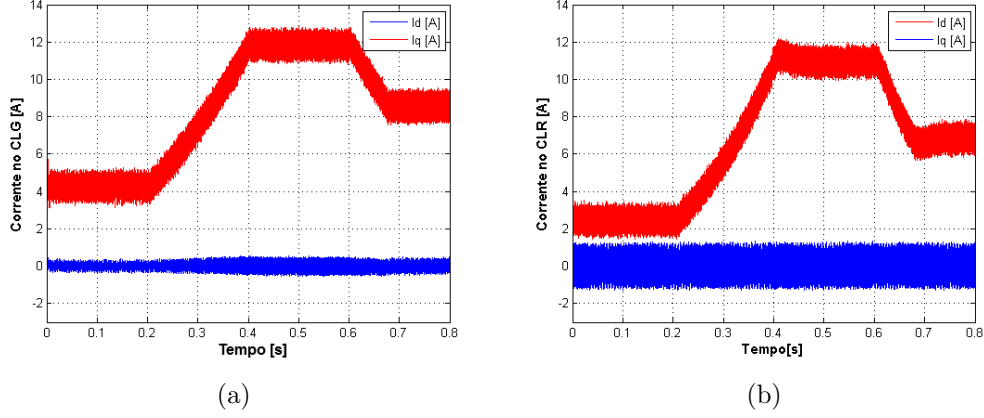


Figura 5.6: Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC.

Para essa simulação o CLR foi desconsiderado e o barramento CC foi substituído por uma fonte de tensão ideal com o objetivo de avaliar somente os controladores do CLG. Gráficamente percebe-se que o controlador IDA-BPC apresenta um sobressinal de 20,7% sendo menor em relação ao Controlador PI que apresenta 50,8% de sobressinal para a corrente i_q . O tempo de acomodação para o IDA-PBC e PI são 0,2022s e 0,2075s, respectivamente. As Figuras 5.7(a) e 5.7(b) mostram a corrente i_q e i_d , respectivamente. O controlador IDA-PBC apresentou uma melhor resposta dinâmica.

A ação de controle proporcional sobre o erro da velocidade pode ser aumentada com a diminuição do parâmetro r_q , entretanto esse efeito também aumenta o sobre sinal na resposta e deixa a dinâmica de corrente de estator do gerador mais agressiva. As Figuras 5.8(a) e 5.8(b) apresentam a influência do parâmetro r_q na resposta dinâmica do sistema de forma gráfica. A diminuição do valor r_q e r_d implica na redução do amortecimento da ação de controle.

A Tabela 5.2 organiza o sobressinal (M_p) encontrados para os diferentes valores de r_q e o tempo de acomodação (t_s) para o critério de 2%.

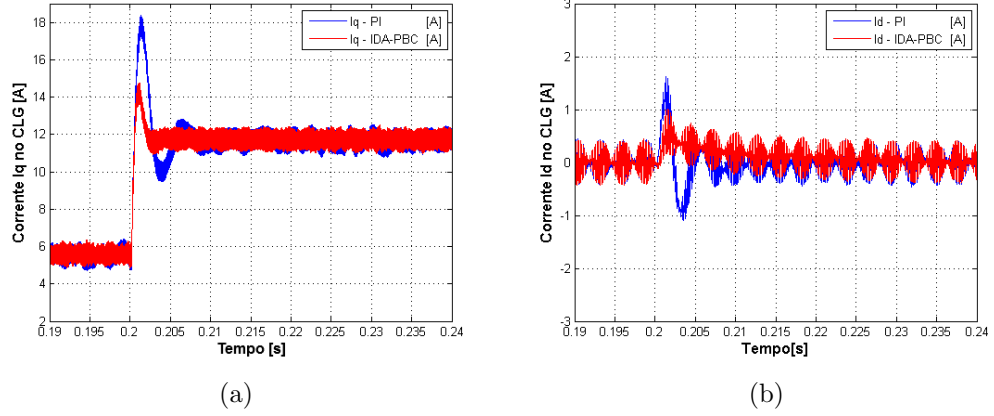


Figura 5.7: Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC.

Tabela 5.2: Influência dos parâmetros de amortecimento na resposta dinâmica

	$r_q = 8R_s$	$r_q = 15R_s$	$r_q = 25R_s$
M_p	40,45%	26,45%	20,09%
t_s	9,4ms	4,3ms	5,5ms

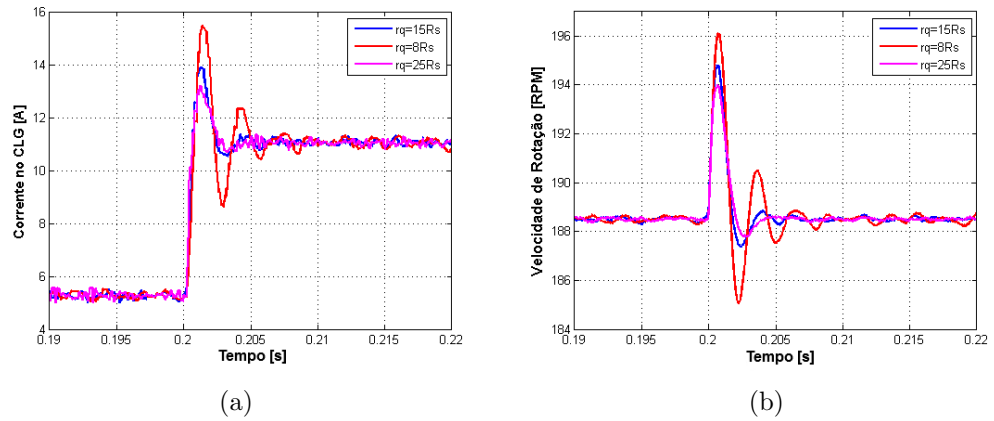


Figura 5.8: Resultados Simulados: (a)Corrente no CLG com controlador IDA-PBC; (b)Corrente no CLR com controlador IDA-PBC.

5.2 Resultados Experimentais

O sistema experimental montado em laboratório possui um motor de indução acoplado mecanicamente ao eixo do gerador para fornecer energia mecânica ao sistema, fazendo assim o papel de uma turbina eólica. O motor de indução é comandado por um inversor de frequência comercial o que possibilita impor, através do motor, uma velocidade de rotação ou torque mecânico constante no eixo do gerador.

Primeiramente, o inversor de frequência conectado ao motor é configurado para trabalhar no modo de controle vetorial em velocidade. Essa primeira configuração tem como objetivo de fixar valores de velocidade desejada durante os ensaios do sistema de geração eólica com o sistema de controle clássico (PI no referencial síncrono para os CLG e CLR). Por final o inversor de frequência é configurado para comandar o motor de indução no modo controle vetorial em torque. Nesta ultima configuração o torque mecânico é fixado em valores desejados durante os ensaios com o controlador IDA-PBC no CLG, permitindo assim que o gerador controle a velocidade de rotação de seu eixo.

5.2.1 Circuito de Pré-Carga

Um circuito de pré-carga do barramento CC é necessário pra minimizar a corrente de pico dos capacitores durante o processo de carga. A Figura 5.9 ilustra o circuito de pré-carga montado no sistema. Quando o contator K_3 é energizado a corrente máxima de pico é limitada pelos resistores R_p que são conectados do lado da rede elétrica. O conversor é conectado a rede elétrica através do contator K_2 quando a tensão do barramento atinge 90% da tensão de pico da rede elétrica. A configuração do circuito de pré-carga elimina a necessidade de uma ponte retificadora ligada diretamente ao barramento CC , pois a corrente de carregamento dos capacitores circulam pelos diodos anti paralelos dos IGBTs do conversor do lado da rede.

A Figura 5.10 apresenta o comportamento da tensão do barramento e a corrente fornecida pela rede elétrica durante o processo de pré-carga. A corrente máxima durante a pré-carga é entorno de 3,5A. Um segundo pico de corrente pode ser observado no instante de 1,56s ocasionado pela energização

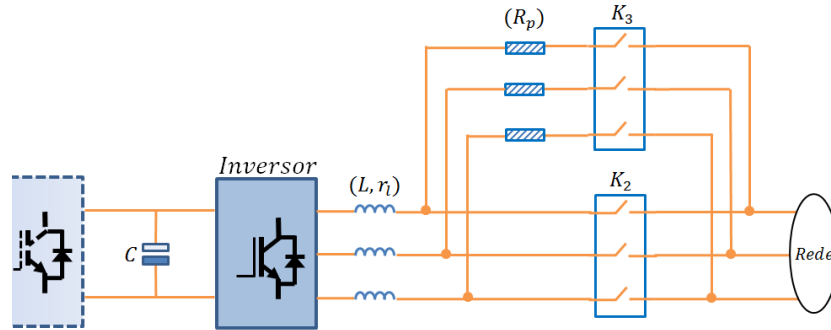


Figura 5.9: Circuito utilizado para a pré-carga do barramento CC.

do contator K_2 que faz um *by-pass* nos resistores R_p e finaliza a pré-carga do barramento CC.

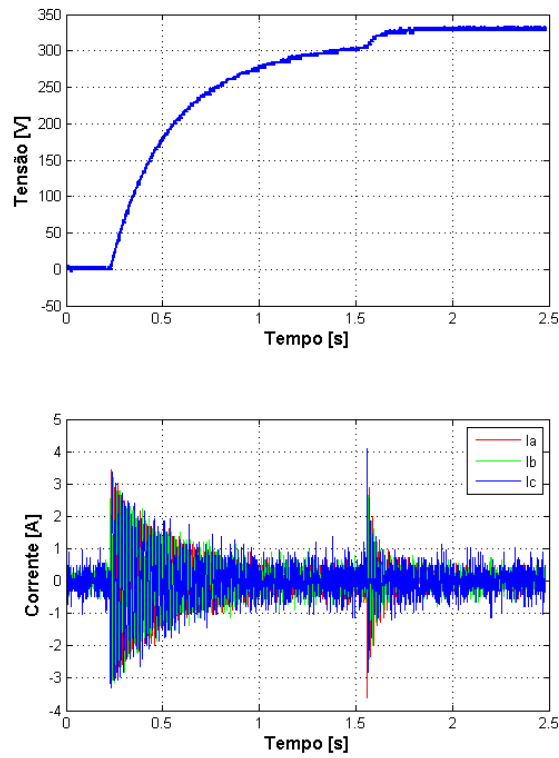


Figura 5.10: Resultados experimentais: Carregamento do barramento CC

5.2.2 Controle CLR

Em condições de inicialização do sistema é desejável que a referência de tensão seja variada em rampa, de maneira que permita o controle da tensão de forma suave até o valor desejado. A Figura 5.11 apresenta o comportamento da tensão do barramento CC durante variações de referencia em rampa entre valores de 350V a 450V.

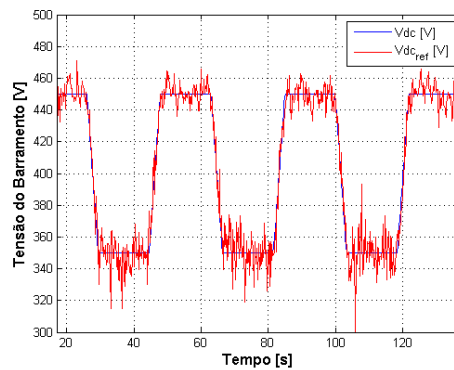


Figura 5.11: Resultados experimentais: Controle da tensão do Barramento CC

As Figuras a seguir apresentam a resposta dinâmica do barramento CC durante uma perturbação. Os gráficos da Figura 5.12(a) apresentam o comportamento da tensão do barramento e das corrente nos CLG e CLR durante uma elevação repentina na potência gerada, simulado através de um degrau de potência de referência. A tensão V_{dc} se estabiliza em cerca de 440ms após a perturbação, nesse instante de tempo percebe-se o aumento na rede, pois o controlador do CLR tente estabilizar o barramento e esse objetivo é alcançado aumentando a potência enviada para rede.

Os gráficos da Figura 5.12(b) apresentam um comportamento análogo durante uma diminuição repentina da potência gerada. Durante a diminuição da potência gerada no CLG a tensão do barramento tende a baixar, pois uma parcela da energia que mantinha a tensão em 440V era fornecida pelo CLG. Para manter o nível de tensão no barramento o controlador do CLR extrai potência da rede para elevar a tensão até o sistema se estabilizar.

A Figura 5.13 mostra a característica do sinal da corrente no CLR para a situação da Figura 5.12(a).

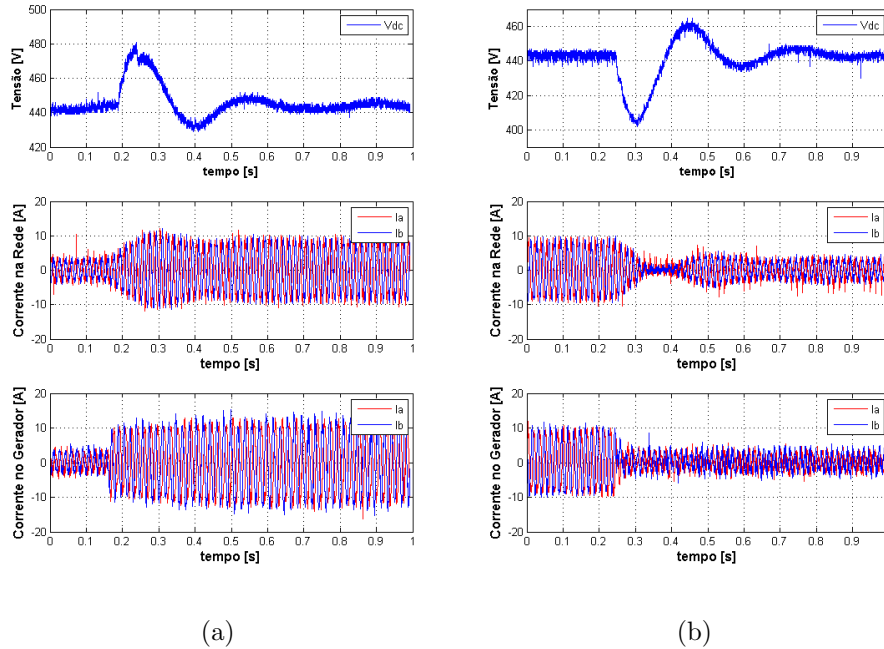


Figura 5.12: Resultados experimentais: (a) elevação repentina na potência gerada; (b) diminuição repentina da potência gerada.

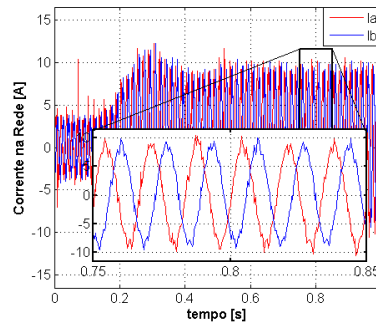


Figura 5.13: Resultados experimentais: Característica do sinal de corrente do CLG referente a Figura 5.12(a)

A Figura 5.14 descreve a inicialização do sistema de geração experimental. Nesta inicialização o gerador já está em funcionamento, porem não conecta ao CLG. Inicialmente o sistema de controle se encontra em *stand-by* até o instante de 16s, neste momento é realizada a pré-carga dos capacitores

e a tensão do barramento é elevada a 311V. Um pico negativo de corrente i_d no CLR ocorre no tempo de 16s em virtude da realização da pré-carga.

No instante de 18s o algoritmo DDSRF-PLL é inicializado para a sincronização entre CLR e a rede elétrica. Em seguida, $t = 29s$, o CLR é conectada à rede e inicializa-se o controle da tensão do barramento que é variada em rampa até o valor final desejado de 450V. Para o mesmo momento a corrente i_d se torna negativa uma vez que é a rede elétrica que fornece a energia para a regulação da tensão do barramento. No momento $t = 46s$ o gerador que já se encontrava em funcionamento é conectado ao CLG por intermédio de um contator. O gerador passa a produzir energia o que evidencia o aumento da corrente i_q . Nesta condição a corrente de i_d do CLR se eleva, para manter a tensão do barramento no valor de 450V. Portanto parte da energia fornecida pelo gerador é utilizada para manter o nível de tensão do barramento e o excedente é transmitida à rede elétrica. O instante 94s o sistema passa a funcionar em condição nominal.

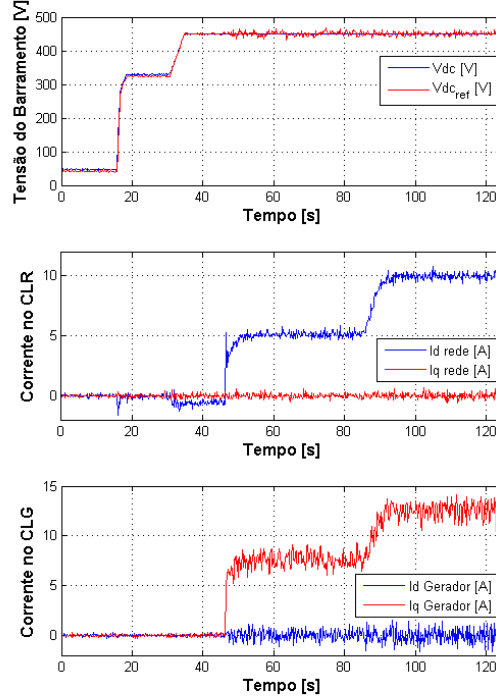


Figura 5.14: Resultados experimentais: Inicialização do sistema

5.2.3 Controlador PI no Referencial Síncrono

A Figura 5.15(a) apresenta a potência extraída do gerador. A potência reativa do gerador é mantida em zero para obter o fator de potência unitário. A referência de potência para o CLG é obtida pela Equação (3.7). A estimativa da velocidade de rotação é feita através do *sensorless* baseado na técnica SMO, descrito no Capítulo 3. A Figura 5.15(b) mostra o rastreamento da potência de referência. A potência extraída do gerador durante o ensaio corresponde a curva de potência ótima supondo um turbina eólica para um gerador de 3KW.

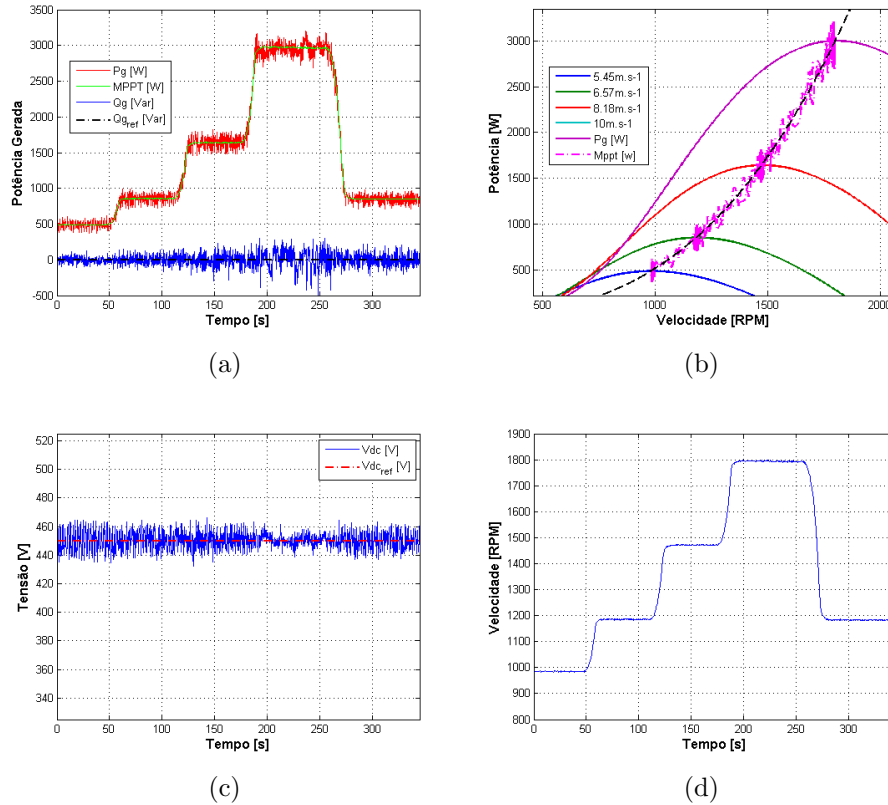


Figura 5.15: Resultados experimentais:: (a)Potência gerada; (b)Potência de referência; (c) V_{DC} do Barramento CC; (d) Velocidade do Gerador

A tensão do barramento CC, Figura 5.15(c), se manteve no nível de tensão desejado de 450V, proporcionando assim o fluxo de potência entre o gerador e a rede elétrica.

As correntes no conversor do lado do gerador e no conversor do lado da rede são apresentadas nos gráficos das Figuras 5.16(a) e 5.16(b), respectivamente. Variações de velocidade do gerador 5.15(d) são produzidas nos instantes 52,8s, 112,1s, 180,2s e 260s através do motor de indução conectado ao seu eixo. A potência reativa do CLG e do CLR é mantida em zero durante todo intervalo de tempo do ensaio.

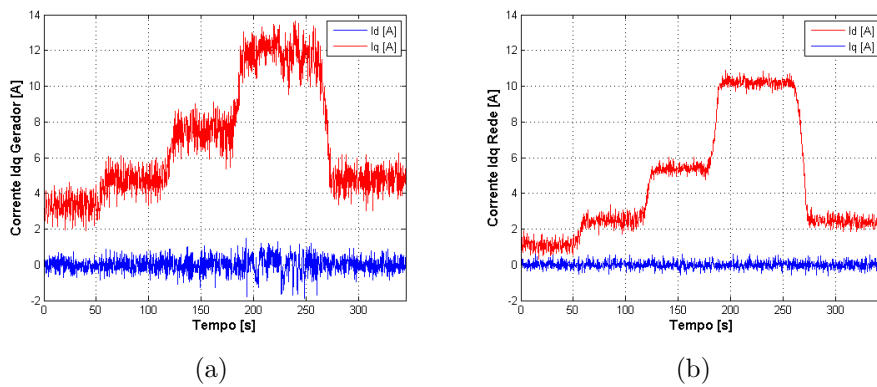


Figura 5.16: Resultados experimentais: (a)Corrente no CLG; (b)Corrente no CLR.

O gráfico da Figura 5.17(a) apresenta a diferença entre a potência gerada e transmitida para a rede e a Figura 5.17(b) o rendimento do sistema. O sistema opera com rendimento de 90% em condições nominais.

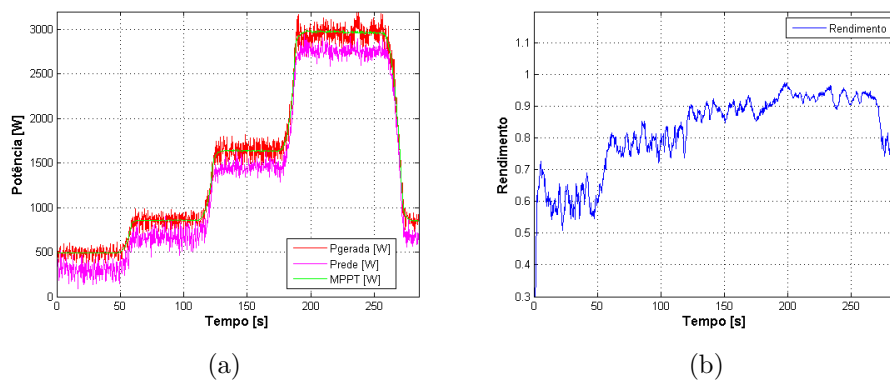


Figura 5.17: Dados experimentais: (a)Potência gerada e transmitida a rede; (b)Rendimento do sistema.

Por fim, as Figuras 5.18(a) e 5.18(b) apresentam as correntes de fase no CLG e CLR na condição nominal de operação. Pode-se observar no gráfico em barras da Figura 5.19 as amplitudes harmônicas das correntes no CLR e no CLG. A distorção harmônica da corrente do CLR e CLG são de 2,6% e 3,63%, respectivamente.

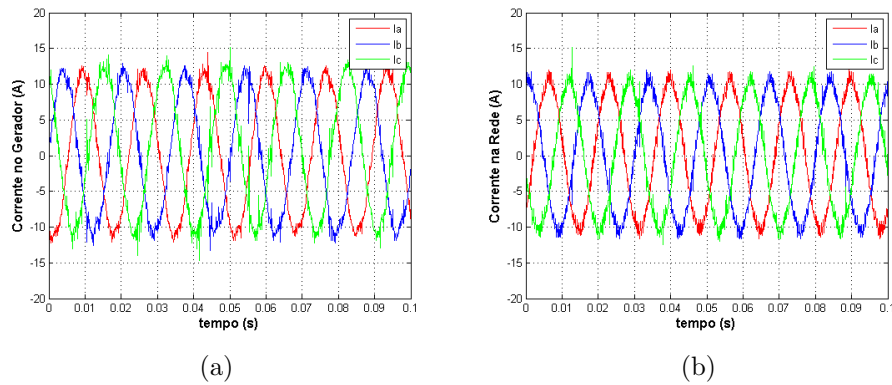


Figura 5.18: Resultados experimentais: (a)Corrente ABC no CLG; (b)Corrente ABC no CLR.

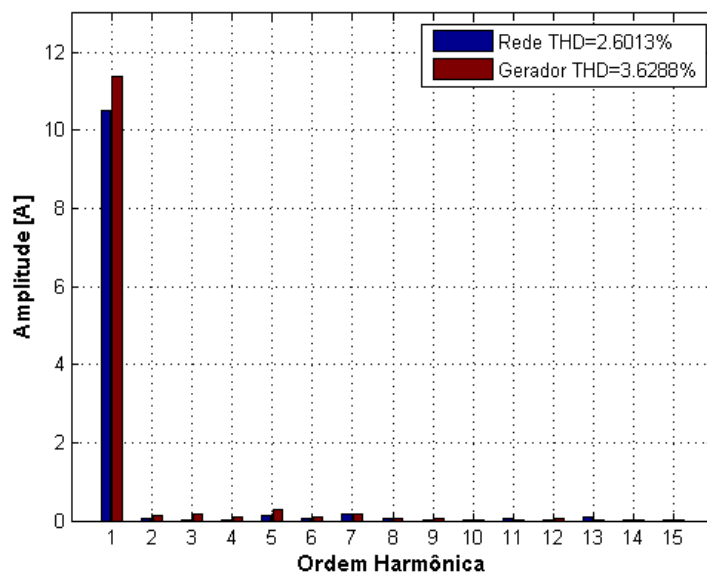


Figura 5.19: Resultados experimentais: THD das correntes no CLR e no CLG

5.2.4 Controlador IDA-PBC

5.2.4.1 Variação de Velocidade e Aplicação de Torque Constante

Os parâmetros r_d e r_q do controlador IDA-PBC foram fixados em $r_d = 20R$ e $r_q = 12R$. Os gráficos das Figuras 5.20 e 5.21 são obtidos para o torque de eixo do gerador constante. As Figuras 5.20(a) e 5.20(b) mostram o controle da velocidade do gerador e a potência gerada nessas condições, respectivamente. A potência do gerador entregue à rede pode ser visualizada na Figura 5.20(c). Durante os teste o rendimento do sistema se manteve em torno de 95%, Figura 5.20(d).

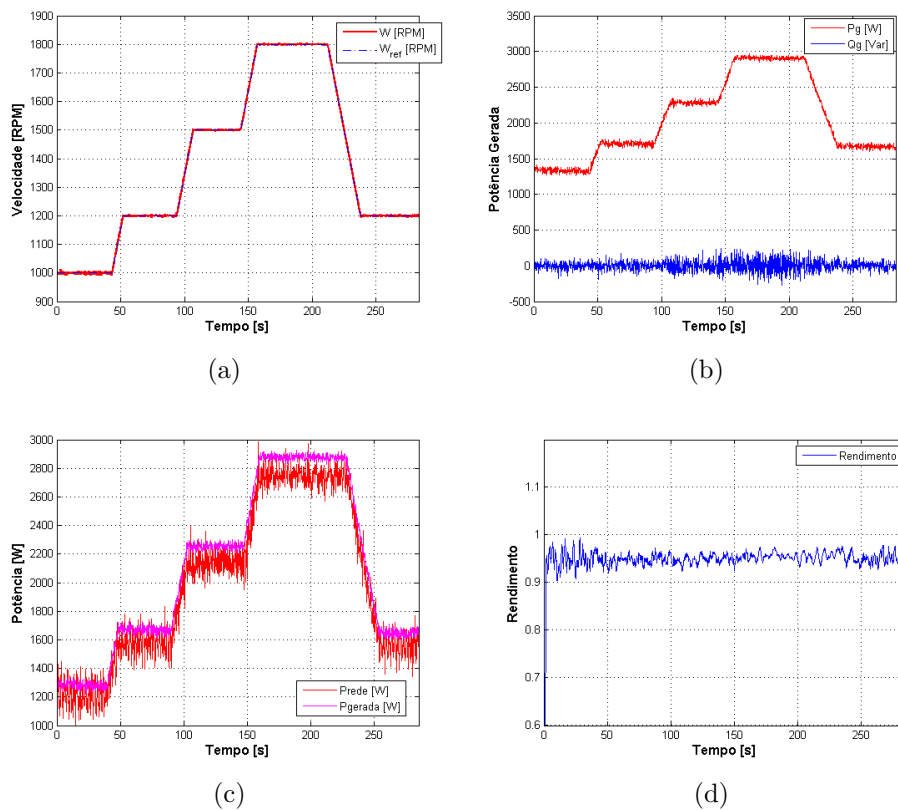


Figura 5.20: Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a) Velocidade rotacional do Gerador; (b) Potência gerada; (c) Potência gerada e entregue à rede; (d) Rendimento

A corrente no conversor do lado da rede durante o ensaio esta presente

no gráfico da Figura 5.21. A variação da corrente no CLR ocorre durante as variações da velocidade de eixo do gerador, o que provoca variações da potência gerada.

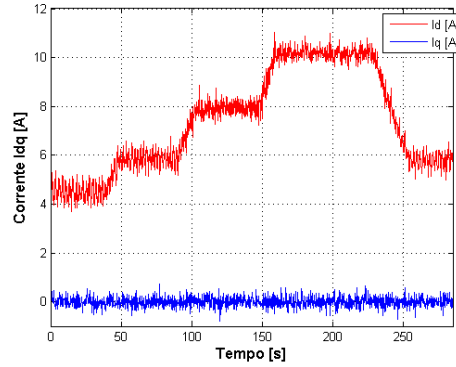


Figura 5.21: Resultados experimentais: Corrente no CLR.

5.2.4.2 Velocidade Fixa e Variação de Torque

A seguir os gráficos 5.22(a), 5.22(b) e 5.23 são obtidos durante uma variação de torque no eixo do gerador. A velocidade mecânica de referência no controlador é mantida fixa em 1600rpm e variações de torque são provocadas nos instantes de tempo 34s e 75s , aproximadamente.

Perturbações na velocidade do eixo do gerador podem ser observadas nos mesmos instantes de tempo, Figura 5.22(a). Tais variações ocorrem, pois o controlador da velocidade possui uma faixa de passagem limitada não conseguindo compensar a dinâmica da variação do torque de eixo do gerador. Nos mesmos instantes a potência gerada é apresentada no gráfico da Figura 5.22(b). A variação da potência gerada é proporcional a variação de torque imposto no eixo do gerador.

A corrente I_{dq} do gerador durante a variação do torque é ilustrada no gráfico da Figura 5.23. As correntes de fase do CLG e CLR em operação em regime permanente são apresentadas nos gráficos das Figuras 5.24(a) e 5.24(b).

O gráfico de barras da Figura 5.25 apresenta o conteúdo harmônico das

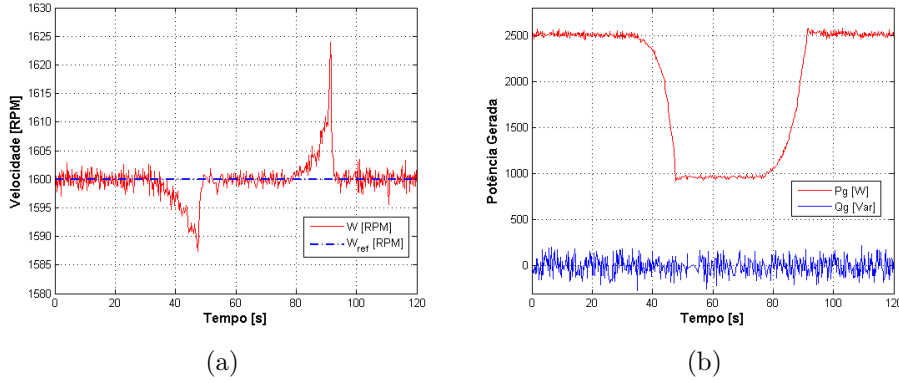


Figura 5.22: Dados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Velocidade rotacional do Gerador; (b)Potência gerada.

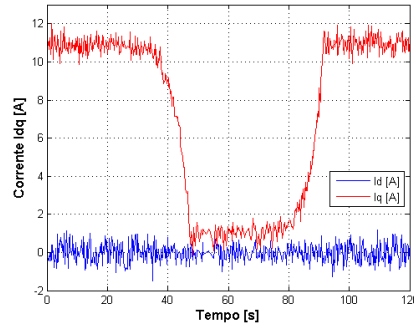


Figura 5.23: Resultados experimentais controle IDA-PBC: Corrente no CLG.

correntes do CLG e CLR. A distorção harmônica da corrente do CLR e CLG são de 4,95% e 3,91%, respectivamente.

A seguir uma nova condição de variação de torque para uma velocidade fixa de 1500 RPM é realizada. Novamente pode-se notar, nas Figuras 5.26(a) e 5.26(b), as variações de velocidade de rotação durante a perturbação de torque. As correntes do gerador e na rede elétrica nesses instantes variam de maneira proporcional, como discutidas anteriormente. Os gráficos das Figuras 5.26(c) e 5.26(d) mostram a potência gerada e entregue à rede e o rendimento do sistema durante a variação de torque. Percebe-se um aumento da eficiência de 70% para 80% durante o aumento do torque inserido no eixo do gerador, pois as perdas do sistema permanecem baixa em relação a

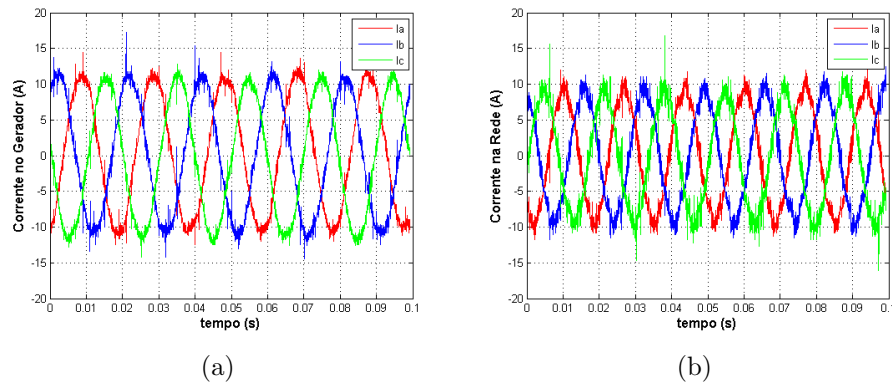


Figura 5.24: Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a)Corrente ABC no CLG; (b)Corrente ABC no CLR.

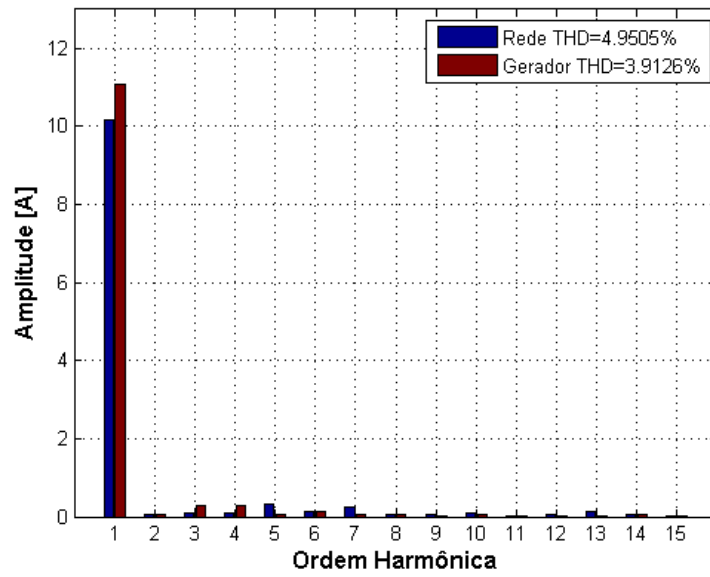


Figura 5.25: Resultados experimentais: THD das correntes no CLR e no CLG com o controlador IDA-PBC

potência fornecida à rede.

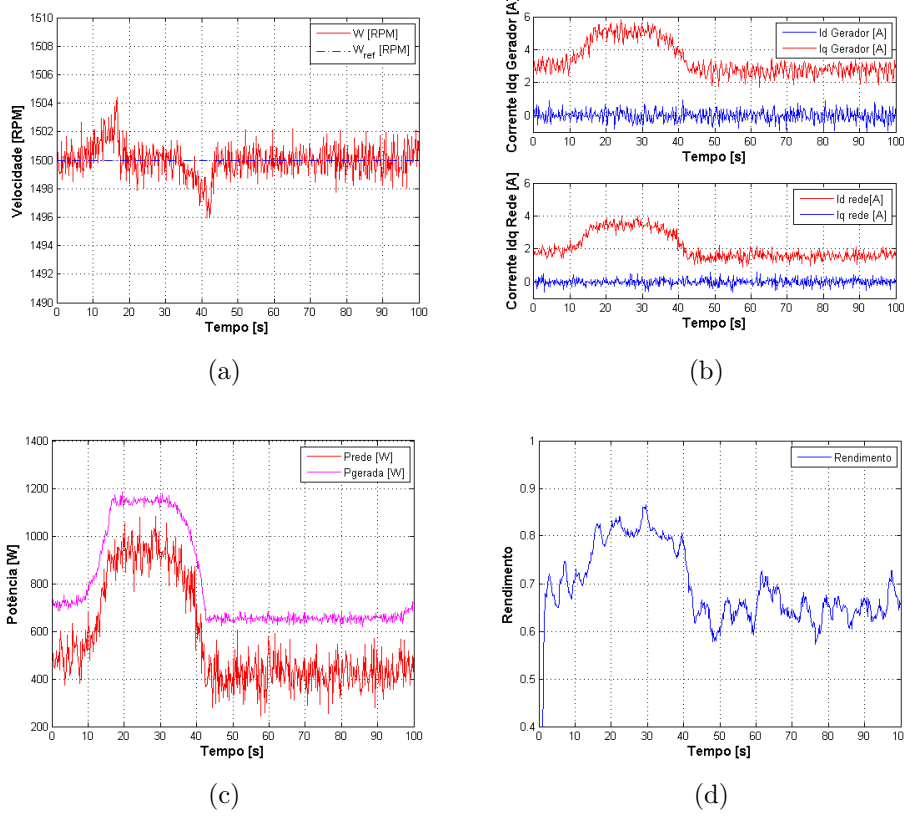


Figura 5.26: Resultados experimentais para o controle IDA-PBC: (a) Velocidade rotacional do Gerador; (b) Correntes no Gerador e Rede; (c) Potência gerada e transmitida à rede; (d) Rendimento.

5.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados simulados e experimentais para o sistema de geração eólica propostos. Os resultados simulados são expostos para as mesmas condições de funcionamentos para ambas as técnicas de controle, PI no referencial síncrono e IDA-PBC. O Controlador IDA-PBC apresentou uma melhor resposta dinâmica durante uma ação de grau de potência extraída, com sobressinal de 20,7% e tempo de acomodação de 0,2022s. O comportamento dinâmico dos conversores foram analisadas de forma gráfica. As simulações incluem o modelo da turbina eólica e os métodos MPPT para o rastreamento da potência ótima da turbina.

Os resultados experimentais, permitiram a análise do comportamento dinâmico aerogerador com conversor pleno conectado a rede elétrica. Os resultados experimentais para o controlador PI no referencial síncrono são obtidos considerando que a velocidade de eixo do gerador seja controlada pelo motor de indução através de um inversor independente. Portanto, pode-se considerar o rastreamento da curva de máxima potência pelo método de controle por realimentação de potência e dessa forma definir uma referência para extração de potência do gerador. Entretanto para os resultados experimentais para o controlador IDA-PBC são obtidos para a configuração do inversor do motor de indução no modo de torque, dessa forma o torque é mantido constante em um primeiro momento e o gerador controla a velocidade de rotação. Assim, as respostas experimentais são obtidos para condições específicas de torque (definido manualmente) e velocidade (controlado pelo gerador).

As duas estratégias de controle abordadas experimentalmente forneceram respostas adequadas, uma vez que as referências desejadas foram alcançadas. O controlador PI no referencial síncrono com malhas externas de potência para CLG se mostrou interessante, pois com a utilização do método de controle por realimentação de potência foi possível rastrear a máxima potência da turbina a partir da medição da velocidade de eixo. Já o controlado IDA-PBC se mostrou interessante para o controle do sistema, pelo fato de também proporcionar um bom rendimento nas condições de testes experimentais. Entretanto para se obter o rastreamento da potência ótima da turbina seria necessário o conhecimento da velocidade de vento que nem sempre é disponível. O controlador do CLR permitiu a regulação da tensão do barramento na tensão desejada de 450V, mesmo em situações de grandes perturbações. O nível de distorção harmônica das correntes do CLR encontrado para as técnicas testadas foram menores que 5%. A menor distorção harmônica foi obtida para o sistema com os controladores PI no referencial síncrono para ambos conversores.

No próximo capítulo são feitas as conclusões do trabalho, as propostas para trabalhos futuros e os artigos produzidos durante o mestrado.

Conclusão e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusão

Neste trabalho foi realizado a modelagem e o controle de um sistema experimental de geração eólica com tecnologia PMSG e conversor pleno bi-direcional (*Back-to-Back*) conectado a rede elétrica. O trabalho buscou contribuir com um melhor compreensão do funcionamento do sistema em geral e das técnicas de controle utilizadas. Os modelos matemáticos do sistema de geração eólica e o projeto dos controladores para o o protótipo foram apresentados, assim como os resultados obtidos através de ferramentas computacionais e experimentais. Os resultados experimentais possibilitaram contribuir para a realização das comparações entre as estratégias de controle desenvolvida para o CLG e a verificação dos comportamentos previstos pelas simulações. Em condições nominais de operação o sistema se manteve com uma eficiência de 95% para as duas técnica de controle aplicada no CLG e com baixo índice de distorção harmônica das correntes do CLR.

Uma segunda contribuição importante nesse trabalho foi a reorganização da bancada experimental, além do desenvolvimento da plataforma de controle que apresenta ser robusta e versátil, uma vez que possibilita uma rápida manutenção e adaptação para outras aplicações. Essa contribuição permite que novos estudos sejam realizados como maior rapidez e menor custo.

6.2 Proposta de Continuidade

Dentre os diversos temas e possibilidades de continuidade desse trabalho, pode-se destacar:

- A primeira sugestão é obtenção de resultados experimentais é a utilização da máquina síncrona de ímãs permanentes em fase final de desenvolvimento no LCCE para a melhor comparação entre resultados experimentais e simulados;
- Um estudo mais detalhado das técnicas *sensorless* para a comparação de desempenho no controle sem sensor de orientação;
- Desenvolvimento de um sistema independente para a emulação dinâmica de turbinas eólicas;
- Construção do módulo de conversão digital analógico projetado para a plataforma de controle, pois esse módulo possibilitaria a extração de variáveis dinâmicas internas a plataforma de controle para análises detalhada do sistema;
- Pelo fato do controlador IDA-PBC ser obtido diretamente do modelo físico do gerador, uma análise dos efeitos de variações paramétricas se torna importante para melhorá ação de regulação;

6.3 Publicações Realizadas Durante o Mestrado

Durante a realização deste trabalho o autor publicou os seguintes artigos listados a baixo.

Artigo Publicados:

- Guilherme Vianna Santos, Allan Fagner Cupertino, Victor Flores Mendes, Seleme Isaac Seleme; *Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control of a PMSG based Wind Turbine for Maximum*

Power Tracking. Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE International Symposium on.

- Allan Fagner Cupertino, Guilherme Vianna Santos, Heverton Pereira, Selênio Silva, Victor Flores Mendes. *Modeling and Control of a Flexible Photovoltaic Array Simulator*. Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on.

Artigos Submetidos:

- Guilherme Vianna Santos, Allan Fagner Cupertino, Victor Flores Mendes, Seleme Isaac Seleme; *INTERCONNECTION AND DAMPING ASSIGNMENT PASSIVITY-BASED CONTROL OF A PMSG BASED WIND TURBINE*. 13th Brazilian Power Electronics Conference – 13th COBEP.
- Allan Fagner Cupertino, Guilherme Vianna Santos, Heverton Pereira, Victor Flores Mendes. *Modeling and Design of a Flexible Solar Array Simulator Topology*. 13th Brazilian Power Electronics Conference – 13th COBEP.

Referências Bibliográficas

- 1 WWEA. *Key Statistics of World Wind Energy Report 2013*. [S.l.], 2013.
- 2 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- 3 ARAÚJO, T. *Análise de Controle de Gerador Síncrono a Ímã Permanente Aplicado a Sistema de Conversão de Energia Eólica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2009.
- 4 RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 22, n. 2, p. 584–592, March 2007. ISSN 0885-8993.
- 5 WEO. World energy outlook 2012. *International Energy Agency*, 2012.
- 6 SOARES, L. *Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aerogerador Síncrono a Ímãs Permanentes*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2012.
- 7 MENDES, V. *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.
- 8 DOSSIÊ: energia e a crise no Brasil. <<http://revistagalileu.globo.com/Revista/noticia/2015/03/dossie-energia-e-crise-no-brasil.html>>. Accessed: 04-07-2015.
- 9 WEO. World energy outlook 2013. *International Energy Agency*, 2013.

-
- 10 R.OLIVEIRA. *Contribuição ao controle de um sistema de geração a velocidade variável utilizando gerador de indução duplamente excitado*. Tese (Doutorado) — UFMG, Belo Horizonte, Brasil, 2009.
- 11 LIU, S. *Controle Direto de Potência Controle Direto de Potência em emem em Gerador de Indução Duplamente Indução Duplamente Alimentado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- 12 ANEEL. Atlas de energia elétrica do brasil. *Agência Nacional de Energia Elétrica*, 2002.
- 13 FERREIRA, J. *Aplicação do Controle Vetorial e Teoria PQ no Controle de Aerogeradores Conectados à Rede elétrica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.
- 14 HEIER, S. *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. Wiley, 1998. ISBN 9780471971436. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=C5dz4hlvF0EC>>.
- 15 MARQUES, P. *Turbinas Eólicas: Modelo, Análise e Controle do Gerador de Indução com Dupla Alimentação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2004.
- 16 JUNIOR, E. *Análise Básica de operação do Gerador de Dupla Alimentação*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- 17 ACHILLES, S.; PÖLLER, M. Direct drive synchronous machine models for stability assessment of wind farms. In: *4th International Workshop on Large-scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms*. [S.l.: s.n.], 2003. p. 1–9.
- 18 PEREIRA, H. et al. A comparative analysis of wind turbine technologies in focus on the grid integration. In: *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- 19 PEREIRA, H. et al. Analysis of topologies of synchronous machine with full converters applied in wind power. In: *Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LA), 2013 IEEE PES Conference On*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–7.
- 20 LI, W.; ABBEY, C.; JOOS, G. Control and performance of wind turbine generators based on permanent magnet synchronous machines

feeding a diode rectifier. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.

21 CUPERTINO, A. *UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO AEROGERADOR SÍNCRONO A ÍMÃS PERMANENTES CONECTADO A REDE ELÉTRICA*. [S.l.], 2013.

22 SOARES, L. T. et al. Modelagem e controle de um conversor back-to-back para aplicação em geração de energia eólica. 2012.

23 LIU, B.; SONG, B.-M. Modeling and analysis of an lcl filter for grid-connected inverters in wind power generation systems. In: *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6. ISSN 1944-9925.

24 TANG, F. et al. Stability analysis on parallel of lcl-filter-based grid-connected converters in mw-level direct-drive wind generation using complex vector. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.

25 MIHET-POPA, L. et al. Modeling and design of a grid connection control mode for a small variable-speed wind turbine system. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2008. IMTC 2008. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 288–293. ISSN 1091-5281.

26 GABE, I. *Contribuição ao Controle de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectados à Rede Através de Filtros - LCL*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.

27 ANDERSON, P.; BOSE, A. Stability simulation of wind turbine systems. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-102, n. 12, p. 3791–3795, Dec 1983. ISSN 0018-9510.

28 BAE, S.; KWASINSKI, A. Dynamic modeling and operation strategy for a microgrid with wind and photovoltaic resources. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 4, p. 1867–1876, Dec 2012. ISSN 1949-3053.

29 MOUSSA, A. *Etude du Générateur Asynchrone pour l utilisation dans la production de l énergie éolienne*. [S.l.], 2007.

30 BOLDEA, I. *The Electric Generators Handbook- Synchronous Generators*. [S.l.]: Taylor e Francis Group, 2006.

-
- 31 VENICIO, C. *Projeto de uma Bancada de Testes para Avaliação do Carregamento de Transformadores Trifásicos de Potência Utilizando Conversores Estáticos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.
- 32 HOLMES, D.; LIPO, T. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley & Sons, 2003. (IEEE Press Series on Power Engineering). ISBN 9780471208143. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=8LGi1AjSfpcC>.
- 33 HAVA, A.; KERKMAN, R.; LIPO, T. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 1, p. 49–61, Jan 1999. ISSN 0885-8993.
- 34 KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 703–708 vol.2.
- 35 TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.
- 36 ZHANG, Z.; WANG, X. et al. Position sensorless control of pmsm based on a sliding mode observer. In: *The 2nd International Conference on Intelligent Systems and Image Processing 2014 (ICISIP2014)*. [S.l.: s.n.], 2014.
- 37 JIANG, D.; ZHAO, Z.; WANG, F. A sliding mode observer for pmsm speed and rotor position considering saliency. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 809–814. ISSN 0275-9306.
- 38 GONZÁLEZ, L. et al. Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to pmsg. In: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ 09), ISBN*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 978–980.
- 39 XIANG, X.; HE, Y. Sensorless vector control operation of a pmsm by rotating high-frequency voltage injection approach. In: *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 752–756.
- 40 FAN, S. A new sensorless control strategy used in direct-drive pmsg wind power system. In: *Power Electronics for Distributed Generation*

Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on. [S.l.: s.n.], 2010. p. 611–615.

41 YANG, S. et al. Sensorless control for pmsg in direct-drive wind turbines. In: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on.* [S.l.: s.n.], 2010. p. 81–84.

42 HUANG, K. et al. Sensorless control for direct-drive pmsg wind turbines based on sliding mode observer. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on.* [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.

43 HUANG, K. et al. A control strategy for direct-drive permanent-magnet wind-power generator using back-to-back pwm converter. In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on.* [S.l.: s.n.], 2008. p. 2283–2288.

44 YANG, S. et al. Closed-loop control on pmsg torque in direct-drive wind power generation system without speed sensor. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE.* [S.l.: s.n.], 2015. p. 2984–2987.

45 SHEN, J.-Q. Flux sliding-mode observer design for sensorless control of dual three-phase interior permanent magnet synchronous motor. In: *J Electr Eng Technol.* [S.l.: s.n.], 2014.

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

47 KRISHNAN, R. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2009. ISBN 9781420014235. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=U-RxikH3aXEC>>.

48 PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 5, p. 986–996, Sep 1991. ISSN 0093-9994.

49 ORTEGA, R.; SPONG, M. W. Adaptive motion control of rigid robots: A tutorial. *Automatica*, Pergamon Press, Inc., Tarrytown, NY, USA, v. 25, n. 6, p. 877–888, out. 1989. ISSN 0005-1098. Disponível em: <[http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098\(89\)90054-X](http://dx.doi.org/10.1016/0005-1098(89)90054-X)>.

- 50 ORTEGA, R. et al. Energy-shaping of port-controlled hamiltonian systems by interconnection. In: *Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1646–1651 vol.2. ISSN 0191-2216.
- 51 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. ISSN 0005-1098. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109801002783>.
- 52 ORTEGA, R. et al. Putting energy back in control. *Control Systems, IEEE*, v. 21, n. 2, p. 18–33, Apr 2001. ISSN 1066-033X.
- 53 SPRANGERS, O. et al. Reinforcement learning for port-hamiltonian systems. *Cybernetics, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 5, p. 1003–1013, May 2015. ISSN 2168-2267.
- 54 ORTEGA, R.; GARCIA-CANSECO, E. Interconnection and damping assignment passivity-based control: towards a constructive procedure - part i. In: *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 3412–3417 Vol.4. ISSN 0191-2216.
- 55 GARCIA-CANSECO, E.; ASTOLFI, A.; ORTEGA, R. Interconnection and damping assignment passivity-based control: towards a constructive procedure - part ii. In: *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 4, p. 3418–3423 Vol.4. ISSN 0191-2216.
- 56 PETROVIC, V.; ORTEGA, R.; STANKOVIC, M. Interconnection and damping assignment approach to control of pm synchronous motors. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 6, p. 811–820, Nov 2001. ISSN 1063-6536.
- 57 AKRAD, A. et al. Interconnection and damping assignment approach for reliable pm synchronous motor control. In: *Reliability in Electromagnetic Systems, 2007 IET Colloquium on*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–6. ISSN 0537-9989.
- 58 KUCHENBECKER, W.; TEIXEIRA, J. Development of a battery step voltage to determine parameters of large pmg. In: *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.

Transformação de Clarke e Park

As transformadas de Clarke e Park são ferramentas matemáticas muito utilizadas nos sistemas elétricos. Essas transformadas foram desenvolvidas nos anos 20 e 40 por R.H.Park(1929) e Edith Clark (1943), e vêm auxiliando nos trabalhos e pesquisas desde então.

A transformada de Clarke tem como grande função reduzir a ordem de um sistema de coordenadas de vetores. Considerando-se um sistema trifásico equilibrado, consegue-se reduzir a ordem desse sistema para apenas duas dimensões. Já a transformada de Park possui a propriedade de colocar um sistema estático na mesma velocidade de um vetor girante de outro sistema, auxiliando muitas vezes os trabalhos com a transformada de Clarke

A.1 Transformada de Clarke

A transformação de Clarke realiza a transformação de sinais trifásicos (abc) para um referencial estacionário ($\alpha\beta$). Através da transformação são obtidos duas componentes estacionárias defasadas de 90° entre si. A transformações direta e inversa são apresentadas a seguir:

Transformada direta de Clarke

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Transformada inversa de Clarke

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{3} \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Os termos f_a , f_b e f_c são os sinais trifásicos, tais como correntes ou tensões. As grandezas f_α , f_β e f_0 são as componentes ortogonais no referencial $\alpha\beta$ e componente de sequência zero.

A.2 Transformada de Park

A transformada de Park realiza a mudança dos sinais trifásicos para um referencial girante (dq). O resultado da transformação fornece duas componentes girantes ou síncronas defasadas de 90° uma da outra. As transformações direta e inversa são apresentadas a seguir

Transformada direta de Park

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Transformada inversa de Park

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Sendo f_d e f_q as componentes ortogonais no referencial síncrono resultantes da transformação e podem representar grandezas tais como correntes e tensões. O termo θ representa o ângulo entre os referenciais dq e abc .

Estimação de Parâmetros do Gerador

A seguir são apresentados os dados obtidos em laboratório do gerador síncrono de excitação independente utilizado nesse trabalho. A tabela [B.1](#) organiza os equipamentos utilizados para a medição resistência do estator.

Tabela B.1: Instrumentos de medição utilizados

Grandeza	Equipamento	Escala	Resolução	Incerteza
Corrente (A)	Multímetro Digital ICEL MD-6400	4A 10A	0.001A 0.01A	$\pm 1.5\% + 5D$ $\pm 1.5\% + 5D$
Tensão (V)	Multímetro Digital MINIPA ET-2042C	20V	0.01V	$\pm 0.5\% + 3D$
Temperatura (°C)	Termômetro Infravermelho MINIPA MT-360	-30°C a 100°C	1°C	$\pm 2^{\circ}\text{C}$

B.1 Medição da Resistência do Estator

A resistência do estator é medida como o gerador ligado em Y. O modelo matemático para o mesurando (Resistência) é dado por:

$$R_s = \frac{1}{2} \frac{V_{ff}}{I_{ff}} \pm \mu \quad (\text{B.1})$$

Onde μ é a incerteza combinada da medição, dada pela Equação (B.2). Sendo μ_I e μ_V as incertezas de medição dadas pelos equipamentos.

$$\mu = \sqrt{\left(\frac{\partial R_s}{\partial V_{ff}} \mu_V\right)^2 + \left(\frac{\partial R_s}{\partial I_{ff}} \mu_I\right)^2} \quad (\text{B.2})$$

O procedimento para a medição de temperatura é listado a baixo:

- Com a máquina ligada em Y, aplique um corrente entre duas fases do gerador através de uma fonte de corrente controlada.;
- Com um amperímetro e um voltímetro meça a corrente e a tensão entre as fases que esta sendo aplicado a corrente;
- Durante medição monitore a temperatura dos enrolamentos entre fase que se aplica a corrente;
- Repita os procedimentos anteriores para as outras combinações de fase do gerador, por exemplo fase AB, AC ou BC;
- Com os valores obtidos durante os ensaios calcule a resistência através da Equação (B.1)

Com os equipamentos listados na tabela B.1 realizou-se três ensaios para a medição da resistência entre Fases. Para cada ensaio foram feitas três casos de medições de temperatura média do estator, corrente entre fases e tensão entre fase. Os dados de medição são organizados na Tabela B.2.

A tabela B.3 organiza os valores de resistência calculadas para cada ensaio.

Tabela B.2: Dados de medição

Ensaio	Grandezas	1º Caso	2º Caso	3º Caso
Fase AB	T(°C)	26 ±2	26 ±2	29 ±2
	I_{ab} (A)	1,015±0.0202	2,552±0.0433	4,57 ±0,1186
	V_{ab} (V)	3,2 ±0.046	8,04 ±0.0702	14,53±0,1026
Fase AC	T(°C)	26 ±2	26 ±2	28 ±2
	I_{ab} (A)	1,017±0.0203	2,555±0.0433	4,60 ±0,1190
	V_{ab} (V)	3,19 ±0.0459	8,04 ±0.0702	14,58±0,1029
Fase BC	T(°C)	26 ±2	26±2	29.2 ±2
	I_{ab} (A)	1,014±0.0202	2,555±0.0433	4,57 ±0,1186
	V_{ab} (V)	3,19 ±0.0459	8,05±0.0703	14,54±0,1027

Tabela B.3: Cálculo do mesurando

Ensaio	Grandezas	1º Caso	2º Caso	3º Caso
Fase AB	T(°C)	26 ±2	26 ±2	29 ±2
	R(Ω)	1,576±0.0721	1,575±0.0442	1,589 ±0,038
Fase AB	T(°C)	26 ±2	26 ±2	28 ±2
	R(Ω)	1,568±0.0716	1,573±0.0441	1,5848 ±0,0377
Fase AB	T(°C)	26 ±2	26 ±2	29 ±2
	R(Ω)	1,573±0.0720	1,575±0.0441	1,591 ±0,0380

B.2 Estimação das Indutâncias L_d e L_q

Os procedimentos são aplicados para a máquina síncrona de excitação independente sem enrolamento amortecedor, entretanto esse método pode ser

estendido para as máquinas de ímã permanente uma vez que o fluxo do rotor não pode ser alterado como os ensaios tradicionais para as máquinas(58). Os procedimentos realizados para a determinação das indutâncias de eixo direto e quadratura são descritos a seguir

- Posicionar o rotor da máquina na posição de fluxo máximo (Eixo d) e no fluxo mínimo (Eixo q). O posicionamento pode ser feito através da aplicação de uma tensão CC entre duas fases do estator. Duas posições de fluxo máxima devem ser encontradas para em seguida determina a posição de fluxo mínimo. A 1º posição de fluxo máximo é encontrada com a aplicação da fonte CC, ja a 2º posição é determinada com a inversão da fonte CC nas mesma fases do estator. O fluxo mínimo é encontrado no ponto médio das posições do fluxo máximo;
- Travar o rotor da máquina na posição de fluxo máximo para a obtenção da indutância L_d e ou na posição de fluxo mínimo para determinar a indutância L_q ;
- Aplicar um degrau de tensão nos terminais do estator utilizados no posicionamento e capturar as formas de ondas da tensão e corrente para a extração dos parâmetros (L_d e L_q), conforme ilustrado na Figura ??.

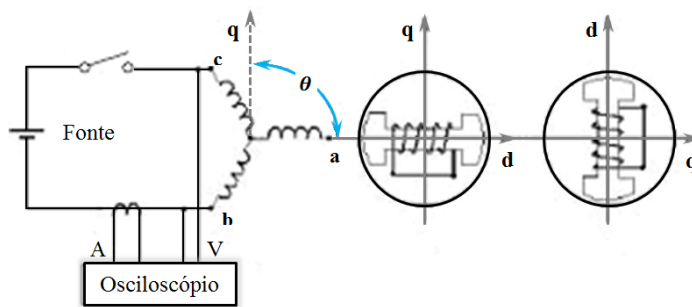
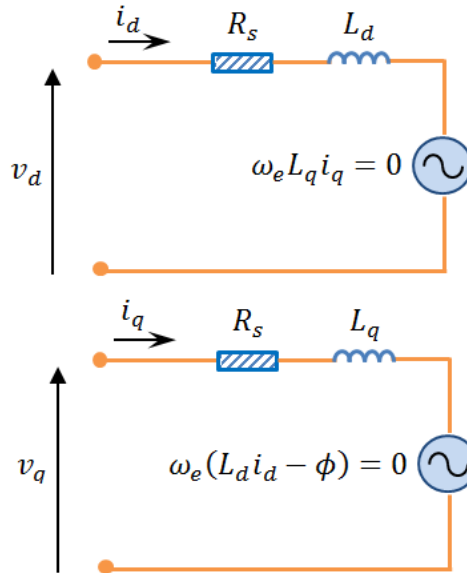


Figura B.1: Conexões elétricas para o ensaio.

As Figuras B.2(a) e B.2(b) mostra o posicionamento do rotor realizado em laboratório e ilustra o circuito equivalente resultante da máquina quando o rotor é travado nas posições de fluxo máximo e mínimo.



(a)



(b)

Figura B.2: Ensaio: (a) Posicionamento do Rotor; (b) Circuito equivalente.

Os gráficos das Figuras B.3(a) e B.3(b) apresentam a resposta dinâmicas dos circuitos equivalente de eixo direto e quadratura da máquina, respectivamente. As características dinâmicas obtidas podem ser aproximadas para uma função de primeira ordem de um circuito RL ideal.

Considerando a resistência de estator de $1,57\Omega$ obtido anteriormente para a temperatura de 26°C e tempo de subida obtido graficamente obtêm-se as estimativas para das indutâncias L_d e L_q . A tabela B.4 organiza os parâme-

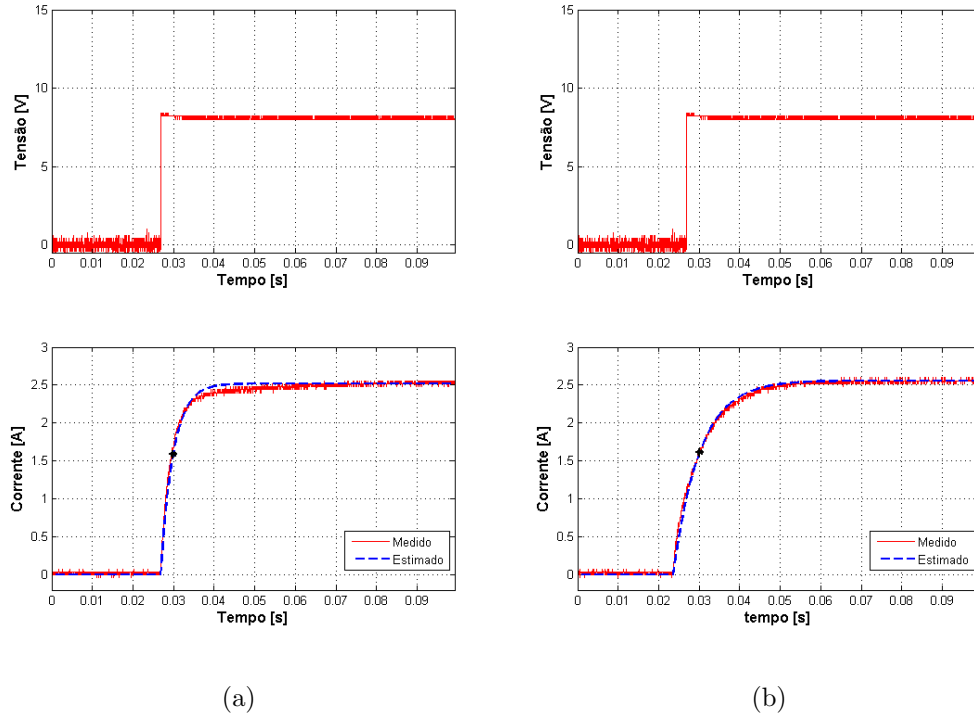


Figura B.3: Estimativa de parâmetros: (a) Resposta dinâmica do circuito de eixo direto e validação do modelo; (b) Resposta dinâmica do circuito de eixo em quadratura e validação do modelo.

tros obtidos graficamente e as Figuras B.3(a) e B.3(b) mostram a validação do modelo.

Tabela B.4: Estimação das indutâncias L_d e L_q

Ensaio	τ (s)	R_s (Ω)	L (H)
Determinação L_d	0.0028	1.57	0,0088
Determinação L_q	0.0066	1.57	0,0207

B.3 Estimação do Fluxo do Gerador

A estimação do fluxo do gerador é obtido em condição de operação à vazio e com auxílio da Equação B.3. O ensaio consiste em variar a velocidade de rotação gerador e monitora a tensão v_q gerada no referencial síncrono. Com o gerador à vazio a Equação (B.3) pode ser rescrita na forma da Equação (B.4) uma vez que nessa condição as correntes i_d e i_q são zero.

$$\begin{aligned} v_d &= -R_s i_d + \omega_e L_q i_q - L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q &= -R_s i_q - \omega_e L_d i_d + \omega_e \phi_d - L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned} v_d &= 0 \\ v_q &= \phi_d \omega_e \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

O gráfico da Figura B.4 fornece a relação entre a tensão gerada pela velocidade de rotação do gerador. O coeficiente de inclinação da reta determina o fluxo interno da máquina.

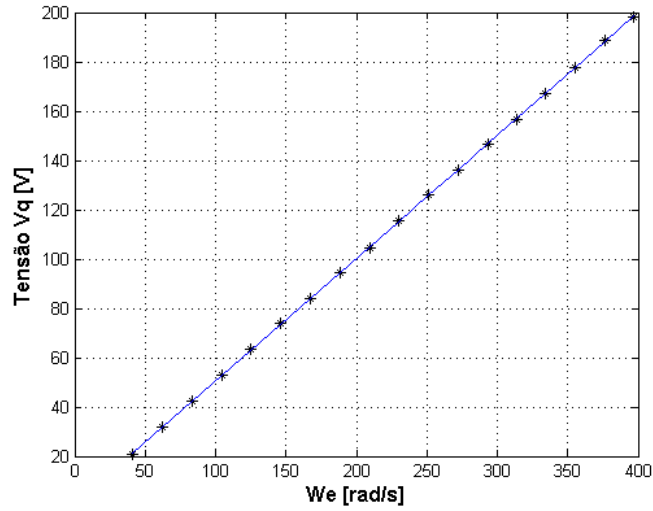


Figura B.4: Curva de tensão V_q gerada versus velocidade elétrica W_e .

O fluxo estimado pela melhor reta é $\phi = 0,498$.

B.4 Momento de Inércia e Coeficiente de Atrito

O coeficiente de atrito é obtido considerando que as perdas rotacionais do sistema (gerador mais motor de indução) variam linearmente com a velocidade. O torque das perdas para a velocidade nominal do gerador é 29,5% do torque nominal do motor de indução. O coeficiente de atrito estimado pela Equação (B.5) é $B = 0.0234 N.m.s$.

$$B = T_{perdas} / \omega_{nom} \quad (B.5)$$

O momento de inércia do sistema é determinado pelo método do retardamento que se consiste em acelerar e estabilizar o sistema (Gerador + Motor) em uma velocidade ω_o e desligando-se, em seguida a alimentação e observar a queda de velocidade com o tempo. O tempo em que a velocidade atinge 37% é cerca de 3s fornecendo $J_m = 0,0702 kgm^2$.

Dados do Sistema

A seguir são apresentados os dados do sistema de geração construído para os testes experimentais. Os ganhos dos controladores PI no referencial síncrono e do controlador IDA-PBC são organizados nas tabelas a seguir.

C.1 Dados do Conversor

Tabela C.1: Dados do conversor *Back-to-Back*

Parâmetros	Valores
Potência (P)	$3kVA$
Tensão CLR (V_{abc})	$220V$
Tensão CLG (V_{abc})	$220V$
Corrente CLR (I_f)	$12,0A$
Corrente CLG (I_f)	$12,0A$
Tensão Barramento CC (V_{dc})	$450V$
Capacitância Barramento CC (C)	$3060\mu F$
Frequência de Chaveamento (f_{ch})	$6kHz$

C.2 Dados do Filtro Indutivo

Tabela C.2: Dados do filtro indutivo.

Parâmetros	Valores	Características
Indutância (L_f)	$4mH$	Núcleo de pó-de-ferro
Resistência (R_f)	$0,157\Omega$	

C.3 Dados do Controle do Conversor do Lado da Rede

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

Parâmetros	Valores
$K_{p,cc}$	$16,58\Omega$
$K_{i,cc}$	$595,64\Omega/s$
$K_{p,dc}$	$-0,2467\Omega^{-1}$
$K_{i,dc}$	$-5,1667\Omega^{-1}/s$
$K_{p,Q}$	$-0,835mV^{-1}$
$K_{i,Q}$	$-0,3148V^{-1}/s$
ω_{cQ_r}	$60rad/s$
$\omega_{cV_{DC}}$	$150rad/s$

C.4 Dados do Controle do Conversor do Lado do Gerador

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

Parâmetros	Valores
$K_{p,ccd}$	$19,60\Omega$
$K_{i,ccd}$	$2959,4\Omega/s$
$K_{p,ccq}$	$8,86\Omega$
$K_{i,ccq}$	$2864,3\Omega/s$
$K_{p,PQ}$	$1,7mV^{-1}$
$K_{i,PQ}$	$3,148V^{-1}/s$
ω_{cPQ}	$60rad/s$

C.5 Dados do Controlador Baseado em Passividade

Tabela C.5: Ganhos do controle baseado em passividade (IDA-PBC).

Parâmetros	Valores
r_d	$23,55\Omega$
r_q	$12,56\Omega$
$K_{p,\omega}$	-0.9218
$K_{i,\omega}$	-2.0

C.6 Dados do Gerador Utilizado nos Testes

Tabela C.6: Dados do gerador utilizado nos testes experimentais.

Parâmetros	Valores
Potência (P)	$3kW$
Tensão (V_{abc})	$220V$ Y
Corrente (I_{abc})	$7,8A$ Y
Rotação	$1800rpm$
Número de pólos (N_p)	4
Frequência (f_s)	$60Hz$
Fator de potência (f_p)	0,8
Inércia (J)	$0,0702Kgm^2$
Indutância de eixo direto (L_d)	$4,7mH$
Indutância de eixo quadratura (L_q)	$10,7mH$
Resistência de estator (R_s)	$1,57\Omega$