

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO MATOS TAVARES

USO DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO COMO
GERADOR EÓLICO.

RECIFE
2017

MARCELO MATOS TAVARES

USO DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO COMO
GERADOR EÓLICO.

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.

Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.

RECIFE
2017

Catálogo na fonte
Bibliotecária Maria Luiza de Moura Ferreira, CRB-4 / 1469

T231u Tavares, Marcelo Matos.
Uso do gerador de indução duplamente alimentado como gerador eólico. / Marcelo Matos Tavares. - 2017.
104 folhas, il., tabs., abr. e sigl.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.
Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.
Dissertação(Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica 2017.
Inclui Referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Gerador de indução duplamente alimentado.
3. Acionamentos elétricos. 4. Energia eólica. 5. Controle de conversores de potência.
I. Neves, Francisco de Assis dos Santos (Orientador). II. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza (Coorientador). II. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2017-378



Universidade Federal de Pernambuco

Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PARECER DA COMISSÃO EXAMINADORA DE DEFESA DE
DISSERTAÇÃO DO MESTRADO ACADÊMICO DE

MARCELO MATOS TAVARES

TÍTULO

**“USO DO GERADOR DE INDUÇÃO
DUPLAMENTE ALIMENTADO COMO GERADOR EÓLICO.”**

A comissão examinadora composta pelos professores: FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, DEE/UFPE; GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA AZEVEDO, DEE/UFPE, PEDRO ANDRÉ CARVALHO ROSAS, DEE/UFPE e ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO, DEE/UFPE, sob a presidência do primeiro, consideram o candidato **MARCELO MATOS TAVARES APROVADO.**

Recife, 31 de julho de 2017.

MARCELO CABRAL CAVALCANTI
Coordenador do PPGEE

FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES
Orientador e Membro Titular Interno

ROBERTO FELICIANO DIAS FILHO
Membro Titular Externo

**GUSTAVO MEDEIROS DE SOUZA
AZEVEDO**
Coorientador e Membro Titular Interno

PEDRO ANDRÉ CARVALHO ROSAS
Membro Titular Interno

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa Mariana Pessoa pelo amor e apoio nesse processo difícil da elaboração do trabalho, e ao meu filhote Théo pela alegria e distração nos momentos de lazer.

Agradeço aos meus pais Rômulo e Socorro e aos meus irmãos Sérgio e Duda pelo incentivo e carinho.

Agradeço aos meus orientadores, Francisco Neves e Gustavo Azevedo, por toda a dedicação e ajuda nesses anos de pesquisa.

Agradeço aos meus amigos pela compreensão da dificuldade de conciliar trabalho e mestrado com o happy hour.

Agradeço a todos os professores e colegas do PPGEE e, em especial, do GEPAE.

Por fim, agradeço ao PPGEE pelo apoio institucional e ao CNPq pelo incentivo a esta pesquisa.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo e a avaliação da aplicação do gerador de indução duplamente alimentado como gerador eólico através de resultados de simulação e experimentais, obtidos através da montagem de uma bancada de laboratório. A motivação para o trabalho vem do aumento considerável, a cada ano, da potência instalada advinda de fontes renováveis, especialmente da geração eólica, que tem apresentado um crescimento aproximadamente exponencial no tempo. No Brasil, existe todo um sistema proposto para incentivar a instalação de parques geradores. Além disso, o país possui uma grande vantagem em relação a outros países que investem na energia eólica que é o fator de capacidade de geração muito alto, cerca do dobro da média mundial. Com todo esse crescimento e importância, há o fato importante de que grande parte das turbinas instaladas tem utilizado como gerador eólico a máquina de indução duplamente alimentada. O uso dessa máquina apresenta como benefício o fato dos conversores de potência ficarem conectados entre a rede e o rotor da máquina e, como a potência transmitida pelo rotor é cerca de 30 % da potência total processada pelo gerador, isto significa que a capacidade necessária de potência para os conversores é consideravelmente menor, o que reduz significativamente seus custos. A conexão do gerador eólico à rede, no entanto, deve obedecer a uma série de requisitos operacionais, normatizados nos Procedimentos de Rede de cada país, e que, de modo geral, são estabelecidos para que a inserção de parques eólicos no sistema contribua com uma melhora na operação, reduzindo custos operacionais. Assim, é estudado o funcionamento da máquina através de uma estratégia de controle mais básica de acionamento, apresentando as dificuldades que este tipo de controle apresenta para atendimento aos critérios dos procedimentos de rede. Para validar o estudo, resultados de simulação e experimentais são apresentados. Por fim, são apresentadas as propostas de trabalhos futuros para serem realizados com a bancada experimental construída.

Palavras-chave: Gerador de indução duplamente alimentado. Acionamentos elétricos. Energia eólica. Controle de conversores de potência.

ABSTRACT

This work presents a study and evaluation of the application of the doubly fed induction generator as a wind power generator, through results of simulation and experimentation, obtained through a laboratory bench. The motivation for the work comes from the considerable growth, every year, of the installed capacity of renewable power sources, in particular, the wind power generation, that is presenting an approximately exponential increase through time. In Brazil, there is an environment to encourage the installation of wind farms. In addition, Brazil has a benefit in relation to other countries that are investing in wind energy that is the very high power capacity factor, about twice the global average. Therefore, with all this growth and importance, it draws attention that most of the new wind power turbines uses a doubly fed induction machine as a generator. The use of this machine presents the benefit of the power converters being connected between the rotor and the grid. So, as the transmitted power through the rotor is about 30 % of the total power processed through the machine, it means that the power converters will process less power and its costs will be considerably smaller. The connection between the wind generator and the grid, however, has to obey a series of operational requirements normalized through grid codes, which, in general, seeks to establish a reduction of the operation cost of the system, by using the contribution of the wind power. Therefore, this work studies the operation of the machine through a basic drive control, presenting difficulties faced by this kind of control to obey the grid codes. For validation of the study, simulation and experimental results are presented. Finally, the proposals for future work, using the experimental bench built, are presented.

Keywords: Doubly fed induction generator. AC drives. Wind energy. Power system control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Capacidade Eólica Instalada total (MW) no mundo de 1997 a 2014.	18
Figura 2	– Curva de suportabilidade de tensão	20
Figura 3	– Curva de injeção de corrente reativa sob falta	21
Figura 4	– Conexão típica de uma máquina DFIG à rede.	23
Figura 5	– Vetor tensão da rede no plano alfa-beta.	29
Figura 6	– Circuito da rede para obtenção do modelo da planta do conversor do lado da rede.	30
Figura 7	– Circuito da rede para a modelagem do conversor do lado da rede.	31
Figura 8	– Controle de Corrente para o Conversor do Lado da Rede.	32
Figura 9	– Representação da planta da máquina.	35
Figura 10	– Controle do Conjugado e obtenção das correntes de referência para o Conversor do Lado da Máquina.	38
Figura 11	– Controle de Corrente para o Conversor do Lado da Máquina.	39
Figura 12	– Arranjo das chaves para um inversor monofásico meia-ponte.	40
Figura 13	– Modulação por largura de pulso. Em (a) encontra-se a tensão de referência, em (b) o estado da chave, em (c) a tensão instantânea e em (d) a tensão média em cada período de chaveamento.	41
Figura 14	– Inversor monofásico em ponte completa modelado com chaves ideais.	41
Figura 15	– Chaveamento típico de inversor monofásico.	42
Figura 16	– Inversor trifásico modelado com chaves ideais.	42
Figura 17	– PWM Regular Trifásico Simétrico.	44
Figura 18	– Painel contendo os conversores, filtros e placas de proteção e medição.	47
Figura 19	– Conversores conectados em <i>back-to-back</i>	48
Figura 20	– Indutores a ar do filtro LC do Conversor do Lado da Rede.	48
Figura 21	– Fusíveis de proteção, capacitores do filtro LC e placas de medição do Conversor do Lado da Rede.	49
Figura 22	– Fusíveis de proteção, capacitores do filtro LC e placas de medição do Conversor do Lado da Máquina.	49
Figura 23	– Dispositivos de proteção existentes no painel.	50
Figura 24	– Diagrama representativo dos elementos do painel utilizados na montagem.	50
Figura 25	– Máquina primária e <i>DFIG</i> acopladas.	51
Figura 26	– Dados de placa do <i>DFIG</i>	51
Figura 27	– Dados de placa da máquina primária.	52
Figura 28	– Gráficos do conjugado e da velocidade no ensaio para obtenção do coeficiente de atrito e momento de inércia da máquina.	53
Figura 29	– Sistema de controle de malha fechada.	54
Figura 30	– Diagrama de blocos do controle de corrente do CLR.	55

Figura 31 – Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento c.c.	55
Figura 32 – Diagrama de Bode do controle de corrente do CLR.	56
Figura 33 – Diagrama de Bode do controle da tensão do barramento.	57
Figura 34 – Diagrama de Blocos do controle de corrente do rotor.	57
Figura 35 – Diagrama de Blocos do controle da velocidade do rotor.	58
Figura 36 – Diagrama de Bode do controle de corrente do rotor.	58
Figura 37 – Diagrama de Bode do controle da velocidade do rotor.	59
Figura 38 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	62
Figura 39 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	62
Figura 40 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	63
Figura 41 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	63
Figura 42 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	64
Figura 43 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	64
Figura 44 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	65
Figura 45 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	65
Figura 46 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	66
Figura 47 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	68
Figura 48 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	68
Figura 49 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	69
Figura 50 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	69
Figura 51 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	70
Figura 52 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	70
Figura 53 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	71
Figura 54 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	71
Figura 55 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	72
Figura 56 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	73
Figura 57 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	74
Figura 58 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	74
Figura 59 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	75
Figura 60 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	75
Figura 61 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	76
Figura 62 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	76
Figura 63 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	77
Figura 64 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	77
Figura 65 – Circuito para ensaio do conversor do lado da rede.	78
Figura 66 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	79
Figura 67 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	80
Figura 68 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	80
Figura 69 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor da rede pelo tempo.	81

Figura 70 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	83
Figura 71 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	83
Figura 72 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	84
Figura 73 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	84
Figura 74 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	85
Figura 75 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	85
Figura 76 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	86
Figura 77 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	86
Figura 78 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	87
Figura 79 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	89
Figura 80 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	89
Figura 81 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	90
Figura 82 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	90
Figura 83 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	91
Figura 84 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	91
Figura 85 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	92
Figura 86 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	92
Figura 87 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	93
Figura 88 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.	95
Figura 89 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.	95
Figura 90 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.	96
Figura 91 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.	96
Figura 92 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.	97
Figura 93 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.	97
Figura 94 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.	98
Figura 95 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.	98
Figura 96 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Possíveis combinações das chaves no inversor trifásico.	43
Tabela 2 – Parâmetros medidos do filtro LC e do barramento c.c.	46
Tabela 3 – Parâmetros do <i>DFIG</i> obtidos através dos ensaios.	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CLM	Conversor do Lado da Máquina
CLR	Conversor do Lado da Rede
DFIG	<i>Doubly-Fed Induction Generator</i> - Gerador de indução duplamente alimentado
LC	Indutivo-capacitivo
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> - Seguimento do Ponto de Máxima Potência
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PI	Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso
SIN	Sistema Interligado Nacional
SVFT	<i>Space Vector Fourier Transform</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

I_Q	Corrente reativa
I_{Q0}	Corrente reativa pré-falta
I_N	Corrente nominal
$V_{(pu)}$	Tensão nos terminais do gerador em por unidade.
$v_{s_{abc}}$	Tensões trifásicas do estator
$i_{s_{abc}}$	Correntes trifásicas do estator
$\lambda_{s_{abc}}$	Fluxos trifásicos do estator
$v'_{r_{abc}}$	Tensões trifásicas do rotor referidas ao número de espiras do estator
$i'_{r_{abc}}$	Correntes trifásicas do rotor referidas ao número de espiras do estator
$\lambda'_{r_{abc}}$	Fluxos trifásicos do rotor referidos ao número de espiras do estator
N_s	Número de espiras do estator
N_r	Número de espiras do rotor
R_s	Resistência do estator
R'_r	Resistência do rotor referida ao número de espiras do estator
L_{ls}	Indutância própria do estator
L'_{lr}	Indutância própria do rotor referida ao número de espiras do estator
M_{sr}	Indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor
θ_r	Posição elétrica do rotor
i_{as}	Corrente da fase a do estator
i_{bs}	Corrente da fase b do estator
i_{cs}	Corrente da fase c do estator
i'_{ar}	Corrente da fase a do rotor referida ao número de espiras do estator
i'_{br}	Corrente da fase b do rotor referida ao número de espiras do estator
i'_{cr}	Corrente da fase c do rotor referida ao número de espiras do estator
P	Número de polos da máquina

T_e	Conjugado eletromecânico
\vec{v}_s	Vetor espacial da tensão do estator
a	Operador espacial $e^{j(\frac{2\pi}{3})}$
v_{as}	Tensão da fase a do estator
v_{bs}	Tensão da fase b do estator
v_{cs}	Tensão da fase c do estator
k	Fator de transformação de coordenadas
v_{abc}	Tensões no sistema trifásico
$v_{\alpha\beta 0}$	Tensões no referencial estacionário $\alpha/\beta 0$
v_{dq0}	Tensões em um referencial girante qualquer
θ	Posição do eixo d de um referencial girante qualquer
\vec{v}'_r	Vetor espacial da tensão no rotor referido ao estator
\vec{i}_s	Vetor espacial da corrente no estator
\vec{i}'_r	Vetor espacial da corrente no rotor referido ao estator
$\vec{\lambda}_s$	Vetor espacial do fluxo do estator
$\vec{\lambda}'_r$	Vetor espacial do fluxo do rotor referido ao estator
ω_e	Velocidade angular dos eixos de coordenadas adotados
ω_r	Velocidade angular do rotor
L_s	Indutância do estator
L'_r	Indutância do rotor referida ao estator
L_m	Indutância mútua
J	Momento de inércia
b	Coefficiente de atrito
T_{mec}	Conjugado mecânico
v_{sd}	Componente direta da tensão do estator
v_{sq}	Componente em quadratura da tensão do estator
v'_{rd}	Componente direta da tensão do rotor referida ao estator
v'_{rq}	Componente em quadratura da tensão do rotor referida ao estator

i_{sd}	Componente direta da corrente do estator
i_{sq}	Componente em quadratura da corrente do estator
i'_{rd}	Componente direta da corrente do rotor referida ao estator
i'_{rq}	Componente em quadratura da corrente do rotor referida ao estator
λ_{sd}	Componente direta do fluxo do estator
λ_{sq}	Componente em quadratura do fluxo do estator
λ'_{rd}	Componente direta do fluxo do rotor referido ao estator
λ'_{rq}	Componente em quadratura do fluxo do rotor referida ao estator
R_g	Resistência do filtro LC
L_g	Indutância do filtro LC
C_g	Capacitância do filtro LC
C	Capacitância do barramento c.c.
v_{dc}	Tensão do barramento c.c.
\vec{v}_g	Vetor espacial da tensão da rede
\vec{i}_g	Vetor espacial da corrente do CLR
$\vec{v}_{g_{inv}}$	Vetor espacial da tensão na saída do CLR
ρ	Densidade do ar
R	Comprimento da pá da turbina
V_v	Velocidade do vento
β	Ângulo das pás
λ	Razão entre a velocidade nas pontas da pás e a velocidade do rotor da turbina
ω_T	Velocidade do rotor da turbina
C_p	Coefficiente de aproveitamento de potência
S_x	Estado da chave superior da fase x
D_x	Ciclo de trabalho da fase x
T	Período de chaveamento
t_{on}	Tempo em que a chave superior permanece fechada
$k_{pi_{CLR}}$	Ganho proporcional do controle de corrente do CLR

$k_{ii_{CLR}}$	Ganho integral do controle de corrente do CLR
$k_{pv_{CLR}}$	Ganho proporcional do controle de tensão do CLR
$k_{iv_{CLR}}$	Ganho integral do controle de tensão do CLR
$k_{pi_{CLM}}$	Ganho proporcional do controle de corrente do CLM
$k_{ii_{CLM}}$	Ganho integral do controle de corrente do CLM
$k_{pw_{CLM}}$	Ganho proporcional do controle de velocidade do CLM
$k_{iw_{CLM}}$	Ganho integral do controle de velocidade do CLM

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO	21
1.2	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	22
2	MODELAGEM DO DFIG E ESTRATÉGIA ADOTADA DE CONTROLE DOS CONVERSORES	23
2.1	MODELAGEM DO DFIG	23
2.1.1	Transformação de Coordenadas	25
2.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	28
2.2.1	Conversor do Lado da Rede	28
2.2.2	Conversor do Lado da Máquina	32
2.2.3	Modulação por Largura de Pulso	39
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
3	BANCADA EXPERIMENTAL E CÁLCULO DE PARÂMETROS	46
3.1	APRESENTAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL	46
3.2	CÁLCULO DOS PARÂMETROS DA BANCADA EXPERIMENTAL	51
3.3	OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES	53
3.3.1	Conversor do Lado da Rede	55
3.3.2	Conversor do Lado da Máquina	56
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO USO DO DFIG COMO GERADOR EÓLICO	60
4.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	60
4.1.1	Caso 1 - Partida e operação em regime permanente	60
4.1.2	Caso 2 - Variação em degrau da velocidade de referência	66
4.1.3	Caso 3 - Variação em degrau da potência reativa de referência do estator	72
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	78
4.2.1	Caso 1 - Conversor do Lado da Rede	78
4.2.2	Caso 2 - Variação em degrau da velocidade de referência	81
4.2.3	Caso 3 - Variação em degrau da potência reativa de referência do estator	88
4.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	94
4.3.1	Comportamento em afundamento de tensão	94
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	100
5.1	TRABALHOS FUTUROS	100
	REFERÊNCIAS	102

1 INTRODUÇÃO

As fontes de energia renováveis, dentre as quais hidroelétrica, solar, eólica ou biomassa, têm tido suas capacidades instaladas aumentadas de forma expressiva. Com a pressão de entidades e populações por fontes de energia limpas, com alta disponibilidade e abundância, além do relacionamento das fontes de energia fóssil com seu possível esgotamento e emissões de poluentes, a geração através das fontes renováveis tem crescido consideravelmente. Em especial, vale destacar as fontes solar e, principalmente, eólica, que em países como o Brasil vêm tendo o maior crescimento entre as fontes de geração de energia (BRASIL, 2016).

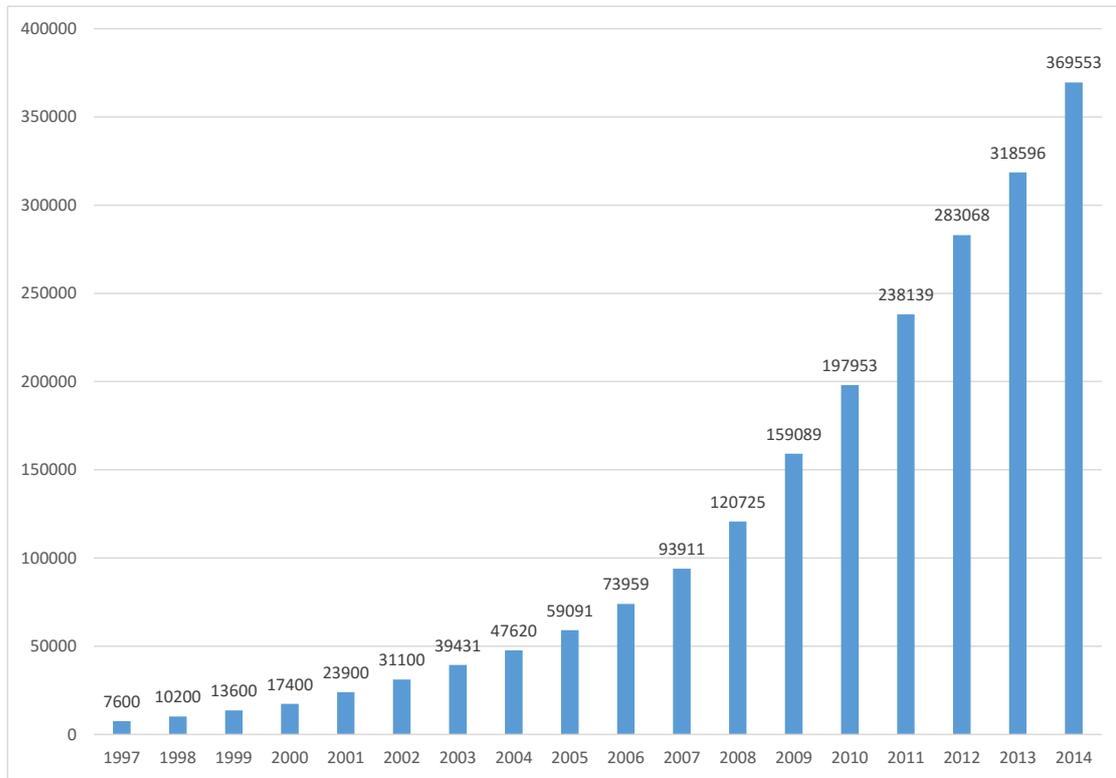
Há um desejo da sociedade em se conseguir gerar toda a energia advinda de fonte renovável. Para alguns países, isto é factível. Em julho de 2015, a Dinamarca, que é um país pequeno e de excelente potencial eólico, conseguiu, através da produção apenas pelo vento, atingir uma marca de 140 % da geração em relação ao consumo, de modo que, além de ser capaz de suprir a demanda interna, foi possível exportar energia para outros países como Alemanha, Suécia e Noruega (AGRELA, 2015).

Deve-se ressaltar, no entanto, que, por questões de sincronismo, qualidade e confiabilidade, o sistema elétrico necessita de uma energia de base com inércia forte, situação que pode não ser conseguida por um sistema puramente eólico. Nesse caso dinamarquês, por estarem conectados à rede europeia, não ocorreu nenhum problema, uma vez que a rede possui uma base predominantemente térmica forte. Todavia, na busca por toda a fonte de energia ser renovável, o Brasil, por exemplo, tem a vantagem por possuir sua base principal na forma de geração hidroelétrica.

De acordo com a Associação Europeia de Energia Eólica (EWEA, 2015), a geração eólica na Europa, em 2014, liderou as novas instalações com cerca de 43,7 % do total instalado. Nos dados globais, a capacidade total de geração eólica está na ordem de 14,1 %. Em comparação com os dados de 2010 (EWEA, 2011), em que estava na ordem de 9,6 %, vê-se que há um crescimento de quase 50 % da parte advinda da energia dos ventos. Levando em consideração que durante esse período houve um crescimento da capacidade de geração, em termos absolutos, este dado representa uma quantidade grande de instalações. Em dados mais globais (GWEC, 2015), pode-se observar que a capacidade de geração eólica vem tendo um crescimento aproximadamente exponencial no tempo, conforme pode se observar na Figura 1.

No Brasil, não tem sido diferente. A capacidade instalada tem aumentado consideravelmente nos últimos anos e, em 2015, houve um crescimento de 114 % em relação a 2014 (BRASIL, 2015). Ademais, com a inclusão no sistema das novas instalações previstas para os próximos cinco anos, a expectativa é que o percentual proveniente dos ventos em relação ao total da energia gerada no Brasil passe dos 5 % atuais para 12 % (BORGES, 2015). Considerando

Figura 1 – Capacidade Eólica Instalada total (MW) no mundo de 1997 a 2014.



Fonte: GWEC (2015).

gerações instantâneas, atualmente há momentos em que a geração eólica é a responsável por cerca de 15 % de toda a energia do Sistema Interligado Nacional (SIN).

Esses dados mostram que a geração eólica não pode mais ser considerada apenas uma fonte alternativa e sim uma geração de base do sistema. Atualmente já são cerca de 10740 MW de capacidade instalada (BRASIL, 2016), dos quais cerca de 8000 MW estão alocados na Região Nordeste do Brasil (ONS, 2017). Assim, analisando especificamente essa região, onde a maioria dos parques eólicos tem sido instalada, vê-se cada vez mais o recorde de máxima geração através da fonte eólica, que tipicamente tem gerado em torno dos 50 % da energia desse subsistema, com picos de até 70 % (ONS, 2017). Nesse período em que o Brasil vem enfrentando um ciclo muito severo de escassez de chuvas, em que especialmente os reservatórios das regiões Norte e Nordeste estão mais baixos, é a geração eólica que vem ajudando o sistema a manter o custo da geração mais reduzido.

A matéria prima para a geração eólica - o vento - necessita ter uma determinada característica para poder ser utilizada. Os ventos não podem ser muito fracos, como também não podem ser muito fortes, devendo ser aproximadamente constantes. Por isso, embora o Brasil seja um país muito grande, não é em toda a sua área que a energia eólica é gerada, já que não há um

mapeamento completo do país. A partir da publicação do Atlas do Potencial Eólico Brasileiro (CRESESB, 2001), foram realizados vários outros estudos para levantamento das características nos diversos estados.

Nas duas principais regiões mapeadas, nordeste e sul, os ventos possuem características adequadas e o fator de capacidade da geração - razão entre a média gerada e a potência instalada - é extremamente alto, em torno de 40 %, enquanto a média global é de aproximadamente 20 % (MME, 2016). O fator de capacidade não é ainda maior no Brasil já que leva em consideração todas as usinas instaladas, incluindo as mais antigas de capacidade mais baixa. De acordo com os resultados dos leilões, o fator de capacidade vem aumentando nas novas instalações chegando a mais de 50 % (FERREIRA; BLASQUES; PINHO, 2014).

Tecnologicamente, a energia cinética dos ventos é transformada em energia mecânica de rotação de um eixo através das pás acopladas, que está conectado diretamente ou através de uma caixa de engrenagens ao rotor de um gerador, para a transformação da energia mecânica em elétrica. Existem máquinas que permitem a conexão do gerador diretamente à rede, entretanto, no que diz respeito à qualidade da energia gerada, faz-se necessária a utilização de um conversor de frequência para que a tensão e a frequência geradas se mantenham nos valores padronizados para conexão ao sistema e a potência extraída seja a máxima possível, durante as variações do vento. Assim, como o gerador pode ser um dentre vários tipos de máquinas (síncronas ou assíncronas), cada caso deverá ter sua forma de controle específica.

Entre os tipos síncronos e assíncronos de máquinas, um caso de interesse é o uso do gerador de indução com rotor bobinado (*DFIG*, do inglês *Doubly-Fed Induction Generator*). Essa máquina assíncrona possui como vantagem o fato de se poder colocar os conversores de frequência conectados ao rotor, ao invés do estator. Desse modo, por sua forma construtiva, o rotor processa uma potência menor, proporcional ao escorregamento da máquina, resultando em cerca de 30 % da potência total processada pela máquina, o que significa que os conversores demandam uma suportabilidade menor, o que permite um custo também reduzido.

Na operação do parque eólico, os conjuntos turbina e gerador devem estar preparados para serem submetidos a variações bruscas na velocidade do vento e distúrbios na rede elétrica, como afundamentos de tensão. Todos afetam o funcionamento do parque, que deve estar com os sistemas de controle elétrico e mecânico implementados para agir de modo que os equipamentos não se danifiquem durante este período. Para os problemas relacionados ao vento, o controle deve permitir que, para velocidade abaixo de um valor de referência mínimo, a turbina se desligue. Do mesmo modo, para valores acima de um ponto de referência máximo, o ângulo das pás deve ser ajustado para que o excesso de velocidade não danifique a turbina ou até mesmo que a turbina se desligue.

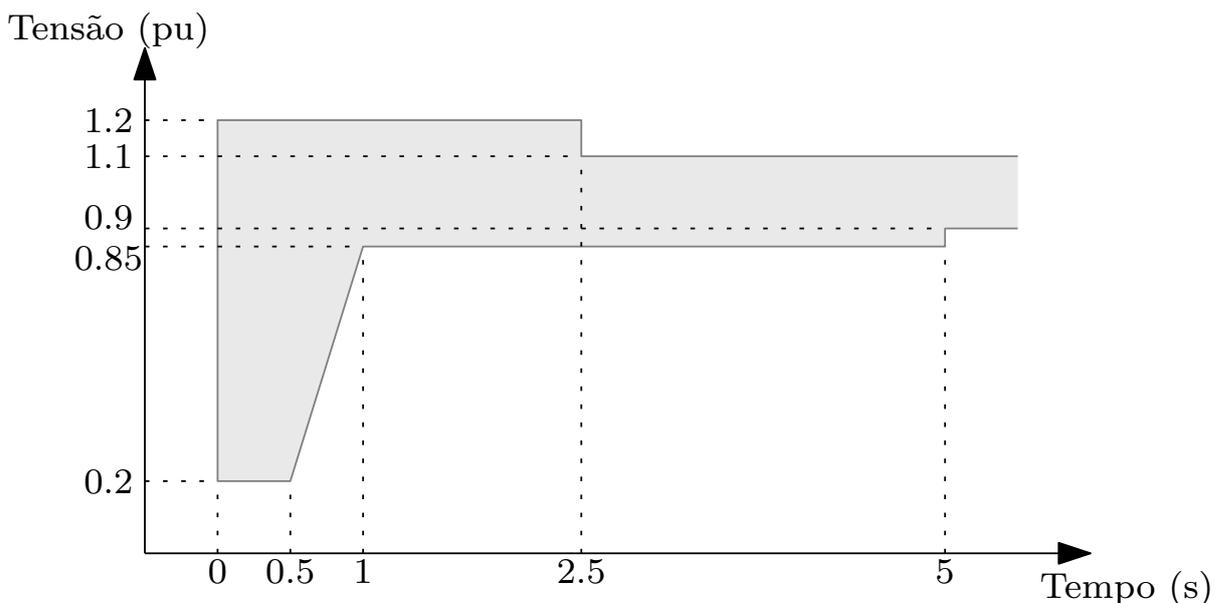
Já para as faltas na rede elétrica, diversos países possuem exigências em seus *grid codes*, ou procedimentos de rede, que, para normatizar as condições de operação, estabelecem as condições para o funcionamento da turbina eólica conectada à rede em operação normal e

de contingência. No caso do Brasil, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) tem a responsabilidade de receber as solicitações de acesso para garantir que os parques que queiram se conectar ao SIN tenham sua operação em consonância com os procedimentos de rede aprovados pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL).

Dentre as situações de operação e definições estabelecidas, uma que apresenta necessidade de cuidados para adequação é a das condições de *ride through fault*, ou suportabilidade aos afundamentos de tensão, com a máquina continuando conectada. A ocorrência de um afundamento significa que o sistema já está com algum problema, e, caso o parque se desligue, vai agravar ainda mais a situação. No entanto, para o parque continuar conectado, os sistemas de controle elétrico devem estar adequados para atuar nessas situações anormais de operação, uma vez que, para uma potência constante, o afundamento de tensão pode resultar em elevadas correntes que podem danificar as chaves dos conversores, sobrevelocidade, sobretensão no barramento c.c., etc. Algumas estratégias de controle e modificações nas topologias dos conversores foram propostas na literatura na tentativa de solucionar ou mitigar esses problemas (FLANNERY; VENKATARAMANAN, 2007), mas as análises dessas estratégias estão fora dos objetivos dessa dissertação de mestrado.

De acordo com o Submódulo 3.6 dos Procedimentos de Rede do ONS, na ocorrência de uma variação de tensão no ponto de conexão com a rede, o gerador deve continuar operando normalmente caso as tensões nos seus terminais permaneçam dentro da área cinza da curva na Figura 2, que relaciona as tensões pelo tempo.

Figura 2 – Curva de suportabilidade de tensão

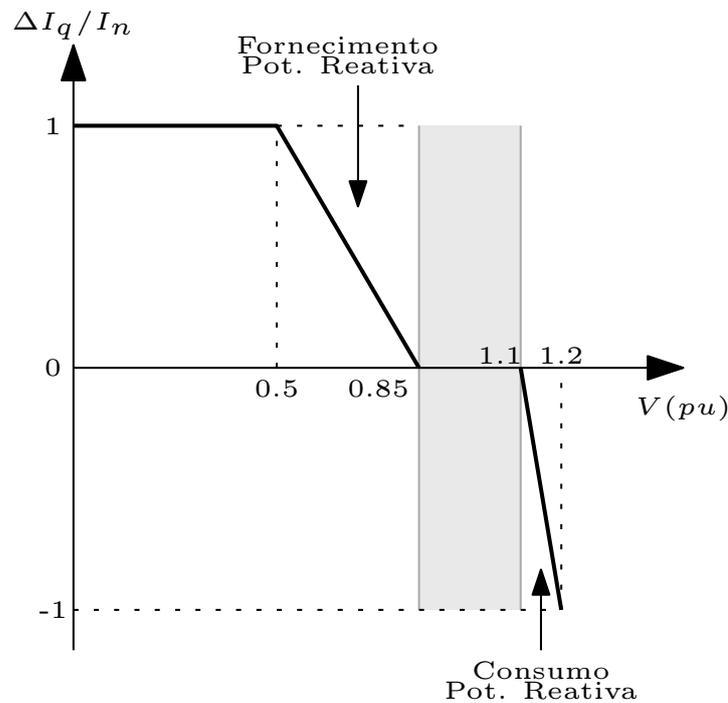


Fonte: Submódulo 3.6 dos Procedimentos de Rede do ONS.

Além de exigir que a máquina permaneça conectada à rede, os Procedimentos de Rede

também solicitam que a máquina forneça ou absorva corrente reativa - para gerar ou consumir potência reativa - de modo a contribuir para a minimização dos problemas, conforme a Figura 3, em que $\Delta I_Q = I_Q - I_{Q0}$, onde I_Q é a corrente reativa e I_{Q0} é a corrente reativa pré-falta, I_N é a corrente nominal e $V_{(pu)}$ é a tensão nos terminais do gerador em por unidade.

Figura 3 – Curva de injeção de corrente reativa sob falta



Fonte: Submódulo 3.6 dos Procedimentos de Rede do ONS.

Assim, essa situação de permanência em operação requer diversos cuidados nos sistemas de controle elétrico e na topologia de conexão. Dessa forma, necessita-se de bastante cuidado e atenção para evitar que contingências possam vir a serem agravadas pelo desligamento indevido de um parque, do ponto de vista do sistema, e a danificar os equipamentos, o que resultaria em prejuízos em troca e reparo, além das perdas associadas ao período em que o gerador permaneceu parado em manutenção, do ponto de vista do gerador.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

O gerador de indução duplamente alimentado tem sido cada vez mais utilizado para a geração de energia eólica, devido, principalmente, ao custo reduzido de aquisição do conversor comparativamente à configuração conversor pleno (do inglês, *Full-Converter*). Por causa da necessidade de manutenção de baixo custo e simultaneamente um controle que obedeça aos requisitos dos Procedimentos de Rede, existem diversas técnicas de controle do sistema elétrico utilizadas por distintos fabricantes.

Assim, a motivação para o desenvolvimento desta Dissertação de Mestrado é o estudo e avaliação a partir de simulações e experimentos da aplicação do *DFIG* para geração de energia eólica, obedecendo aos critérios dos procedimentos de rede. Para tanto, faz-se necessária a construção de uma bancada experimental capaz de realizar ensaios das diferentes técnicas existentes para efeitos comparativos e investigativos. Os objetivos são especificados a seguir:

1. Montagem de uma bancada experimental para a realização dos experimentos. Para a validação da montagem, será utilizada uma estratégia de controle mais simples, que atende ao funcionamento do *DFIG* em condições normais de operação. No entanto, a bancada será construída de tal forma que seja possível implementar estratégias de controle específicas para melhorar a suportabilidade a afundamentos de tensão em trabalhos futuros;
2. Simulação de uma estratégia de controle para *DFIG* usando os parâmetros reais da bancada do laboratório;
3. Realização experimental da estratégia de controle adotada na simulação para comparação entre os resultados obtidos.

1.2 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

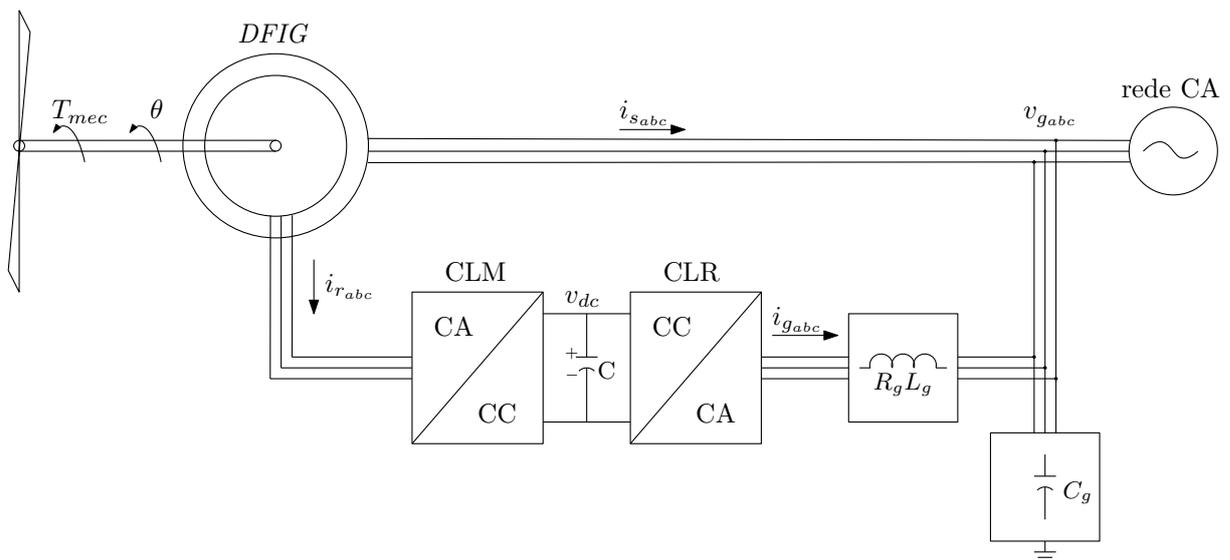
Este trabalho está organizado nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2** - Os principais aspectos referentes à modelagem da máquina *DFIG* são apresentados, bem como da estratégia de controle empregada;
- **Capítulo 3** - Este capítulo apresenta a bancada experimental montada e os ensaios e cálculos dos parâmetros necessários para o emprego da estratégia de controle apresentada no capítulo anterior;
- **Capítulo 4** - Baseado nas condições de modelagem e controle, bem como dos parâmetros reais da bancada, descritas nos capítulos anteriores, a simulação da operação e as realizações experimentais para o funcionamento do *DFIG* como gerador eólico são apresentadas;
- **Capítulo 5** - São apresentadas as conclusões gerais deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 MODELAGEM DO DFIG E ESTRATÉGIA ADOTADA DE CONTROLE DOS CONVERSORES

Neste capítulo é apresentada a modelagem do *DFIG*, bem como a estratégia de controle dos conversores utilizados para conectar a máquina à rede. A modelagem é baseada no equacionamento típico da máquina, amplamente divulgado, como pode ser consultado em Novotny e Lipo (1996). Já o controle do *DFIG*, baseia-se no uso de dois conversores conectados em *back-to-back*, em que um conecta o rotor ao barramento c.c., e é chamado de Conversor do Lado da Máquina (CLM), e o outro conecta o barramento c.c. à rede, e é chamado de Conversor do Lado da Rede (CLR). O estator da máquina é conectado diretamente à rede, conforme se pode visualizar na Figura 4.

Figura 4 – Conexão típica de uma máquina DFIG à rede.



Fonte: o próprio autor.

2.1 MODELAGEM DO DFIG

A máquina de indução duplamente alimentada consiste em um estator trifásico e um rotor trifásico. A diferença para a máquina de indução de gaiola de esquilo é que nesta o rotor está em curto-circuito, enquanto naquela há o acesso aos terminais. Essa diferença é importante, uma vez que a tensão no rotor é diferente de zero.

O sistema de equações que apresenta as equações de tensão do modelo elétrico trifásico da máquina de indução é apresentado de (1) a (7) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF,

2013).

$$v_{s_{abc}} = R_s i_{s_{abc}} + \frac{d}{dt} \lambda_{s_{abc}}, \quad (1)$$

$$v'_{r_{abc}} = R'_r i'_{r_{abc}} + \frac{d}{dt} \lambda'_{r_{abc}}, \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s_{abc}} \\ \lambda'_{r_{abc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s_{abc}} & L_{sr_{abc}} \\ (L_{sr_{abc}})^T & L'_{r_{abc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s_{abc}} \\ i'_{r_{abc}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

em que $v_{s_{abc}}$ são as tensões, $i_{s_{abc}}$ as correntes e $\lambda_{s_{abc}}$ os fluxos trifásicos do estator, $v'_{r_{abc}}$ são as tensões, $i'_{r_{abc}}$ as correntes e $\lambda'_{r_{abc}}$ os fluxos trifásicos do rotor em que o sobrescrito ' indica que as grandezas estão referidas ao número de espiras do estator através da relação $\frac{N_s}{N_r}$, em que N_s é o número de espiras do estator e N_r é o número de espiras do rotor, R_s e R'_r são as resistências, respectivamente, do estator e do rotor e os termos $L_{s_{abc}}$, $L_{sr_{abc}}$ e $L'_{r_{abc}}$ podem ser obtidos através de:

$$L_{s_{abc}} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_s + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$L'_{r_{abc}} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$L_{sr_{abc}} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} M_{sr}, \quad (7)$$

em que L_{ls} e L'_{lr} são as indutâncias próprias, respectivamente, do estator e do rotor, M_{sr} representa a indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor e θ_r representa a posição elétrica do rotor (relacionada a posição mecânica através do número de pares de polos).

Já a equação do conjugado eletromecânico nesse modelo é apresentada em (8) (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2013):

$$\begin{aligned} T_e = -\left(\frac{P}{2}\right) L_{ms} \left\{ \left[i_{as} \left(i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{cr} \right) + i_{bs} \left(i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar} - \frac{1}{2}i'_{cr} \right) \right. \right. \\ \left. \left. + i_{cs} \left(i'_{cr} - \frac{1}{2}i'_{br} - \frac{1}{2}i'_{ar} \right) \right] \sin \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} \left[i_{as} \left(i'_{br} - i'_{cr} \right) + i_{bs} \left(i'_{cr} - i'_{ar} \right) \right. \right. \\ \left. \left. + i_{cs} \left(i'_{ar} - i'_{br} \right) \right] \cos \theta_r \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

em que i_{as} , i_{bs} e i_{cs} são as correntes, respectivamente, das fases a , b e c do estator, i'_{ar} , i'_{br} e i'_{cr} são as correntes, respectivamente, das fases a , b e c do rotor referidas ao número de espiras do estator, P é o número de polos da máquina e T_e é o conjugado eletromecânico.

Por esse modelo trifásico resultar em um excessivo número de equações, inviabiliza-se uma análise mais simples devido ao acoplamento de grandezas entre estator e rotor. Para simplificar esse problema, o conceito de vetores espaciais pode ser aplicado para essas grandezas trifásicas, de modo a se obter um equacionamento mais simples. A transformação de grandezas trifásicas para vetores espaciais, em referencial estacionário, ou de Clarke (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951), é exemplificada em (9), através da transformação para as tensões do estator (NOVOTNY; LIPO, 1996).

$$\vec{v}_s = k (v_{sa} + av_{sb} + a^2v_{sc}), \quad (9)$$

em que \vec{v}_s é o vetor espacial da tensão do estator, a representa o operador espacial $e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}$, v_{as} , v_{bs} e v_{cs} são as tensões, respectivamente, das fases a , b e c do estator e k é o fator de transformação que pode ser usado para transformação invariante em amplitude ou potência.

Ademais, os sistemas trifásicos representados em vetores espaciais podem ser ainda mais simplificados se forem utilizadas ferramentas de transformação de coordenadas para um referencial girante (NOVOTNY; LIPO, 1996).

2.1.1 Transformação de Coordenadas

A *Transformação de Clarke* de um sistema trifásico dependente do tempo e do espaço resulta em um outro sistema de três coordenadas também dependente do tempo e espaço. Essa transformação também é conhecida como $(a, b, c) - (\alpha, \beta, 0)$. A componente homopolar (0) será nula se o sistema trifásico original for equilibrado, o que resulta em um sistema de duas coordenadas dependente do tempo e espaço.

Por exemplo, a Transformação de Clarke, para o vetor espacial da tensão, é obtida através de:

$$v_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (10)$$

em que v_{abc} são as tensões no sistema trifásico, enquanto $v_{\alpha\beta 0}$ são as tensões no referencial estacionário. O fator $\sqrt{\frac{2}{3}}$ é utilizado para a transformação invariante em potência. Essa transformação pode ser utilizada para qualquer outro vetor espacial.

Outra transformada de fundamental importância é a *Transformação de Park*, que é utilizada para transformar um sistema de três coordenadas dependentes do tempo e do espaço em um sistema de três coordenadas dependente apenas do espaço (independente do tempo).

A independência do tempo ocorre para sistemas sob condição de regime permanente senoidal equilibrado. Essa transformação também é conhecida como $(\alpha, \beta, 0 - d, q, 0)$.

Seguindo o exemplo para o vetor tensão, a transformada é obtida através de:

$$v_{dq0}^{\vec{}} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

em que v_{dq0} são as tensões no referencial girante, em que θ é a posição do eixo d.

Novamente, em condições equilibradas e sem componente homopolar, a Transformação de Park realiza a transformação de um sistema de duas coordenadas dependentes do tempo e do espaço em um sistema de duas coordenadas dependente apenas do espaço (independente do tempo), já que a coordenada zero seria nula.

Aplicando (11) em (10), obtém-se a transformação direta de sistema de coordenadas $(a, b, c) - (d, q, 0)$:

$$v_{dq0}^{\vec{}} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Assim, as equações elétricas da máquina, na forma vetorial, são:

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s + j\omega_e \vec{\lambda}_s, \quad (13)$$

$$\vec{v}'_r = R'_r \vec{i}'_r + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}'_r + j(\omega_e - \omega_r) \vec{\lambda}'_r, \quad (14)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}'_r, \quad (15)$$

$$\vec{\lambda}'_r = L'_r \vec{i}'_r + L_m \vec{i}_s, \quad (16)$$

e as equações mecânicas da máquina são:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m \text{Im}\{\vec{i}_s \vec{i}'_r^*\}, \quad (17)$$

$$\frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{mec} - b\omega_r, \quad (18)$$

em que \vec{v}_s é o vetor espacial da tensão no estator, \vec{v}'_r é o vetor espacial da tensão no rotor referido ao estator, R_s é a resistência do estator, R'_r é a resistência do rotor referida ao estator, \vec{i}_s é o vetor

especial da corrente no estator, \vec{i}'_r é o vetor espacial da corrente no rotor referido ao estator, $\vec{\lambda}_s$ é o vetor espacial do fluxo do estator, $\vec{\lambda}'_r$ é o vetor espacial do fluxo do rotor referido ao estator, ω_e é a velocidade angular dos eixos de coordenadas adotados, ω_r é a velocidade angular do rotor, L_s é a indutância do estator, L'_r é a indutância do rotor referida ao estator, L_m é a indutância mútua, P é o número de polos, J é o momento de inércia, b é o coeficiente de atrito, T_e é conjugado eletromagnético e T_{mec} é o conjugado mecânico.

Todo esse equacionamento considera a notação de motor para a máquina. Esta foi a notação utilizada para a representação do *DFIG* neste texto.

Desse modo, aplicando a transformação (12) na modelagem da máquina, Equações (13) a (17), resulta em:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e \lambda_{sq}, \quad (19)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} + \omega_e \lambda_{sd}, \quad (20)$$

$$v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{rq}, \quad (21)$$

$$v'_{rq} = R'_r i'_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda'_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{rd}, \quad (22)$$

$$\lambda_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i'_{rd}, \quad (23)$$

$$\lambda_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i'_{rq}, \quad (24)$$

$$\lambda'_{rd} = L'_r i'_{rd} + L_m i_{sd}, \quad (25)$$

$$\lambda'_{rq} = L'_r i'_{rq} + L_m i_{sq}, \quad (26)$$

para o modelo elétrico, e

$$T_e = \frac{3P}{2} L_m (-i_{sd} i'_{rq} + i_{sq} i'_{rd}), \quad (27)$$

$$\frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_{mec} - b\omega_r, \quad (28)$$

para o modelo eletromecânico, em que v_{sd} é a componente direta da tensão do estator, v_{sq} é a componente em quadratura da tensão do estator, v'_{rd} é a componente direta da tensão do rotor referida ao estator, v'_{rq} é a componente em quadratura da tensão do rotor referida ao estator, i_{sd} é a componente direta da corrente do estator, i_{sq} é a componente em quadratura da corrente do estator, i'_{rd} é a componente direta da corrente do rotor referida ao estator, i'_{rq} é a componente em quadratura da corrente do rotor referida ao estator, λ_{sd} é a componente direta do fluxo do

estator, λ_{sq} é a componente em quadratura do fluxo do estator, λ'_{rd} é a componente direta do fluxo do rotor referido ao estator e λ'_{rq} é a componente em quadratura do fluxo do rotor referida ao estator.

Os equacionamentos para as transformadas, de acordo com os eixos e nomenclaturas utilizados neste texto, são os mesmos apresentados em Tavares (2014). Dessa forma, com o auxílio dessas transformadas, para determinadas situações de operação, a partir das grandezas medidas e necessárias para o processo, as transformadas se farão necessárias para, usando um determinado referencial, simplificar todo o controle, como será observado na seção 2.2. Assim, a escolha do referencial dos eixos pode ser estacionário (referencial de Clarke) ou um referencial orientado por algum vetor espacial. Neste caso, significa que o referencial será girante de acordo com a frequência do vetor espacial de orientação (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2013).

2.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle do *DFIG* utilizada se caracteriza da seguinte forma: como o estator é conectado diretamente à rede, as tensões do estator são as tensões da rede no *PCC* (do inglês, *Point of Common Coupling*, ou o ponto de conexão comum), o que resulta que o fluxo do estator é conhecido e será dependente da rede, de acordo com (13). Os conversores *back-to-back* fazem o controle das correntes do rotor, da tensão do barramento e da potência injetada na rede, em que cada conversor tem o seu papel, conforme os itens a seguir (GUIMARAES et al., 2004).

2.2.1 Conversor do Lado da Rede

O controle do Conversor do Lado da Rede é realizado através das potências ativa e reativa a serem injetadas na rede (OLIVEIRA, 2004). Assim, para realizá-lo, faz-se necessária a transformação de coordenadas. Considerando que o conversor do lado da rede é conectado à rede apenas pelos condutores de fase (sistema a três fios), a componente homopolar pode ser considerada nula, e em um referencial *dq* de Park, a transformação das tensões e correntes do sistema trifásico para o referencial girante *dq* são:

$$\vec{v}_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (29)$$

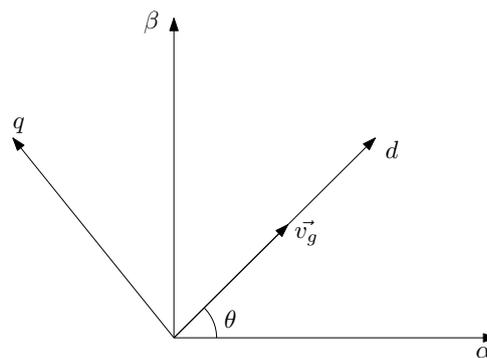
e

$$\vec{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (30)$$

em que v_{abc} e i_{abc} são, respectivamente, as tensões e correntes no sistema trifásico, enquanto v_{dq} e i_{dq} são, respectivamente, as tensões e correntes no referencial girante, em que θ é a posição do eixo d. O fator $\sqrt{\frac{2}{3}}$ é utilizado para a transformação invariante em potência.

Por conveniência, considerando o referencial girante em sincronismo com o vetor tensão da rede \vec{v}_g , ou seja, $\vec{v}_g = v_{dq}$, como na Figura 5, percebe-se que a posição do eixo direto é a posição do vetor tensão, de forma que a componente da tensão da rede em quadratura é nula. Para a obtenção do referencial orientado pelo vetor tensão da rede, um PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) é necessário para garantir a injeção de potência a partir de correntes de sequência positiva e frequência fundamental, já que a tensão da rede pode conter componentes distintas da fundamental. O PLL utilizado foi baseado na transformada de Fourier de vetores espaciais - SVFT (do inglês, *Space Vector Fourier Transform*) apresentado em Neves et al. (2010) e Neves et al. (2012).

Figura 5 – Vetor tensão da rede no plano alfa-beta.



Fonte: o próprio autor

Assim, os vetores espaciais da tensão da rede e da corrente injetada na rede são:

$$v_{gdq}^{\vec{}} = v_d \quad (31)$$

e

$$i_{gdq}^{\vec{}} = i_d + j i_q. \quad (32)$$

Com uma breve revisão sobre a teoria de potência (ARCANJO, 2013), encontra-se que a potência instantânea de um sistema trifásico é obtida através de:

$$p = \vec{v} \bullet \vec{i} = (v_d) \bullet (i_d + j i_q) = v_d i_d, \quad (33)$$

em que o símbolo \bullet significa produto escalar. Analogamente, a potência imaginária instantânea é definida através de

$$q = \left| \vec{v} \times \vec{i} \right| = -v_d i_q. \quad (34)$$

Dessa forma, percebe-se que a potência ativa é proporcional à corrente de eixo direto, enquanto a potência reativa é proporcional à corrente de eixo em quadratura. No referencial estacionário, analisando o circuito no domínio da frequência (transformação de Laplace), conforme a Figura 6, tem-se:

$$V_{g_{inv}} = R_g I_g + sL_g I_g + V_g = (R_g + sL_g) I_g + V_g. \quad (35)$$

Assim, a corrente injetada na rede, no referencial estacionário, é obtida através de:

$$I_g = \frac{V_{g_{inv}} - V_g}{R_g + sL_g}. \quad (36)$$

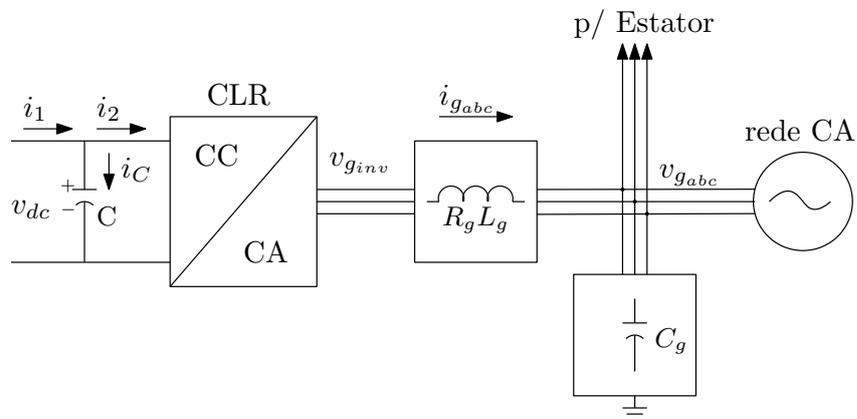
Além disso, analisando o balanceamento das potências, no referencial orientado pelo vetor tensão da rede:

$$P_{cc} = P_{ca}, \quad (37)$$

que resulta em:

$$V_{dc} I_1 = V_{gd} I_{gd}. \quad (38)$$

Figura 6 – Circuito da rede para obtenção do modelo da planta do conversor do lado da rede.



Fonte: o próprio autor

Como $I_1 = I_2 + I_C$, onde $I_C = sCV_{dc}$:

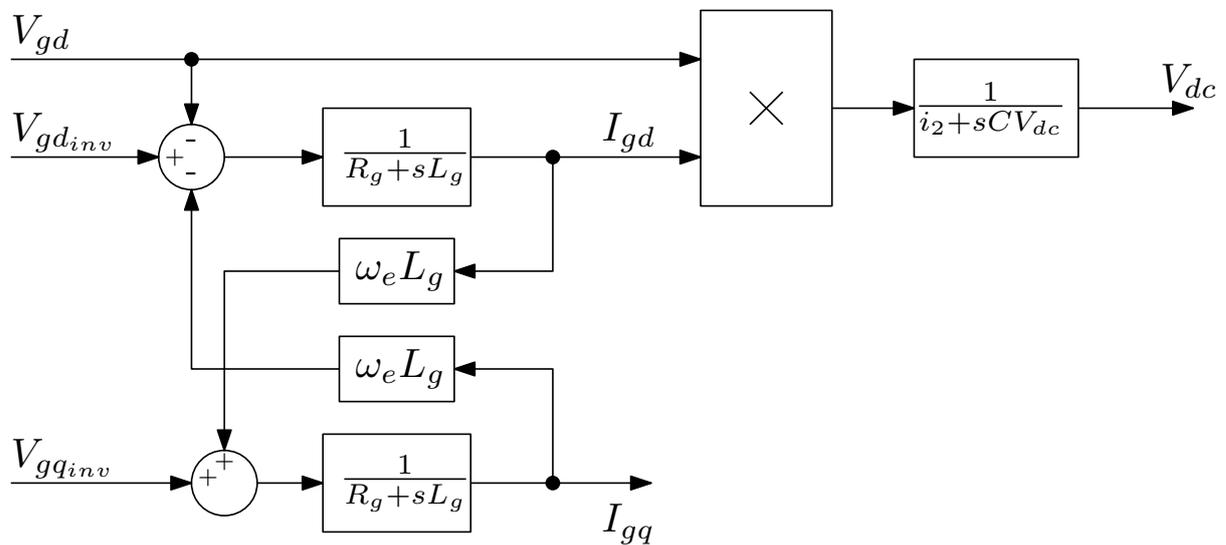
$$V_{dc}(I_2 + sCV_{dc}) = V_{gd}I_{gd}. \quad (39)$$

Para V_{dc} :

$$V_{dc} = \frac{I_{gd}V_{gd}}{I_2 + sCV_{dc}}. \quad (40)$$

Portanto, através do resultado da transformação de (36) para o referencial orientado pelo vetor tensão da rede e de (40), obtém-se o modelo do CLR, apresentado na Figura 7.

Figura 7 – Circuito da rede para a modelagem do conversor do lado da rede.



Fonte: o próprio autor

Assim, baseado nos resultados encontrados em (33) e (34), e através da planta da Figura 7, obtém-se que, com dois controles em malha fechada a partir do uso de controlador proporcional-integral (PI), pode-se controlar o CLR (GUIMARAES et al., 2004). Isso decorre de, no referencial orientado pelo vetor tensão da rede, as grandezas serem contínuas e o uso do controlador PI garantir o erro nulo em regime permanente para grandezas c.c. (OGATA, 2009).

A malha externa realiza o controle da tensão do barramento. A partir de uma tensão do barramento c.c. de referência, calcula-se o erro de tensão, o qual é aplicado em um controlador PI com ação anti *wind-up* para se obter a corrente de eixo direto de referência. Como essa componente é responsável pela injeção da potência ativa, a lógica parte do princípio de manter a tensão do barramento em um valor constante. Com isso, toda a potência recebida pelo barramento, após obtida a tensão de referência, é fornecida para a rede.

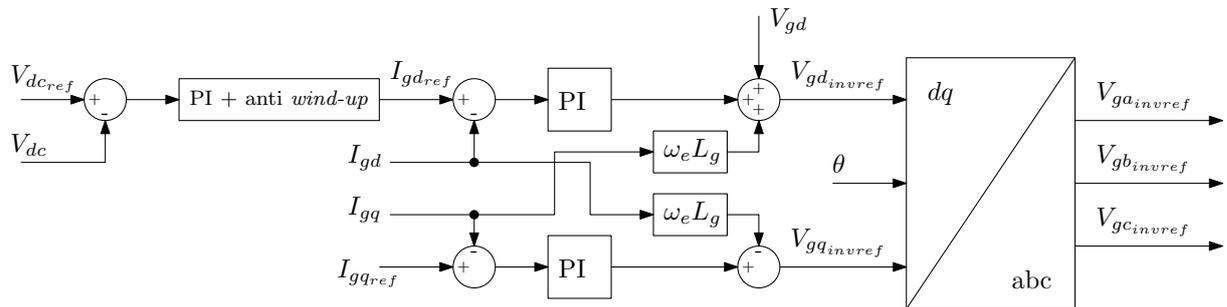
Através da planta do CLR, percebe-se a relação entre a tensão do barramento e a componente direta da corrente. Assim, caso se necessite aumentar a tensão do barramento, o

que significa um erro de tensão positivo, deve se reduzir a potência fornecida para a rede para, dessa forma, absorver mais potência no barramento, ou seja, reduzir a componente de eixo direto da corrente. Portanto, no caminho inverso, para reduzir a tensão do barramento é necessário fornecer potência para a rede, ou seja, aumentar a componente de eixo direto da corrente. A ação anti *wind-up* é necessária para evitar que a parte integral, responsável por garantir o erro nulo em regime permanente (OGATA, 2009), acumule erro no integrador.

Para a injeção com fator de potência unitário, a potência reativa de referência aplicada deve ser zero, resultando em que a componente da corrente em quadratura deve ser nula.

Já a malha interna representa o controle de corrente, realizado em dq. O erro da corrente é levado para o PI com saturação que gera a tensão de referência, de acordo com a relação entre a tensão e as correntes apresentadas na planta do CLR, ou seja, para aumentar a corrente é necessário aumentar a tensão gerada pelo conversor e vice-versa. Ademais, para otimizar o controle, foram incluídos também os termos de compensação, já que são compostos por termos cruzados e a tensão da rede, ou seja, grandezas conhecidas. As malhas de controle estão apresentadas na Figura 8.

Figura 8 – Controle de Corrente para o Conversor do Lado da Rede.



Fonte: o próprio autor

2.2.2 Conversor do Lado da Máquina

Antes de analisar o controle, é necessário obter as funções de transferência para possibilitar o projeto dos controladores das correntes de rotor, tendo em vista que através delas é que se realizarão os controles responsáveis pelo rastreamento do ponto de máxima potência e o controle do fluxo de potência reativa pelo estator. O controle pode ser dividido em duas partes, a malha elétrica do circuito de armadura e a malha eletromecânica. A modelagem da parte da planta correspondente à malha elétrica do circuito c.a. de armadura da máquina pode ser obtida através da manipulação das Equações (19) a (26).

Assim, substituindo (25) e (26) em (21), obtém-se:

$$v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} (L'_r i'_{rd} + L_m i_{sd}) - (\omega_e - \omega_r) (L'_r i'_{rq} + L_m i_{sq}). \quad (41)$$

Substituindo (23) e (24) em (41):

$$v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \left(L'_r i'_{rd} + \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{sd} - L_m i'_{rd}) \right) - (\omega_e - \omega_r) \left(L'_r i'_{rq} + \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{sq} - L_m i'_{rq}) \right). \quad (42)$$

Reorganizando (42):

$$v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rd} \right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{L_m}{L_s} \lambda_{sd} \right) - (\omega_e - \omega_r) \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rq} \right) - (\omega_e - \omega_r) \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sq}. \quad (43)$$

Substituindo (23) em (19):

$$v_{sd} = R_s \frac{1}{L_s} (\lambda_{sd} - L_m i'_{rd}) + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_e \lambda_{sq}. \quad (44)$$

Por fim, substituindo (44) em (43):

$$v'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d}{dt} \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rd} \right) + \frac{L_m}{L_s} \left(v_{sd} - R_s \frac{1}{L_s} (\lambda_{sd} - L_m i'_{rd}) + \omega_e \lambda_{sq} \right) - (\omega_e - \omega_r) \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rq} \right) - (\omega_e - \omega_r) \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sq}. \quad (45)$$

Reorganizando (45) resulta em:

$$v'_{rd} = \left(R'_r + R_s \frac{L_m^2}{L_s^2} \right) i'_{rd} + \frac{d}{dt} \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rd} \right) + \frac{L_m}{L_s} v_{sd} - \frac{R_s L_m}{L_s^2} \lambda_{sd} - (\omega_e - \omega_r) \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rq} \right) + \frac{L_m}{L_s} \omega_r \lambda_{sq}. \quad (46)$$

De (45), pode se observar que:

- Os termos $(\omega_e - \omega_r) \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rq} \right)$, $\frac{L_m}{L_s} v_{sd}$ e $\frac{R_s L_m}{L_s^2} \lambda_{sd}$ são perturbações, mas podem ser compensados;
- Em referencial orientado pelo fluxo do estator, o termo $\frac{L_m}{L_s} \omega_r \lambda_{sq}$ é nulo.

Definindo:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r}, \quad (47)$$

$$v_{compd} = \frac{L_m}{L_s} v_{sd} - \frac{R_s L_m}{L_s^2} \lambda_{sd} - (\omega_e - \omega_r) \left(L'_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L'_r} \right) i'_{rq} \right), \quad (48)$$

$$R_{mod} = R'_r + R_s \frac{L_m^2}{L_s^2}, \quad (49)$$

obtém-se em (46):

$$v'_{rd} = R_{mod} i'_{rd} + \frac{d}{dt} \left(\sigma L'_r i'_{rd} \right) + v_{compd}. \quad (50)$$

Com isso, realizando o procedimento de forma análoga para o eixo em quadratura, obtém-se a planta do circuito c.a. de armadura da máquina apresentado na Figura 9.

A modelagem da parte eletromecânica da máquina pode ser obtida através da manipulação das Equações (23) a (28). Substituindo (23) e (24) em (27), obtém-se:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_s} \left(- \left(\frac{1}{L_s} \left(\lambda_{sd} - L_m i'_{rd} \right) \right) i'_{rq} + \left(\frac{1}{L_s} \left(\lambda_{sq} - L_m i'_{rq} \right) \right) i'_{rd} \right). \quad (51)$$

Permanecendo com o referencial do estator, a Equação (51) se torna:

$$T_e = - \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sd} i'_{rq}. \quad (52)$$

Substituindo (51) em (28):

$$\frac{2J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = - \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sd} i'_{rq} - T_{mec} - b\omega_r. \quad (53)$$

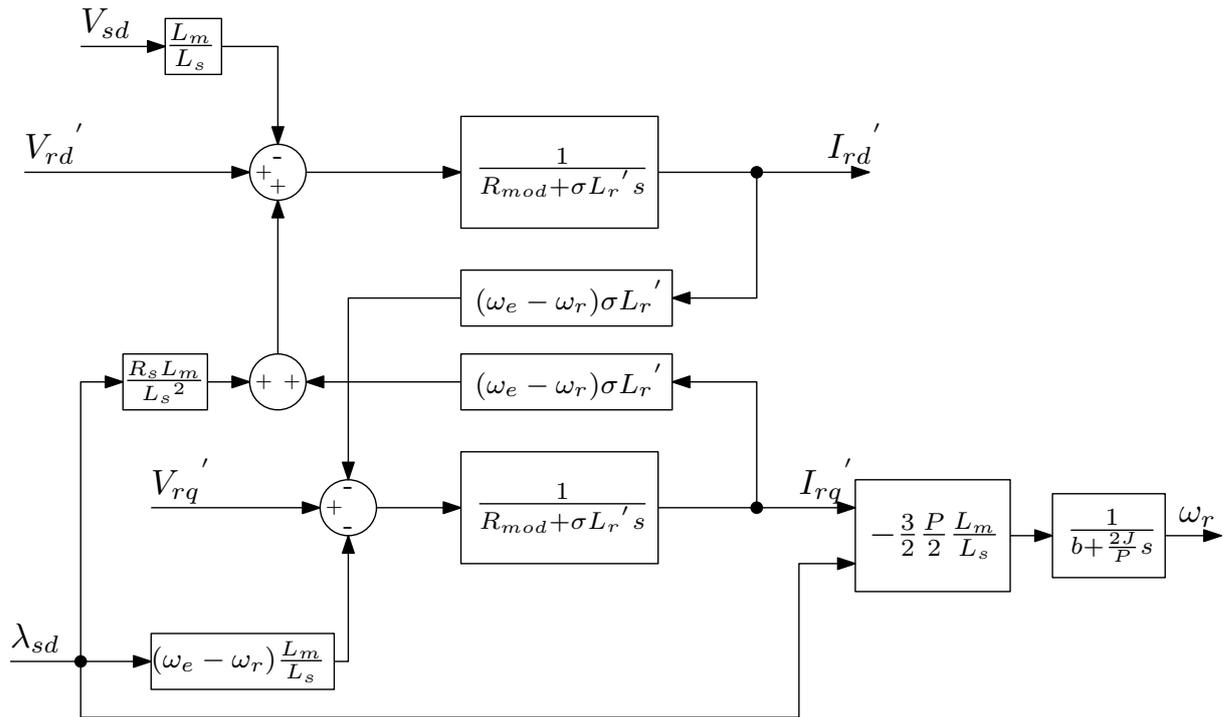
Com isso, sabendo que o conjugado mecânico T_{mec} é uma perturbação, obtém-se a planta da máquina conforme a Figura 9.

O controle do conversor do lado da máquina parte do princípio de controlar o conjugado eletromecânico aplicado, a partir de uma determinada velocidade de referência, obtida de acordo com a velocidade do vento. A capacidade de extração da energia do vento é realizada de acordo com o projeto aerodinâmico da turbina. Teoricamente, a energia máxima disponível dos ventos capaz de ser convertida em energia mecânica por uma turbina é de 59,3 %, conhecido como Limite de Betz (TAVEIROS, 2014). As turbinas reais, na prática, são capazes de converter cerca de 40 % (TAVEIROS, 2014). Esse fator de capacidade de conversão da energia cinética dos ventos em energia mecânica no eixo da turbina é definido como coeficiente de aproveitamento de potência (C_p).

A expressão da potência mecânica é dada por (WU et al., 2011):

$$P_{mec} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_v^3 C_p(\lambda, \beta), \quad (54)$$

Figura 9 – Representação da planta da máquina.



Fonte: o próprio autor.

em que ρ é a densidade do ar, R é o comprimento da pá da turbina, V_v é a velocidade do vento, β é o ângulo das pás e λ é a razão entre a velocidade nas pontas da pás e a velocidade do rotor da turbina, dada por:

$$\lambda = \frac{\omega_T R}{V_v}, \quad (55)$$

em que ω_T é a velocidade do rotor da turbina.

Assim, a eficiência de aproveitamento da potência extraída do vento depende da velocidade de rotação da turbina, da velocidade do vento e do ângulo de pitch (WU et al., 2011). Como a velocidade do vento não é constante e possui variações em curtos períodos de tempo, existe a necessidade de aplicação de um controle de MPPT (do inglês, *Maximum Power Point Tracker*), capaz de realizar ajustes físicos, como rotação da pá, e cálculos baseados na relação de (54) para obtenção do C_p máximo para cada situação (WU et al., 2011).

No entanto, por esse trabalho ter o enfoque relacionado à montagem experimental para a base de ensaios elétricos, em que os fenômenos possuem períodos de tempo menores que as oscilações causadas pelo vento, a velocidade do vento foi considerada constante resultando em um conjugado primário constante no gerador. A velocidade de referência usada para o sistema foi calculada em decorrência do C_p máximo obtido (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2001).

Uma definição importante é sobre o modo de operação da máquina (ABAD et al., 2011).

Quando a velocidade do rotor ω_r está abaixo da velocidade síncrona ω_s , a máquina opera no modo sub-síncrono. Quando a velocidade do rotor está acima da velocidade síncrona, a máquina opera no modo super-síncrono. Por fim, quando a velocidade do rotor está igual à velocidade síncrona, a máquina opera no modo síncrono. Sendo s o escorregamento da máquina definido como a relação entre a velocidade do rotor e a velocidade síncrona, $\frac{(\omega_s - \omega_r)}{\omega_s}$, resulta que o escorregamento da máquina, no modo sub-síncrono é positivo, enquanto que no modo super-síncrono é negativo.

Esses modos de operação, que dependem do escorregamento da máquina, influenciam diretamente o fluxo de potência no rotor. Para escorregamento negativo, o rotor fornece potência ativa para a rede. Assim, a potência total entregue à rede, desprezando as perdas, é dividida entre o estator e rotor, resultando em uma potência de estator menor que a potência mecânica da máquina.

Já para o escorregamento positivo, o estator fornece a potência que é dividida para a rede e para o rotor (rotor absorve potência ativa). Assim, a potência do estator é maior que a potência mecânica da máquina.

Para o esquema de controle utilizado (GUIMARAES et al., 2004), a topologia com o estator conectado diretamente na rede implica perdas desprezíveis no estator e um fluxo de estator aproximadamente constante, imposta pela tensão da rede constante. Sabendo que as equações de potência para a máquina são:

$$P_{maq} = P_s + P_r = \frac{3}{2} \text{Re}\{\vec{v}_s \vec{i}_s^*\} + \frac{3}{2} \text{Re}\{\vec{v}_r \vec{i}_r^*\} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) + \frac{3}{2} (v'_{rd} i'_{rd} + v'_{rq} i'_{rq}), \quad (56)$$

$$Q_{maq} = Q_s + Q_r = \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_s \vec{i}_s^*\} + \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_r \vec{i}_r^*\} = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) + \frac{3}{2} (v'_{rq} i'_{rd} - v'_{rd} i'_{rq}), \quad (57)$$

e utilizando o referencial girante orientado pelo fluxo do estator, obtém-se, a partir de (17):

$$T_e = -\frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \frac{L_m}{L_s} \lambda_{sd} i'_{rq}, \quad (58)$$

e, substituindo (13) a (16) em (57), obtém-se:

$$Q_{maq} = \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_s \vec{i}_s^*\} + \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_r^* \vec{i}_r^*\}, \quad (59)$$

em que

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega}{L_s} (|\vec{\lambda}_s|^2 - L_m \text{Re}\{\vec{\lambda}_s \vec{i}_r^*\}) \quad (60)$$

e

$$Q_r = (\omega - \omega_r) \left(\frac{3}{2} \sigma L_r |\vec{i}_r|^2 + \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \text{Re}\{\vec{\lambda}_s \vec{i}_r^*\} \right), \quad (61)$$

onde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$.

O fluxo de potência reativa do rotor representa uma componente de potência que circula entre o barramento c.c. do conversor e a máquina e, portanto, não é transferida para a rede. Seria possível fazer o controle dessa potência através da componente direta da corrente do rotor, mas não é interessante já que, de acordo com (60) o controle da potência reativa do estator também pode ser controlada por essa componente direta da corrente do rotor. Dessa forma, pelo referencial orientado por λ_s , considera-se a potência reativa a ser controlada a do estator, que é conectada diretamente à rede e, portanto, impacta o fator de potência injetado na rede e é obtido através de:

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega}{L_s} (|\vec{\lambda}_s|^2 - L_m \lambda_{sd} i'_{rd}). \quad (62)$$

Baseado nas Equações (58) e (62), observa-se que, no referencial orientado pelo fluxo do estator, as componentes das correntes controlam o conjugado e o fluxo de potência reativa de forma independente. O conjugado é proporcional à componente em quadratura, enquanto a potência reativa depende da componente de eixo direto. Uma situação usual ocorre quando a tensão da rede está dentro dos limites que não requerem injeção de potência reativa na rede (ou consumo), ou seja, no caso de geração com fator de potência unitário. Dessa forma, $Q_s = 0$ e, da Equação (62), encontra-se que:

$$\lambda_{sd} = L_m i'_{rd}. \quad (63)$$

Assim, a partir da planta da máquina apresentada na Figura 9, o controle de conjugado se baseou no uso de um PI com saturação a partir do erro entre a velocidade de referência e a velocidade medida. Como o *encoder* fornece a posição, foi necessário calcular a velocidade como a derivada da posição, e filtrar o resultado com o auxílio de um filtro passa baixa. O controle, desse modo, está apresentado no diagrama de blocos da Figura 10. Novamente, de acordo com o referencial adotado, as grandezas se tornam c.c. e o uso do PI garante o erro nulo de regime permanente (OGATA, 2009). O erro da velocidade aplicado ao PI indica a necessidade de mais ou menos conjugado a ser aplicado. É importante ressaltar que como a máquina funciona como gerador e a notação utilizada é a de motor, significa que o *DFIG* não aplica conjugados positivos, situação em que funcionaria como motor e iria consumir potência da rede. Ou seja, para aumentar a velocidade do rotor, é necessário que a máquina não atue e o vento acelere o eixo. Já para reduzir a velocidade do rotor, a máquina atua como freio.

Para a obtenção das correntes de referência, necessita-se da aplicação de (58) e (62). Antes, no entanto, necessita-se do fluxo do estator, que é obtido através de um estimador baseado nas medições das tensões do estator e da corrente do rotor. Substituindo (15) em (13), obtém-se:

$$\vec{v}_s = R_s \left(\frac{1}{L_s} \vec{\lambda}_s - \frac{L_m}{L_s} i'_r \right) + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s + j\omega_e \vec{\lambda}_s. \quad (64)$$

No referencial estacionário, o termo $j\omega_e \vec{\lambda}_s$ da expressão é nulo. Assim, isolar os termos do fluxo do estator resulta em:

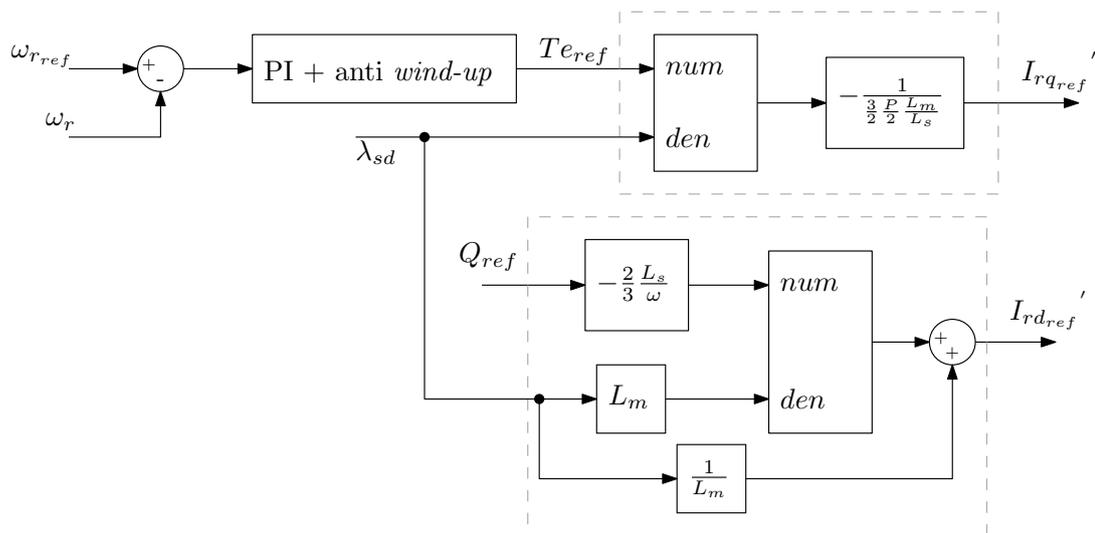
$$\frac{R_s}{L_s} \vec{\lambda}_s + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s = \vec{v}_s + L_m \frac{R_s}{L_s} \vec{i}'_r. \quad (65)$$

Com isso, o fluxo do estator pode ser obtido através da transformada de Laplace de (65) da seguinte forma:

$$\vec{\lambda}_s = \left(\frac{1}{1 + \tau_s s} \right) (\tau_s \vec{V}_s + L_m \vec{I}'_r), \quad (66)$$

em que $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$. Observa-se, da expressão obtida em (66), que, diferentemente do estimador usual baseado no modelo de tensão, o estimador apresentado é estável.

Figura 10 – Controle do Conjugado e obtenção das correntes de referência para o Conversor do Lado da Máquina.



Fonte: o próprio autor

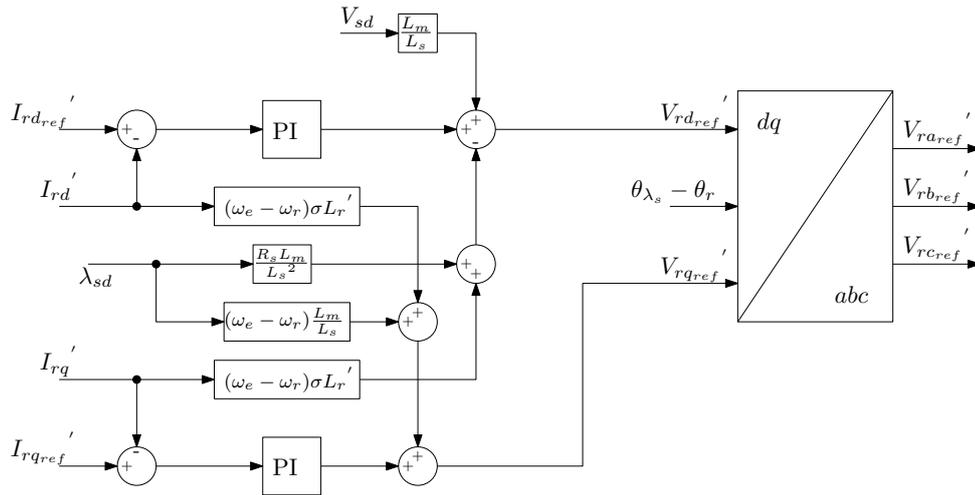
O estimador obtém as componentes do fluxo do estator no referencial $\alpha\beta$. No entanto, deve-se proceder a transformação de coordenadas para o referencial do próprio fluxo do estator, o que resulta em:

$$\vec{\lambda}_{sdq} = \lambda_{sd} \cdot \quad (67)$$

Como as correntes do rotor são medidas, faz-se necessário realizar a transformação de coordenadas para o referencial do fluxo do estator, para então aplicar o controle PI com saturação de corrente, que resulta nas tensões a serem aplicadas pelo conversor, conforme Figura 11. Os termos de compensação foram utilizados de acordo com o obtido pela planta, apresentados na Figura 9.

Para transformar as tensões a serem aplicadas pelo conversor, deve-se atentar para a saída de um referencial (fluxo do estator) para o referencial do rotor (θ_r). Tanto o conversor do lado da rede, quanto o do lado da máquina utilizaram a técnica de modulação por largura de pulso, ou PWM (do inglês, *Pulse Width Modulation*) conhecida como PWM Regular Trifásico Simétrico, o qual está descrito na próxima seção.

Figura 11 – Controle de Corrente para o Conversor do Lado da Máquina.



Fonte: o próprio autor

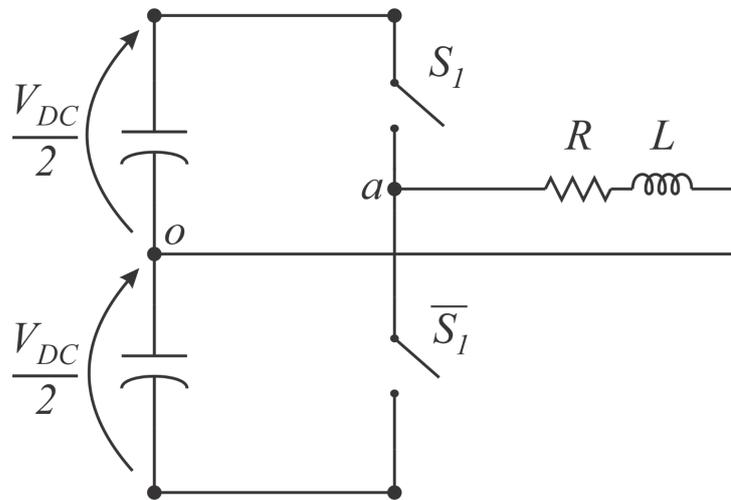
2.2.3 Modulação por Largura de Pulso

Um conversor, seja ele trifásico ou monofásico, é regulável em uma variável (tensão ou corrente) qualquer por meio da variação das sequências temporais das chaves que o compõem, permitindo o fluxo de potência entre os lados do conversor (TAVARES, 2014). Por exemplo, para um inversor, com uma tensão no barramento c.c. fixa, pode-se controlar o valor médio a cada período de chaveamento da grandeza (tensão/corrente) apenas variando os estados das chaves. Existem diversos modos de se realizar o controle do valor médio. No caso do uso para os conversores das seções anteriores, a grandeza regulada é a tensão.

Para o circuito da Figura 12, observa-se que, quando a chave S_1 está fechada, a tensão entre os pontos A e o é $\frac{V_{dc}}{2}$ e, quando a chave \bar{S}_1 está fechada, a tensão entre os pontos A e o é $\frac{-V_{dc}}{2}$. Um curto circuito no barramento c.c. pode ocorrer, caso as duas chaves fechassem ao mesmo tempo. Por isso, esse é um estado que não pode ocorrer, de forma que o controle de sinal das chaves em um braço deve ser sempre complementar (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2002). Esse inversor é chamado de meia-ponte, uma vez que apenas metade da tensão do barramento pode ser aplicada na saída.

Dessa forma, instantaneamente a tensão na saída poderá ser $\frac{V_{dc}}{2}$ ou $\frac{-V_{dc}}{2}$. No entanto, variando o período de aplicação de cada sinal, pode-se alterar o valor médio da tensão na saída,

Figura 12 – Arranjo das chaves para um inversor monofásico meia-ponte.



Fonte: o próprio autor

inclusive gerar sinais alternados. Esse processo pode ser realizado comparando um sinal de controle (por exemplo, uma senoide) com uma forma de onda triangular de frequência muito mais alta que o sinal de controle, o que resulta, em um resultado como o da Figura 13. Assim, a forma de onda desejada é obtida através da modulação da largura dos pulsos. Com um filtro analógico nesses pulsos da saída do inversor, verifica-se o sinal senoidal.

Incluindo um braço de chaves a mais no arranjo da Figura 12, obtém-se o circuito da Figura 14. Neste circuito, percebe-se que com dois braços há a possibilidade de combinação entre os braços. Todavia, visualiza-se que fechar as duas chaves de cima ou as duas de baixo não irá aplicar tensão na saída. Portanto, novamente há duas possibilidades de aplicação de tensão, sempre com uma chave de cima e uma de baixo fechada, resultando nas possibilidades da tensão instantânea aplicada na saída ser V_{dc} ou $-V_{dc}$, com uma saída da forma da Figura 15.

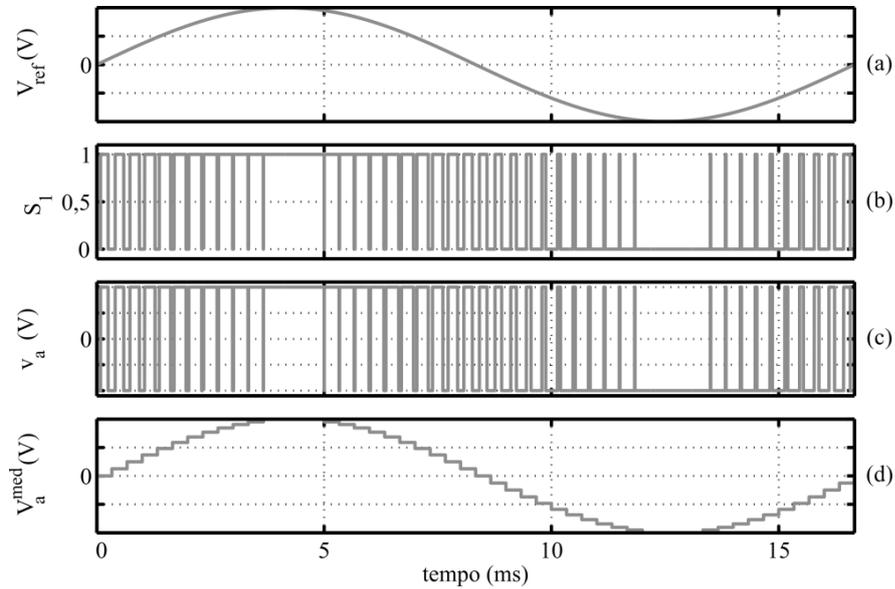
Assim, para cada intervalo de tempo, a tensão média aplicada na saída pode ser um valor intermediário entre esses extremos. Com isso, a tensão média pode ser descrita como:

$$\bar{v}_{ab} = \frac{V_{dc} \times t_{on} - V_{dc} \times (T - t_{on})}{T} = V_{dc} \frac{(2t_{on} - T)}{T} = V_{dc} \left(2\frac{t_{on}}{T} - 1 \right). \quad (68)$$

Sendo ciclo de trabalho D o tempo em que a chave S_1 permaneceu ligada em relação ao tempo total, $D = \frac{t_{on}}{T}$, a equação (68) se torna:

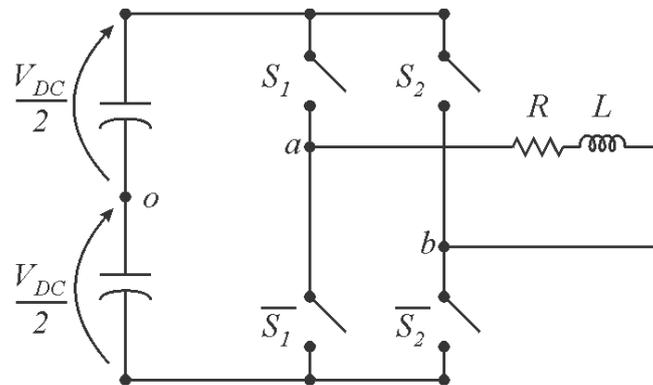
$$\bar{v}_{ab} = V_{dc}(2D - 1). \quad (69)$$

Figura 13 – Modulação por largura de pulso. Em (a) encontra-se a tensão de referência, em (b) o estado da chave, em (c) a tensão instantânea e em (d) a tensão média em cada período de chaveamento.



Fonte: o próprio autor

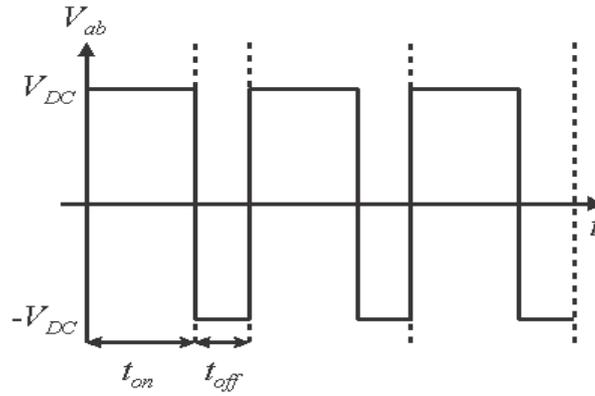
Figura 14 – Inversor monofásico em ponte completa modelado com chaves ideais.



Fonte: o próprio autor

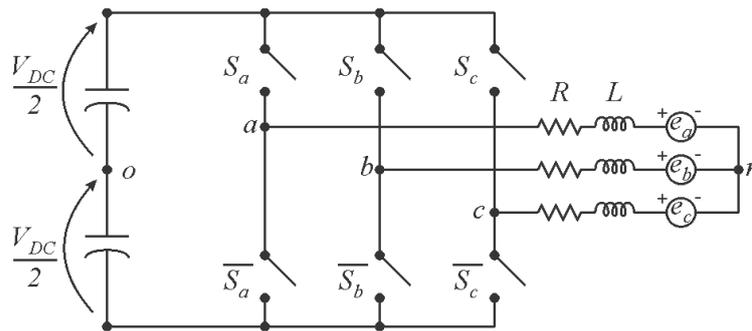
Para obter um conversor trifásico, basta incluir mais um braço de chaves, conforme Figura 16 totalizando três braços (e seis chaves). O procedimento de obtenção da tensão média é análogo e resulta em:

Figura 15 – Chaveamento típico de inversor monofásico.



Fonte: o próprio autor

Figura 16 – Inversor trifásico modelado com chaves ideais.



Fonte: o próprio autor

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2D_a - 1 \\ 2D_b - 1 \\ 2D_c - 1 \end{bmatrix}. \quad (70)$$

Além disso, tem-se que a tensão entre o ponto central do barramento e o neutro da saída é obtido através de:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} + v_{on} \\ v_{bo} + v_{on} \\ v_{co} + v_{on} \end{bmatrix}, \quad (71)$$

que resulta em:

$$v_{on} = -\frac{(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})}{3}. \quad (72)$$

Assim, aplicando (70) em (72):

$$v_{on} = -\frac{V_{dc}}{3} \left(D_a + D_b + D_c - \frac{3}{2} \right). \quad (73)$$

Substituindo (70) e (73) em (71), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix}. \quad (74)$$

As tensões obtidas através de (74) são expressas em função das razões cíclicas de cada conjunto de chaves e resulta em um número limitado de oito possibilidades, conforme a Tabela 1. Dado que a matriz de coeficientes não é unicamente definida, existem diversos métodos de trabalho para obter os ciclos de trabalho necessários para alcançar as tensões desejadas (BRADASCHIA, 2012).

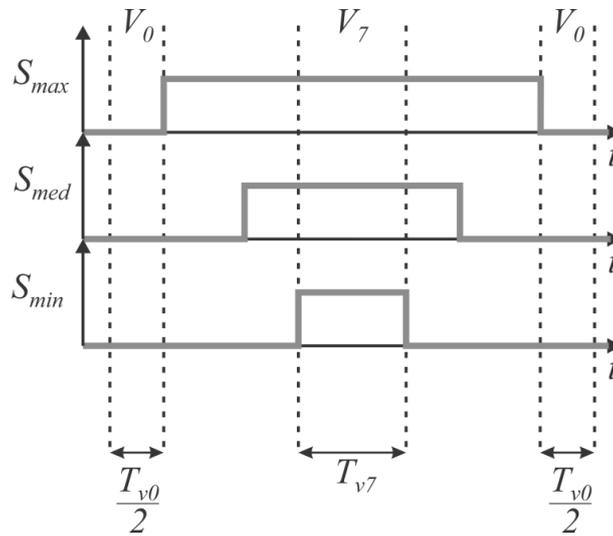
Tabela 1 – Possíveis combinações das chaves no inversor trifásico.

Vetor	S_a	S_b	S_c	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
V_3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_5	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_7	0	0	0	0	0	0

Fonte: o próprio autor

O método de modulação utilizado nesse trabalho, conforme mencionado na seção anterior, foi o denominado PWM Regular Trifásico Simétrico (SEIXAS, 1988). Levando em consideração que a tensão desejada é o valor médio, existem duas possibilidades de aplicação de um vetor nulo para obter a tensão desejada de acordo com os valores médios. Determinando que o tempo de aplicação de ambos os vetores é igual, o sistema passa a ter uma solução única. Assim, sendo v_{min} , v_{med} e v_{max} as três tensões desejadas, a Figura 17 mostra os estados das chaves correspondentes, sendo os tempos de aplicação dos vetores V_0 e V_7 iguais. Percebe-se que o tempo mínimo é o tempo de aplicação do V_7 . Assim:

Figura 17 – PWM Regular Trifásico Simétrico.



Fonte: o próprio autor

$$T_{V_7} = T_{min} \quad (75)$$

e

$$D_{min} = \frac{T_{V_7}}{T}. \quad (76)$$

Já o tempo máximo deverá ser o tempo total menos o tempo de aplicação do vetor V_0 . Como o tempo de aplicação de V_0 é igual ao de V_7 :

$$T_{max} = T - T_{V_0} = T - T_{V_7} \quad (77)$$

e

$$D_{max} = 1 - D_{min}. \quad (78)$$

De (74):

$$v_{min} = \frac{V_{dc}}{3}(2D_{min} - D_{med} - D_{max}), \quad (79)$$

$$v_{med} = \frac{V_{dc}}{3}(2D_{med} - D_{min} - D_{max}), \quad (80)$$

$$v_{max} = \frac{V_{dc}}{3}(2D_{max} - D_{med} - D_{min}). \quad (81)$$

Substituindo (78) em (80):

$$v_{med} = \frac{V_{dc}}{3}(2D_{med} - D_{min} - 1 + D_{min}) = \frac{V_{dc}}{3}(2D_{med} - 1) \quad (82)$$

e

$$D_{med} = \frac{3v_{med}}{2V_{dc}} + \frac{1}{2} = \frac{v_{med}}{V_{dc}} + \frac{v_{med}}{2V_{dc}} + \frac{1}{2}. \quad (83)$$

Analogamente para D_{min} e D_{max} :

$$D_{min} = \frac{v_{min}}{V_{dc}} + \frac{v_{med}}{2V_{dc}} + \frac{1}{2} \quad (84)$$

e

$$D_{max} = \frac{v_{max}}{V_{dc}} + \frac{v_{med}}{2V_{dc}} + \frac{1}{2}. \quad (85)$$

Assim, o processo de obtenção dos ciclos de trabalho a partir das tensões de referência leva em consideração a verificação de qual tensão é a máxima, média e mínima, e, em seguida, os ciclos são calculados:

$$D_a = \frac{v_a}{V_{dc}} + \mu, \quad (86)$$

$$D_b = \frac{v_b}{V_{dc}} + \mu, \quad (87)$$

$$D_c = \frac{v_c}{V_{dc}} + \mu, \quad (88)$$

onde

$$\mu = \frac{v_{med}}{2V_{dc}} + \frac{1}{2}. \quad (89)$$

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo, foi vista a modelagem da máquina e o equacionamento necessário para realizar os controles dos conversores conectados em *back-to-back*. Apresentou-se a importância da realização das transformações de coordenadas para se obter, para ambos os conversores, controles em referencial orientado que apresentaram o benefício de desacoplar equações e apresentar a independência entre as grandezas controladas.

3 BANCADA EXPERIMENTAL E CÁLCULO DE PARÂMETROS

Neste Capítulo, os equipamentos da bancada experimental são apresentados. Além disso, os parâmetros necessários para a estratégia de acionamento do *DFIG*, apresentados no Capítulo 2, são obtidos. Assim, o Capítulo será dividido em três seções, em que na primeira a bancada é apresentada, na segunda seção, os ensaios para obtenção dos parâmetros do *DFIG* são apresentados, e, por fim, na terceira seção, será apresentada a obtenção dos parâmetros dos controladores, embasada nos diagramas de Bode e Critério de Nyquist para garantia de estabilidade, verificada através da margem de fase.

3.1 APRESENTAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL

A montagem da bancada experimental foi realizada fazendo-se uso de equipamentos já disponíveis no laboratório, de uma forma que permite que a configuração experimental seja modificada para adequar o sistema com o ensaio a ser realizado. A bancada consiste em duas partes principais, as quais serão explicadas a seguir. O painel da Figura 18 apresenta a primeira parte da montagem, o qual contempla os conversores *back-to-back*, os filtros, as proteções e as medições das grandezas elétricas. Esse painel é o responsável pelo acionamento do *DFIG*.

Os conversores estão localizados na parte superior do painel, conforme Figura 19. O conversor da esquerda é o Conversor do Lado da Rede, enquanto o da direita é o Conversor do Lado da Máquina. Os indutores do filtro LC do CLR possuem núcleo de ar e estão localizados na parte de baixo do painel - Figura 20 - enquanto os indutores do CLM são a núcleo de pó de ferro envolvidos pelas respectivas bobinas, mas para essa montagem foram desconectados já que a indutância do rotor da máquina permite que não haja a necessidade de conexão de um filtro de saída do conversor.

Os parâmetros do filtro LC de conexão do CLR à rede e do banco de capacitores do barramento c.c. estão apresentados na Tabela 2.

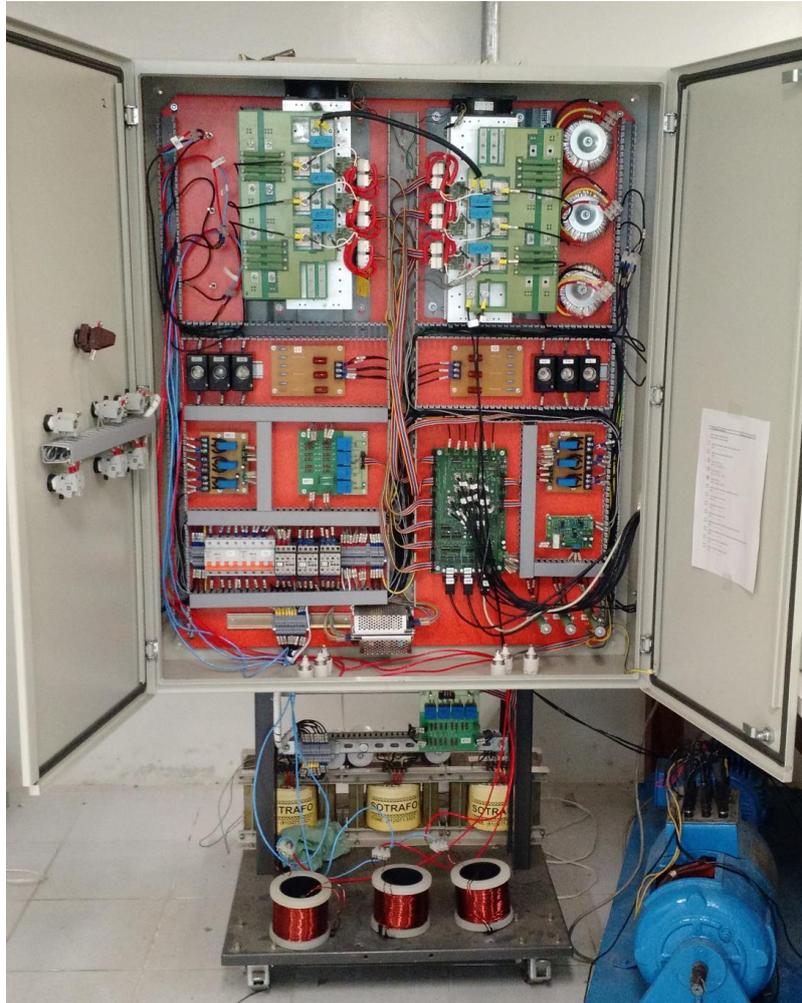
Tabela 2 – Parâmetros medidos do filtro LC e do barramento c.c.

Resistência do filtro LC, R_g	0,7 Ω
Indutância do filtro LC, L_g	2,7mH
Capacitância do filtro LC, C_g	2,0 μF
Capacitância do barramento c.c., C	4700 μF

Fonte: o próprio autor

A Figura 21 apresenta, para o CLR, os fusíveis de proteção, os quais estão conectados em série com os indutores do filtro, os capacitores do filtro LC e as placas de medição de tensão

Figura 18 – Painel contendo os conversores, filtros e placas de proteção e medição.



Fonte: o próprio autor

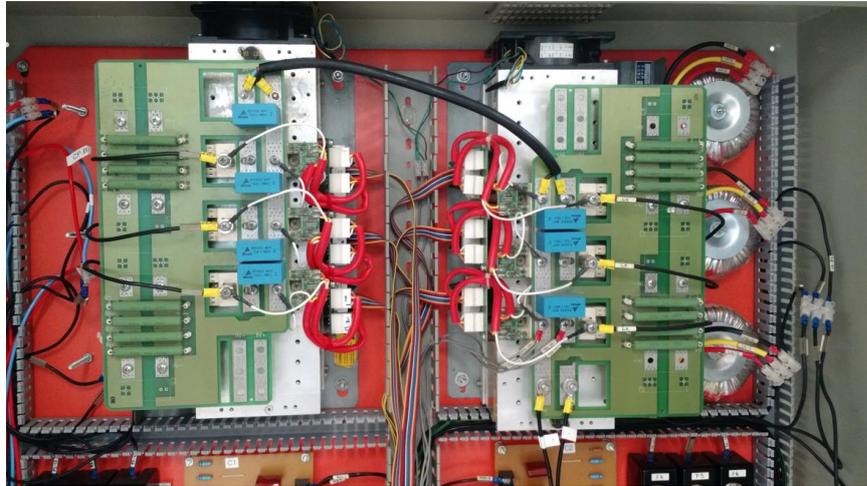
e corrente. Essas placas são as responsáveis, respectivamente, pela medição da tensão da rede e das correntes injetadas pelo conversor.

Para o conversor do lado da máquina, a Figura 22 apresenta os capacitores do filtro LC, que também foram desconectados, os fusíveis de proteção e a placa de medição de corrente.

A Figura 23 apresenta os dispositivos de proteção existentes no painel. O disjuntor D1 e o contator K1 são utilizados para conectar o conversor do lado da rede à rede, o contator K2 é utilizado para realizar o by-pass nos resistores de pré-carga para o CLR e o disjuntor D2 e o contator K3 seriam conectados ao conversor do lado da máquina. No entanto, por simplificação para montagem, já que há fusíveis de proteção conectados entre o CLM e a máquina, esses dispositivos foram desconectados.

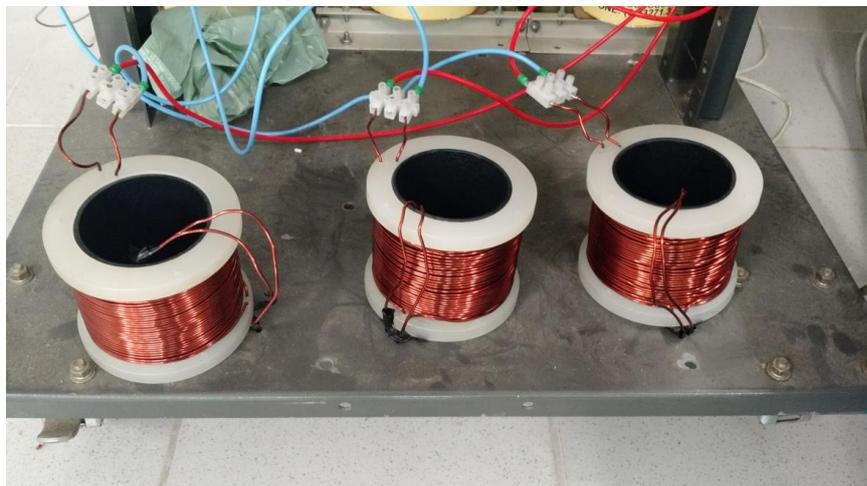
Dessa forma, o diagrama que representa os elementos do painel utilizados para a

Figura 19 – Conversores conectados em *back-to-back*.



Fonte: o próprio autor

Figura 20 – Indutores a ar do filtro LC do Conversor do Lado da Rede.

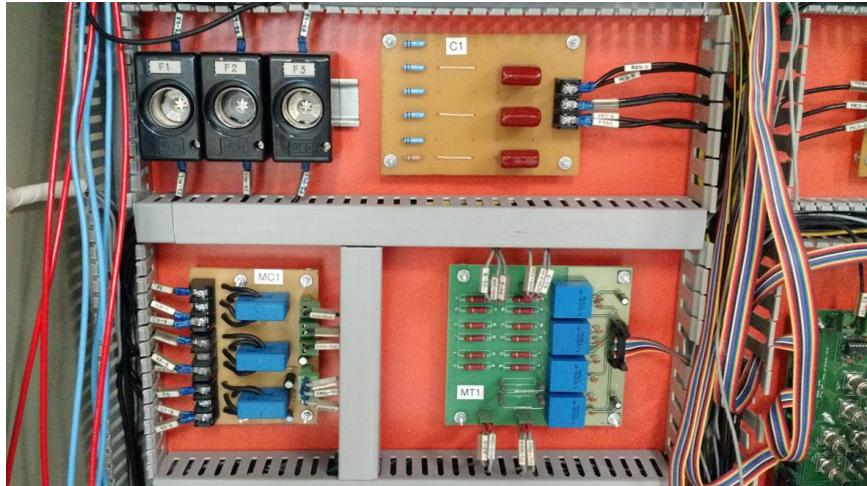


Fonte: o próprio autor

montagem está na Figura 24. O condicionamento dos sinais de controle e de medição no painel são realizados através da placa de acionamento e controle que se conecta ao módulo dSpace. O dSpace foi utilizado como hardware para o acionamento do *DFIG* devido à facilidade de programação, já que ele permite utilizar um programa elaborado na ferramenta Simulink do Matlab, ambiente de simulação, para acionar o sistema físico real com poucas adequações.

A segunda principal parte da montagem é a bancada das máquinas. O *DFIG* utilizado

Figura 21 – Fusíveis de proteção, capacitores do filtro LC e placas de medição do Conversor do Lado da Rede.



Fonte: o próprio autor

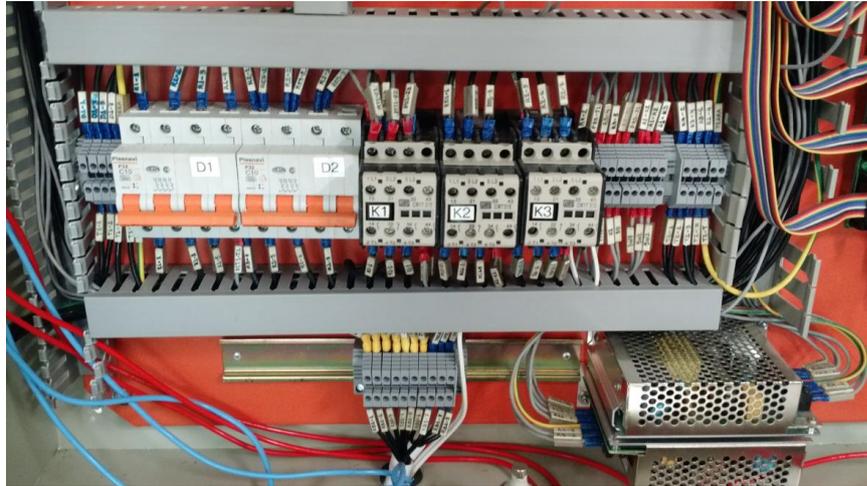
Figura 22 – Fusíveis de proteção, capacitores do filtro LC e placas de medição do Conversor do Lado da Máquina.



Fonte: o próprio autor

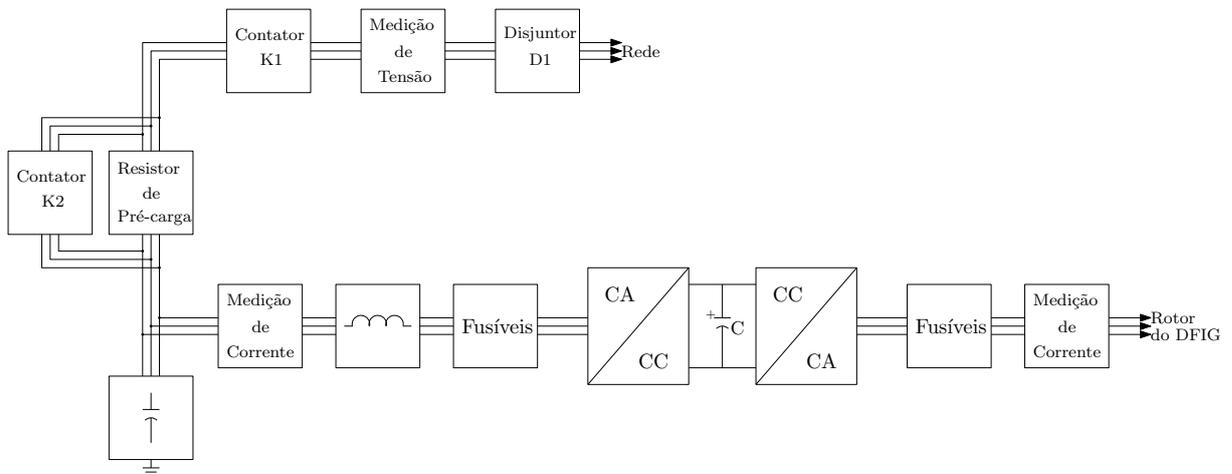
já estava disponível no laboratório em uma bancada acoplado a uma máquina de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, conforme Figura 25. Ambas as máquinas são didáticas, com diversas possibilidades de conexão dos enrolamentos para atingir diferentes tensões nominais, conforme se observa nos dados de placa do *DFIG*, apresentados na Figura 26, bem como nos dados de placa da máquina primária, apresentados na Figura 27.

Figura 23 – Dispositivos de proteção existentes no painel.



Fonte: o próprio autor

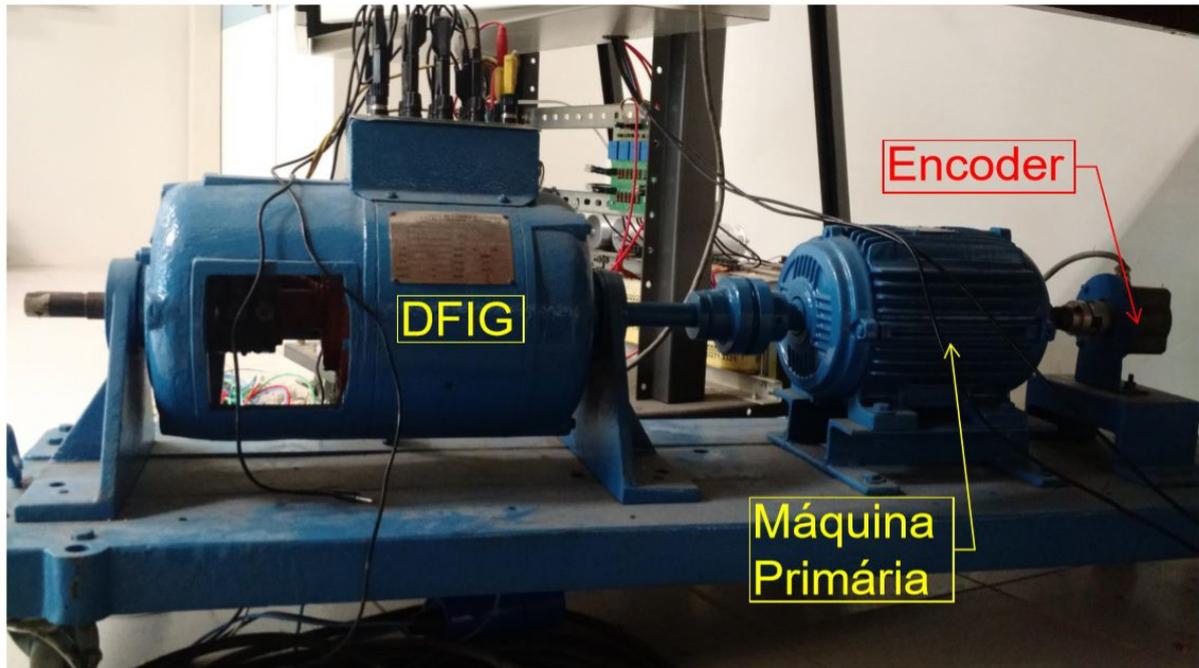
Figura 24 – Diagrama representativo dos elementos do painel utilizados na montagem.



Fonte: o próprio autor

Assim, o acionamento da máquina primária é realizado através de um inversor comercial da Siemens e, conforme apresentado, o painel com os conversores em *back-to-back* é o responsável pelo acionamento do *DFIG*. O encoder acoplado ao eixo é do tipo incremental, de 1024 pulsos por rotação, com dois trens de pulsos defasados em 90 graus e um pulso de *reset* a cada volta, e é conectado ao dSpace para a medição da posição do eixo, utilizada no controle do CLM do *DFIG*.

Figura 25 – Máquina primária e *DFIG* acopladas.



Fonte: o próprio autor

Figura 26 – Dados de placa do *DFIG*.



Fonte: o próprio autor

3.2 CÁLCULO DOS PARÂMETROS DA BANCADA EXPERIMENTAL

Conforme apresentado no Capítulo 2, conhecer os parâmetros da máquina e do sistema é importante para o bom desempenho do controle da máquina. Dessa forma, para obter os parâmetros do gerador, foi necessária a realização dos seguintes ensaios (IEEE, 2004):

Figura 27 – Dados de placa da máquina primária.



Fonte: o próprio autor

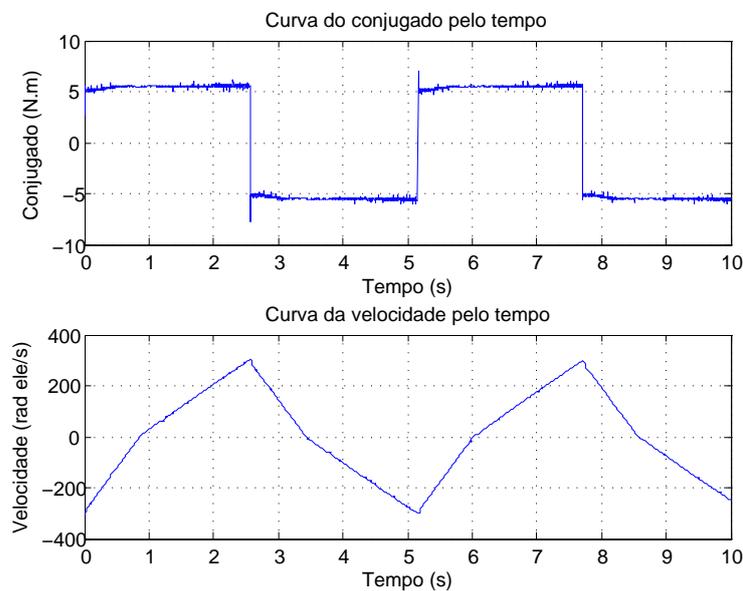
- **A vazio:** o ensaio foi utilizado para obter os parâmetros do ramo de magnetização. O ensaio consiste em, com o rotor em curto circuito, acionar o estator da máquina com tensão nominal e sem carga mecânica no eixo (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2006);
- **Rotor Bloqueado:** o ensaio foi utilizado para obter os parâmetros das perdas nos enrolamentos e as reatâncias de dispersão dos enrolamentos. O ensaio consiste em alimentar o estator, com o rotor em curto circuito, enquanto o rotor está bloqueado. A tensão de alimentação deve ser baixa, uma vez que as correntes serão altas (FITZGERALD; JR.; UMANS, 2006);
- **Relação de Espiras:** o ensaio foi utilizado para obter a relação entre as grandezas de estator e de rotor e consistiu em, com o rotor aberto da *DFIG*, alimentar o estator e medir as tensões no estator e no rotor, já que dessa forma a máquina funciona como um transformador;
- **Coefficiente de Atrito e Momento de Inércia:** o ensaio foi utilizado para obter as grandezas relacionadas ao modelo mecânico da máquina. Impondo-se na máquina uma forma de onda quadrada de conjugado, a velocidade varia em uma forma aproximadamente triangular, conforme Figura 28. Através das equações eletromecânicas da máquina

apresentadas no Capítulo 2, obtém-se que a curva da velocidade para um conjugado constante será:

$$\omega_r = \omega_r(\infty) - [\omega_r(\infty) - \omega_r(0^+)]e^{-\frac{t}{\tau_r}} \quad (1)$$

em que $\omega_r(\infty) = \frac{Te}{\frac{2b}{P}}$ e $\tau_r = \frac{J}{b}$. Assim, utilizando a média entre os resultados para um trecho linear de conjugado positivo e outro negativo, o coeficiente de atrito (b) foi obtido através da expressão de $\omega_r(\infty)$ e, com o valor de b , o momento de inércia foi obtido através do valor de τ_r .

Figura 28 – Gráficos do conjugado e da velocidade no ensaio para obtenção do coeficiente de atrito e momento de inércia da máquina.



Fonte: o próprio autor

Portanto, realizando esses procedimentos, foram obtidos os parâmetros do *DFIG*, apresentados na Tabela 3.

3.3 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES

Com os parâmetros obtidos na seção anterior, os últimos parâmetros a serem definidos são os dos controladores, conforme apresentado no Capítulo 2. Baseado nas plantas apresentadas também no Capítulo 2, os Diagramas de Bode são obtidos através da curva da função de transferência do sistema em malha aberta: controlador, conversor/malha interna e planta do sistema. Através das curvas logarítmicas de magnitude e de fase, a análise da resposta em frequência se torna mais simplificada.

Tabela 3 – Parâmetros do *DFIG* obtidos através dos ensaios.

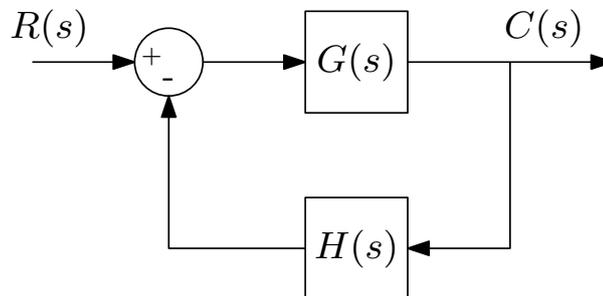
Resistência do estator, R_s	2,1 Ω
Resistência do rotor referida ao estator, R'_r	2,1 Ω
Indutância do estator, L_{ls}	3,9 mH
Indutância do rotor referida ao estator, L'_{lr}	3,9 mH
Indutância do ramo de magnetização, L_m	221,1 mH
Relação de espiras entre o estator e o rotor, $\frac{N_s}{N_r}$	4,94 (<i>adimensional</i>)
Coefficiente de atrito, b	0,0027 Nm.s/rad
Momento de inércia da máquina, J	0,0610 kg.m ²

Fonte: o próprio autor

O critério de Nyquist relaciona a resposta em frequência e a localização dos pólos de malha aberta à estabilidade de um sistema de malha fechada. Para um sistema conforme a Figura 29, a função de transferência da resposta em malha fechada é:

$$T(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (2)$$

Figura 29 – Sistema de controle de malha fechada.



Fonte: (NISE, 2000)

Assim, o critério de Nyquist estabelece que o sistema é instável quando os polos da função de transferência de malha fechada, ou seja, os zeros de $1 + G(s)H(s)$ tiveram parte real positiva. No limite entre operação estável e instável tem-se $G(s)H(s) = -1$. Isto significa que $G(s)H(s)$ tem módulo unitário e fase de 180 graus. A margem de ganho de um sistema é a distância do valor do ganho, em dB, de malha aberta, ao ponto com fase de 180 graus, o qual poderia tornar o sistema de malha fechada instável. Já a margem de fase é 180 graus menos o ângulo de fase de $G(j\omega)H(j\omega)$ quando $|G(j\omega)H(j\omega)| = 1$, ou seja, se a margem de fase for positiva a curva de Nyquist não envolverá o ponto $(-1 + j0)$, significando que o sistema é estável.

Dessa forma, as margens de ganho e de fase apresentam o quão distante do ponto -1 o sistema se apresenta (NISE, 2000). Através do intermédio do diagrama de Bode, fica fácil

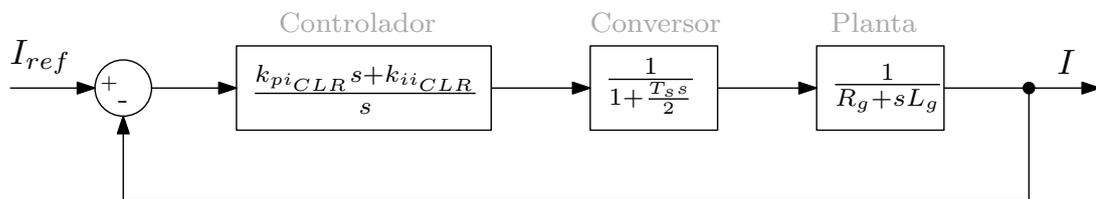
mensurar a margem de fase, já que, no gráfico logarítmico, o ponto de amplitude unitária é o ponto de passagem pelo zero. Com isso, os diagramas para cada uma das variáveis controladas foram obtidos.

Os princípios utilizados para a definição dos parâmetros foram de que, para os controles de corrente, os quais são as malhas mais internas, adotaram-se uma frequência de corte cerca de uma década abaixo da frequência de chaveamento ($19, 2kHz$), enquanto que para os controles das malhas mais externas, tensão do barramento e velocidade do rotor, adotou-se dinâmicas bem lentas, com a frequência de corte de cerca de duas décadas abaixo da frequência de corte da malha interna.

3.3.1 Conversor do Lado da Rede

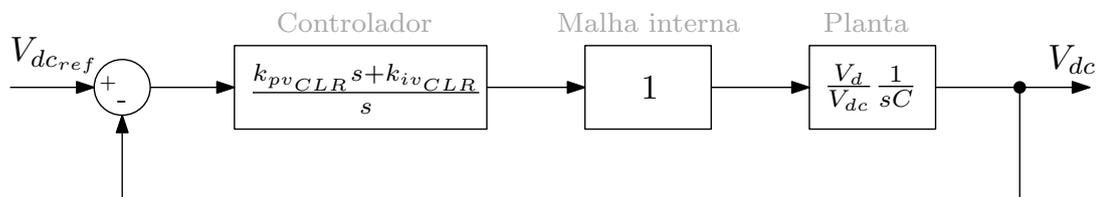
As variáveis controladas para o Conversor do Lado da Rede são as correntes em referencial dq orientado pelo vetor tensão no ponto de conexão à rede e a tensão no barramento c.c. O diagrama de blocos do modelo da planta está apresentado na Figura 7. O diagrama de blocos do sistema que controla as correntes é conforme a Figura 30 e o que controla a tensão do barramento c.c. é conforme a Figura 31.

Figura 30 – Diagrama de blocos do controle de corrente do CLR.



Fonte: o próprio autor

Figura 31 – Diagrama de blocos do controle da tensão do barramento c.c.

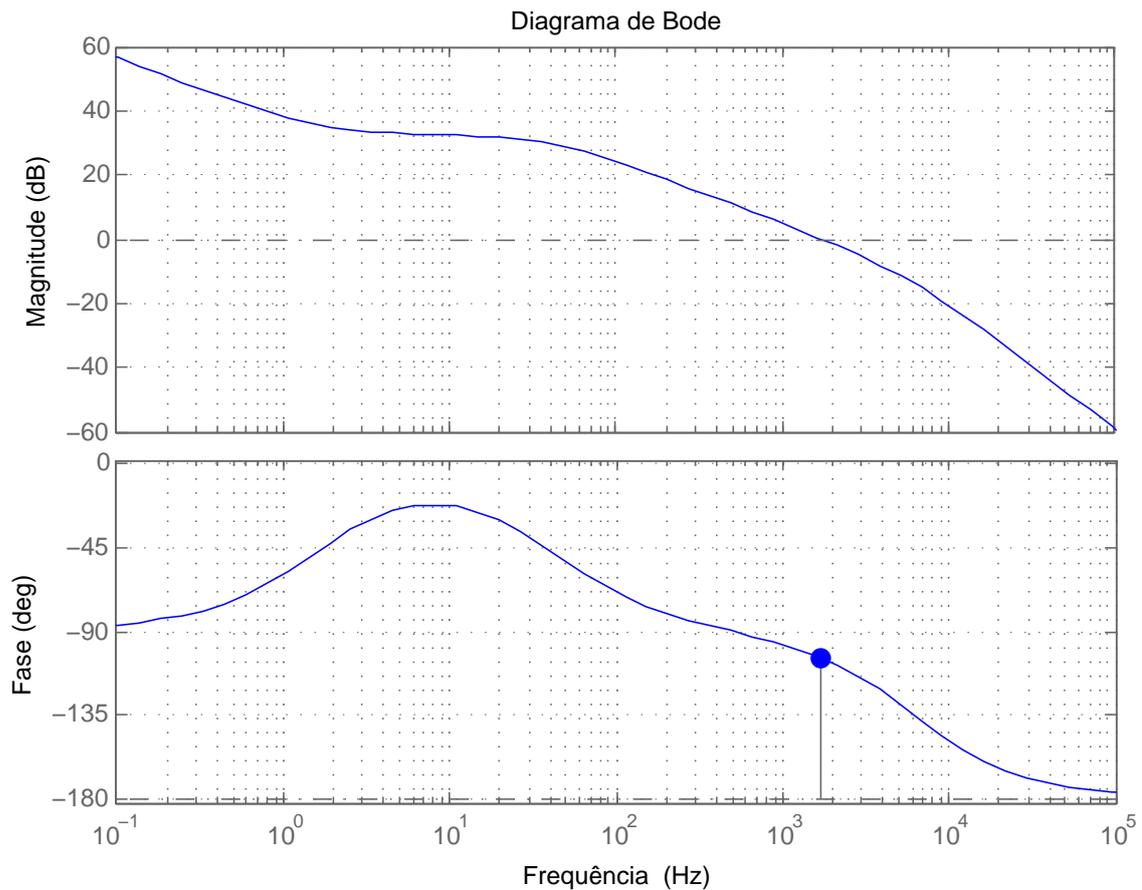


Fonte: o próprio autor

O controle de corrente é a malha interna de controle e possui uma dinâmica muito mais rápida que a da tensão do barramento. Por isso, para o diagrama das correntes, considerou-se o atraso causado pelo conversor, mas, para o diagrama do barramento c.c, a malha interna foi considerada como ideal.

Assim, através da função de geração de Diagrama de Bode do Matlab, obtém-se, como resultado, para os parâmetros $k_{pi_{CLR}} = 30 \text{ V/A}$ e $k_{ii_{CLR}} = 300 \text{ V/(A.s)}$, uma margem de fase de 76 graus no controle de corrente e, para os parâmetros $k_{pv_{CLR}} = 2 \text{ A/V}$ e $k_{iv_{CLR}} = 20 \text{ A/(V.s)}$, uma margem de fase de 88 graus no controle da tensão do barramento. As frequências de corte foram, respectivamente, de $1,7 \text{ kHz}$ e 38 Hz , ou seja, de acordo com os critérios escolhidos.

Figura 32 – Diagrama de Bode do controle de corrente do CLR.



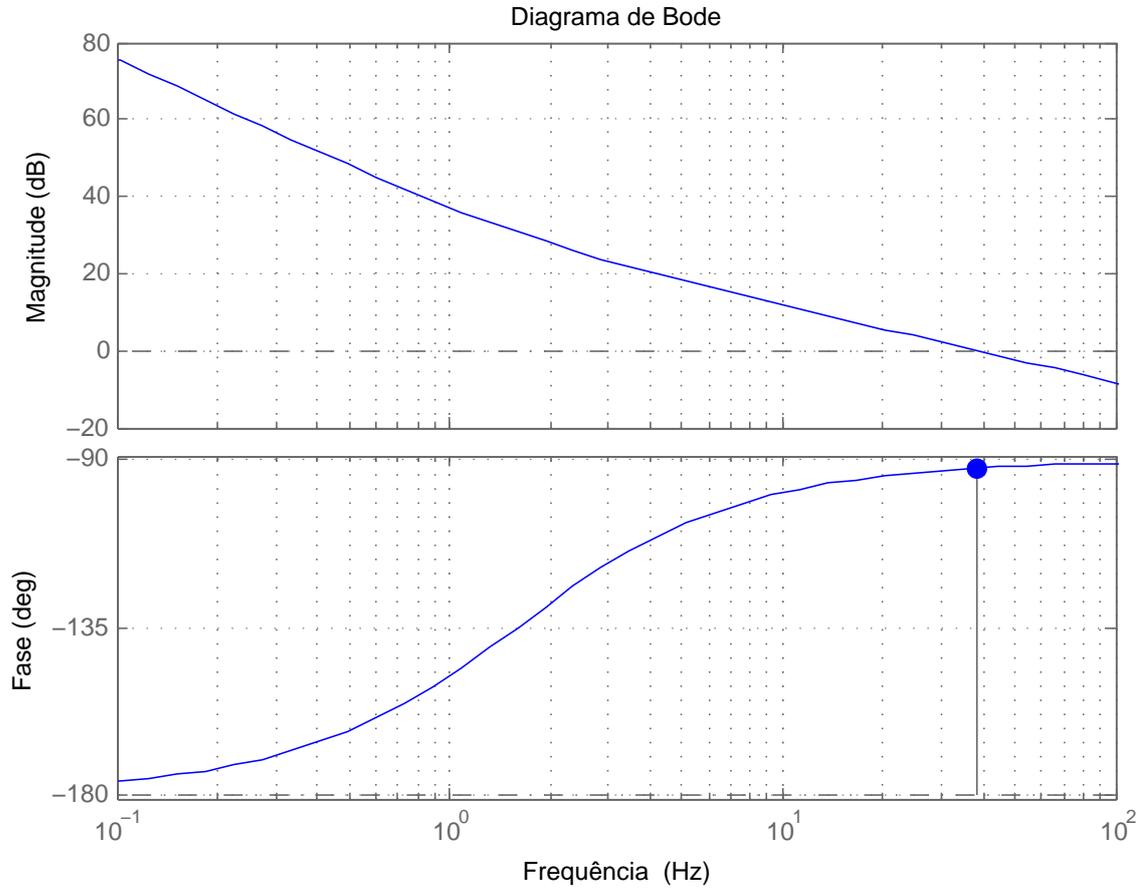
Fonte: o próprio autor

Portanto, através das Figuras 32 e 33, verifica-se que os parâmetros dos controladores utilizados apresentam uma margem considerável de estabilidade.

3.3.2 Conversor do Lado da Máquina

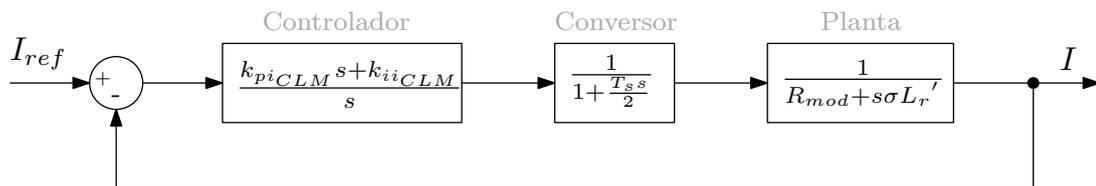
As variáveis controladas para o Conversor do Lado da Máquina são as correntes em referencial orientado dq pelo fluxo do estator e a velocidade do rotor. O diagrama de blocos do modelo da planta da máquina está apresentada na Figura 9. O diagrama de blocos do sistema que controla as correntes é conforme a Figura 34 e o que controla a velocidade do rotor é conforme a Figura 35.

Figura 33 – Diagrama de Bode do controle da tensão do barramento.



Fonte: o próprio autor

Figura 34 – Diagrama de Blocos do controle de corrente do rotor.

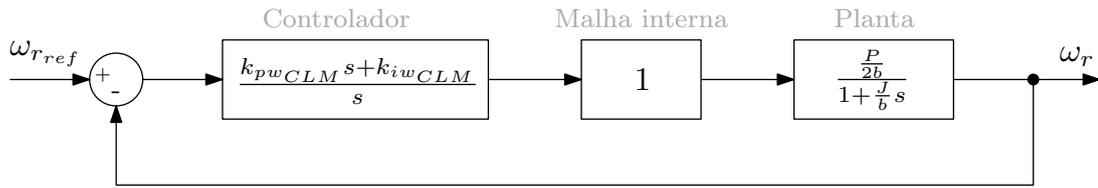


Fonte: o próprio autor

Novamente, o controle de corrente é a malha interna de controle e possui uma dinâmica muito mais rápida que o da velocidade do rotor. Por isso, para o diagrama das correntes, novamente se considerou o atraso causado pelo conversor, mas, para o diagrama da velocidade do rotor, a malha interna foi considerada como ideal.

Assim, através da função de geração de Diagrama de Bode do Matlab, obtêm-se, como resultados, para os parâmetros $k_{pi_{CLM}} = 60 \text{ V/A}$ e $k_{ii_{CLM}} = 60000 \text{ V/(A.s)}$, uma margem

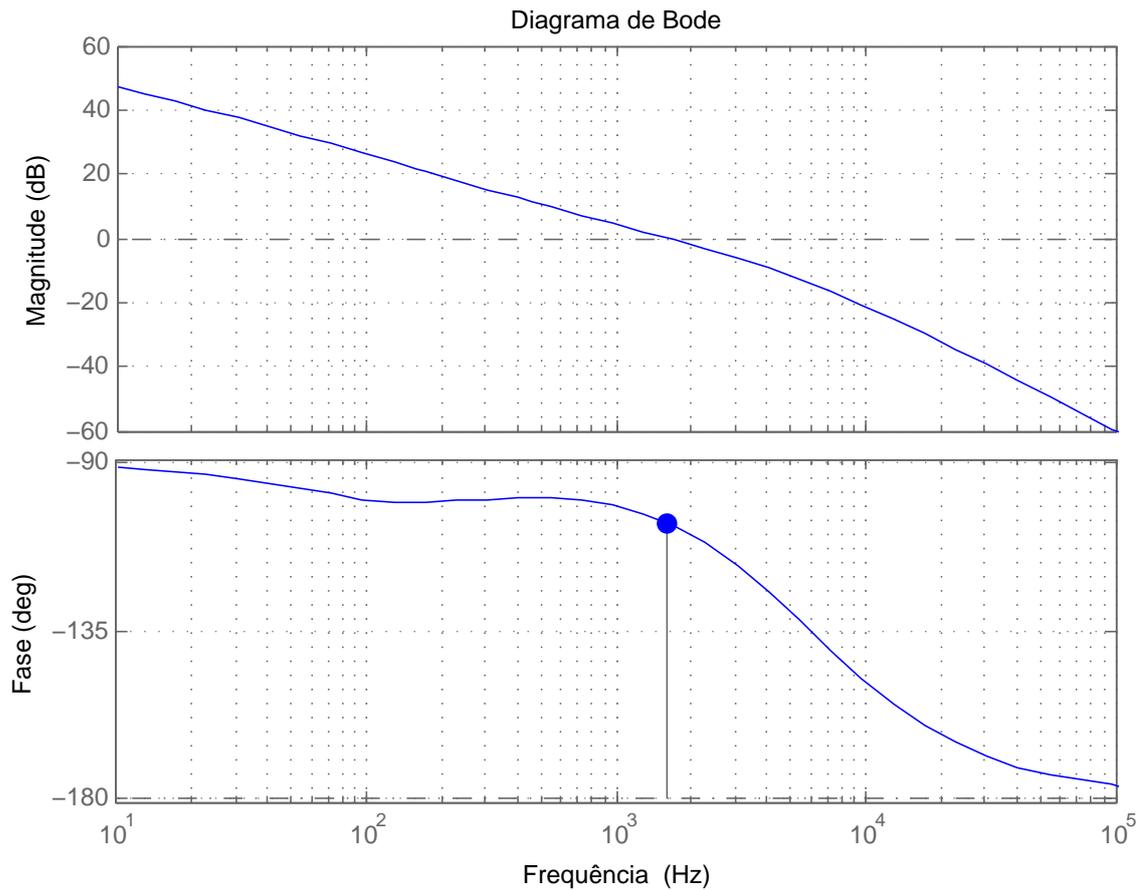
Figura 35 – Diagrama de Blocos do controle da velocidade do rotor.



Fonte: o próprio autor

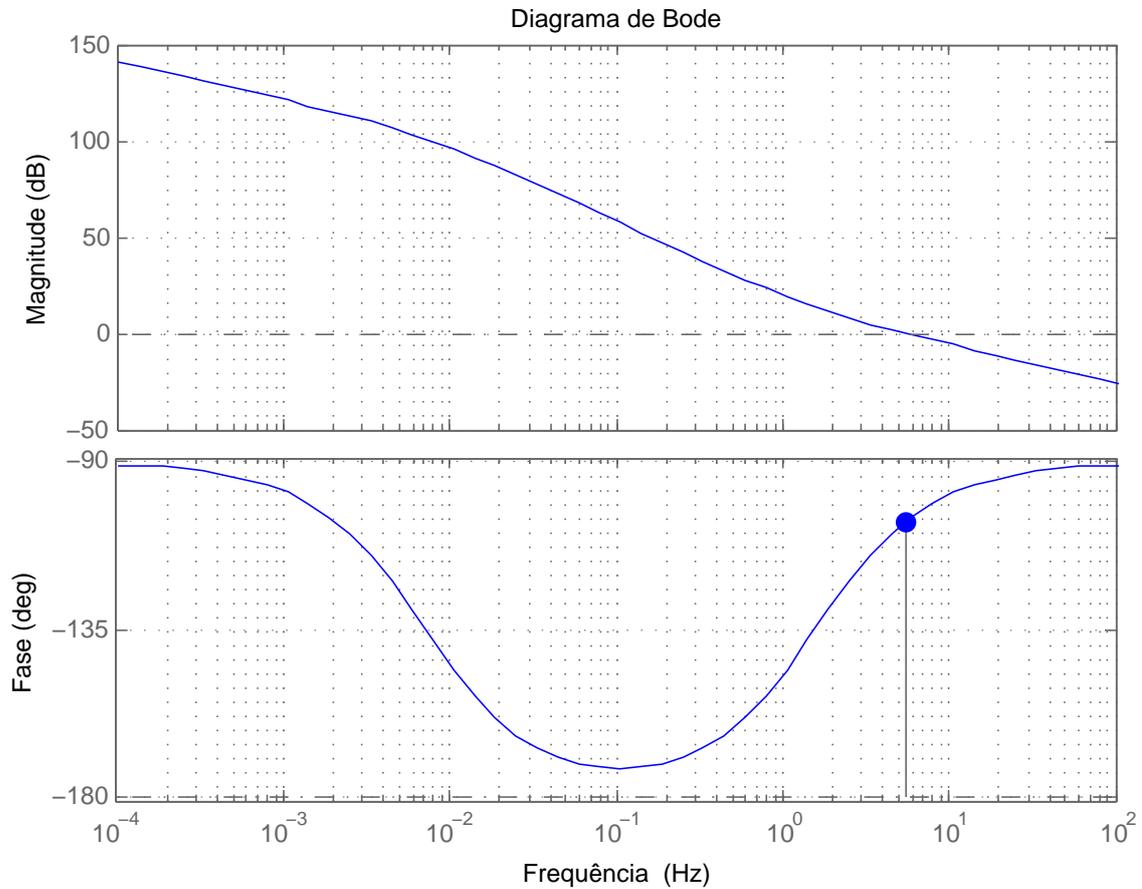
de fase de 74 graus no controle de corrente e, para os parâmetros $k_{pw_{CLM}} = 1 A/(rad/s)$ e $k_{iw_{CLM}} = 10 A/rad$, uma margem de fase de 74 graus no controle da velocidade do rotor. As frequências de corte foram, respectivamente, de 1,6 kHz e 5 Hz, ou seja, de acordo com os critérios escolhidos.

Figura 36 – Diagrama de Bode do controle de corrente do rotor.



Fonte: o próprio autor

Figura 37 – Diagrama de Bode do controle da velocidade do rotor.



Fonte: o próprio autor

Portanto, através das Figuras 36 e 37, verifica-se que os parâmetros dos controladores utilizados apresentam uma margem considerável de estabilidade.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este Capítulo teve como foco apresentar os parâmetros, e a forma como foram obtidos, os quais são utilizados na modelagem, conforme apresentado no Capítulo 2. Como o objetivo do trabalho é realizar a simulação e experimento do *DFIG* como gerador eólico, para que os resultados possam ser comparáveis, este Capítulo apresentou a bancada experimental e todas as grandezas necessárias pelo controle, para que a simulação seja feita considerando as limitações impostas pelo sistema físico real.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS DO USO DO DFIG COMO GERADOR EÓLICO

Neste Capítulo, a partir da modelagem e estratégia de controle introduzidos no Capítulo 2, com o uso dos parâmetros obtidos no Capítulo 3, os resultados de simulação e experimentais do uso do *DFIG* são apresentados. Para a simulação, a ferramenta utilizada foi o Simulink do Matlab. A vantagem do uso do Simulink para a elaboração do programa de simulação é que o hardware dSpace, utilizado para acionamento do sistema real, permite que programas construídos no Simulink sejam aplicados para acionar o sistema físico real, através de portas e módulos de conexão. Dessa forma, o programa utilizado para o experimento é muito similar ao de simulação, com as adequações associadas de modo que os sinais de entrada e saída, ao invés de se conectar com o modelo emulado, conectam-se ao sistema real. Os gráficos dos resultados obtidos pelo experimento foram elaborados através do próprio Matlab.

Para efeitos de comparação entre os resultados simulados e experimentais, foram realizados três ensaios de cada. O primeiro caso em ambos foi voltado à apresentação dos transitórios do controle, em especial ao controle do CLR. Já o segundo e terceiro casos foram realizados para apresentar as dinâmicas, em especial, do controle do CLM.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1.1 Caso 1 - Partida e operação em regime permanente

A primeira situação simulada foi com a turbina funcionando em um ambiente com um vento de velocidade constante de 11 m/s , uma velocidade intermediária. Para o dimensionamento considerado da turbina, para um gerador de $2,2 \text{ kW}$, esta velocidade resulta aproximadamente na velocidade síncrona, ocasionando um escorregamento muito pequeno. O calculador de velocidade de referência, baseado em Sloopweg, Polinder e Kling (2001), apresenta a velocidade de referência para a máxima extração de potência da turbina.

O controle do CLR é habilitado desde o instante inicial, enquanto o controle do CLM é habilitado apenas após 0,5 segundo, para permitir que o CLR atinja o regime permanente antes do controle do CLM começar a atuar. O barramento c.c. permanece com sua tensão de referência constante em 550 V , tensão de acordo com a conexão direta do conversor da rede à rede, tendo uma pré-carga inicial de 500 V , valor que pode ser obtido carregando o barramento pelos diodos anti-paralelo do IGBT, enquanto as chaves estão abertas.

A escolha das curvas para apresentar os resultados dessa situação e das demais, tanto de simulação quanto experimentais, baseia-se em apresentar os fluxos de potência ativa e reativa processadas pela máquina e pelo CLR, bem como de todas as grandezas controladas. Assim, as quatro primeiras curvas se referem às grandezas associadas ao CLR, respectivamente,

às componentes direta e em quadratura da corrente injetada pelo conversor, da tensão do barramento c.c. e dos fluxos de potência ativa e reativa do CLR. Já as cinco curvas seguintes apresentam as grandezas associadas à máquina e ao CLM, respectivamente, às componentes direta e em quadratura da corrente injetada pelo rotor, da velocidade do rotor e dos fluxos de potência ativa e reativa do estator e do rotor.

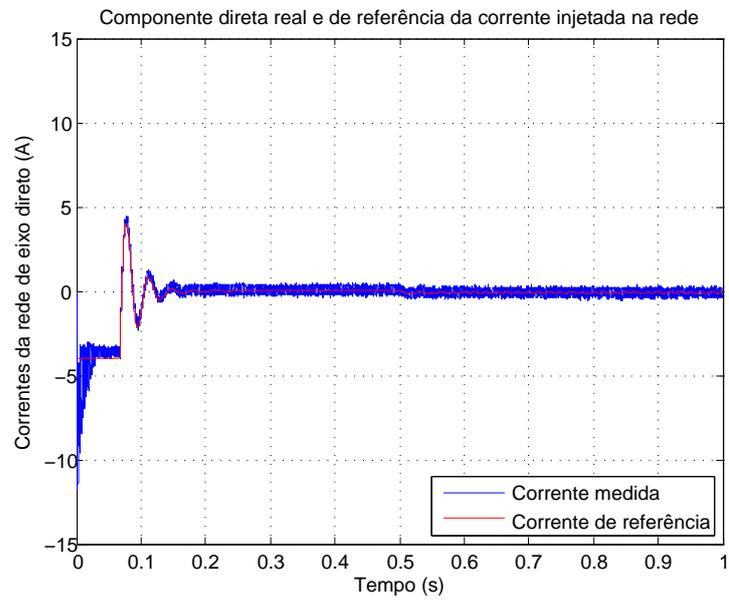
Para o controle do conversor do lado da rede, percebe-se, através das Figuras 38 e 39 que as correntes foram bem controladas, com dinâmicas rápidas, que na escala de tempo de 0,1 segundo não é possível visualizar. A componente de eixo direto manteve a tensão do barramento c.c. constante no valor especificado, com uma dinâmica em torno de 0,2 segundo, Figura 40. Já a componente de eixo em quadratura manteve a injeção de potência reativa pelo conversor nula, ou seja, o fator de potência unitário, conforme a Figura 41. Dessa forma, o controle do CLR funcionou bem, de acordo com o apresentado no Capítulo 2.

Para o conversor do lado da máquina, para uma injeção nula de potência reativa pelo estator, Figura 45, a componente de eixo direto da corrente foi mantida constante e proporcional ao fluxo do estator, conforme Figura 42. Já a componente em quadratura, Figura 43, impôs o conjugado eletromecânico da máquina para o controle da velocidade, Figura 44. A dinâmica da malha externa para o CLM é mais lenta que a do CLR, mas ao término do tempo simulado, percebe-se que o sistema está em regime permanente.

As curvas de potência, Figuras 41, 45 e 46, apresentam as injeções de potência ativa e reativa do conversor do lado da rede, do estator e do rotor. Percebe-se delas que as potências reativas injetadas pelo conversor do lado da rede e pelo estator são nulas, devido à atuação do controle. Para alcançar o MPPT para a velocidade do vento adotada, foi necessária uma velocidade do rotor muito próxima da velocidade síncrona, o que resultou na potência ativa processada pelo rotor muito pequena, já que essa potência é proporcional ao escorregamento.

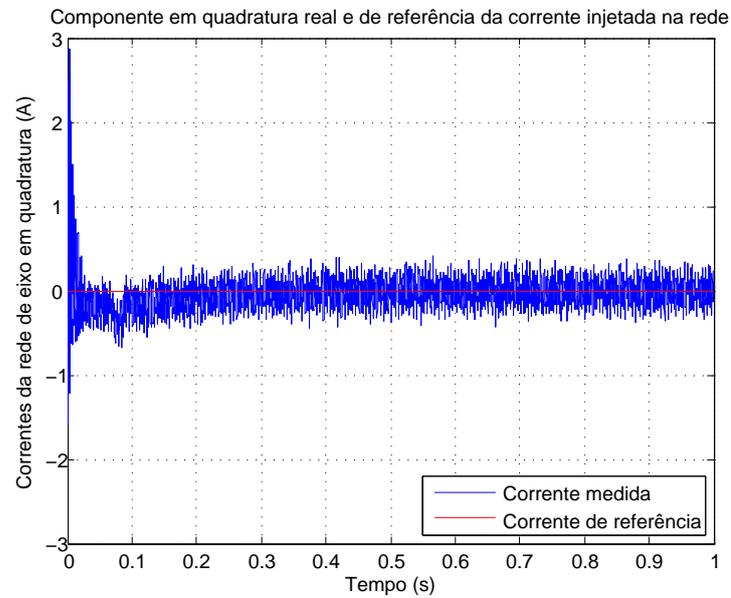
A potência reativa do rotor é uma potência de oscilação com o barramento c.c. No entanto, para os procedimentos de rede, o importante é o fator de potência na injeção de potência na rede, a qual foi controlada e, como a potência do rotor é proporcional ao escorregamento da máquina, não é de interesse realizar o controle da potência reativa do rotor.

Figura 38 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



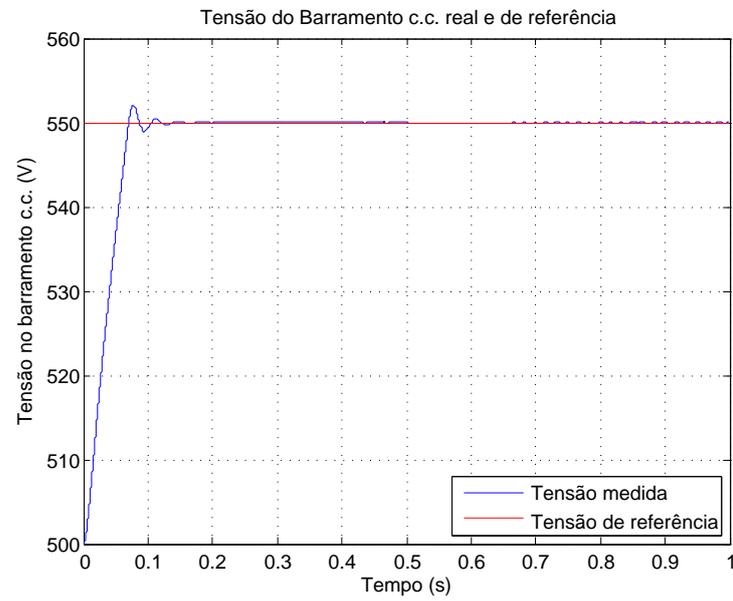
Fonte: o próprio autor

Figura 39 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



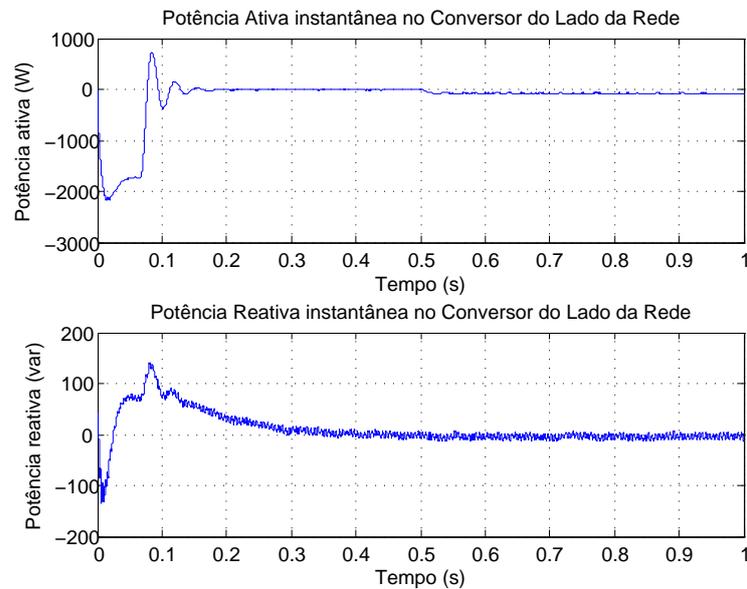
Fonte: o próprio autor

Figura 40 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



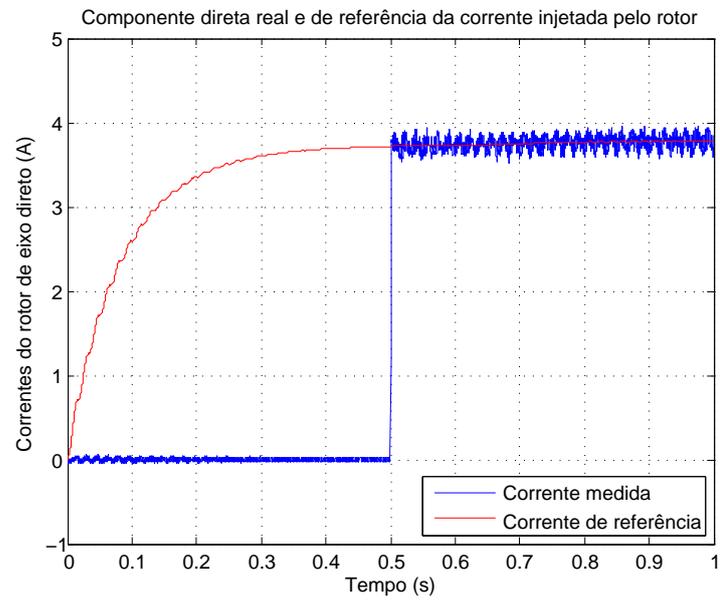
Fonte: o próprio autor

Figura 41 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



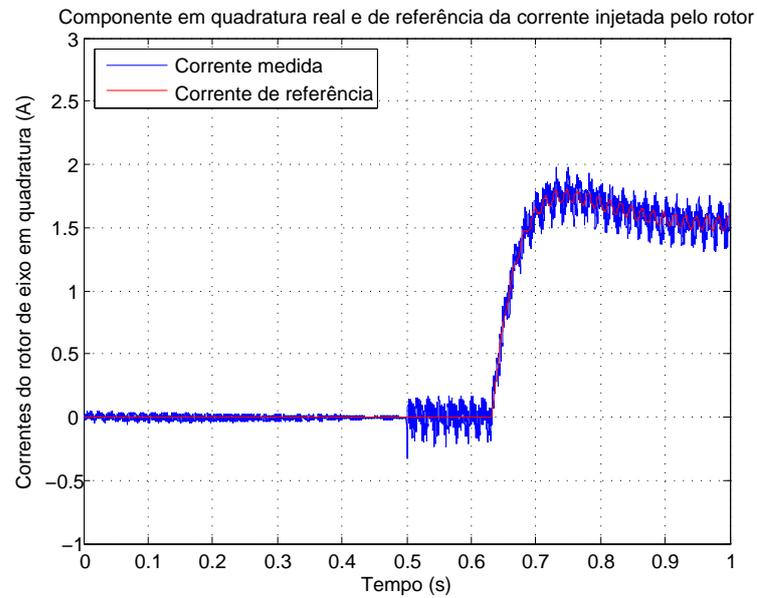
Fonte: o próprio autor

Figura 42 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



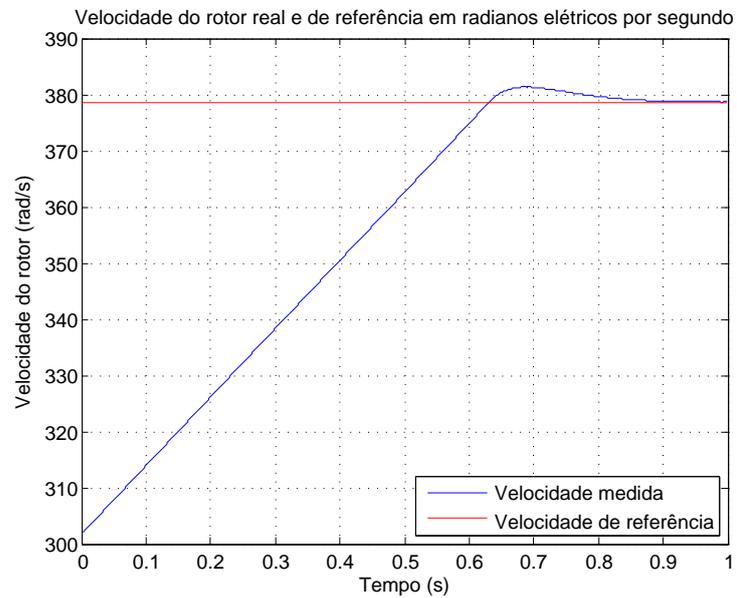
Fonte: o próprio autor

Figura 43 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



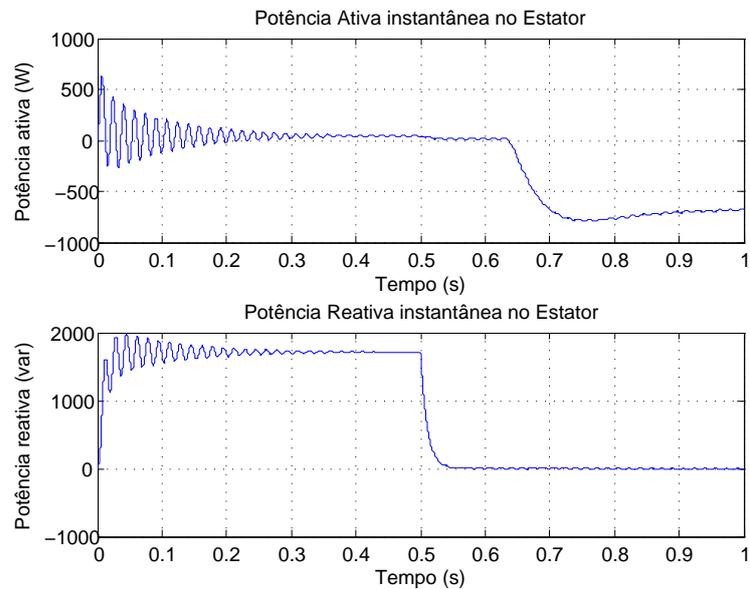
Fonte: o próprio autor

Figura 44 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



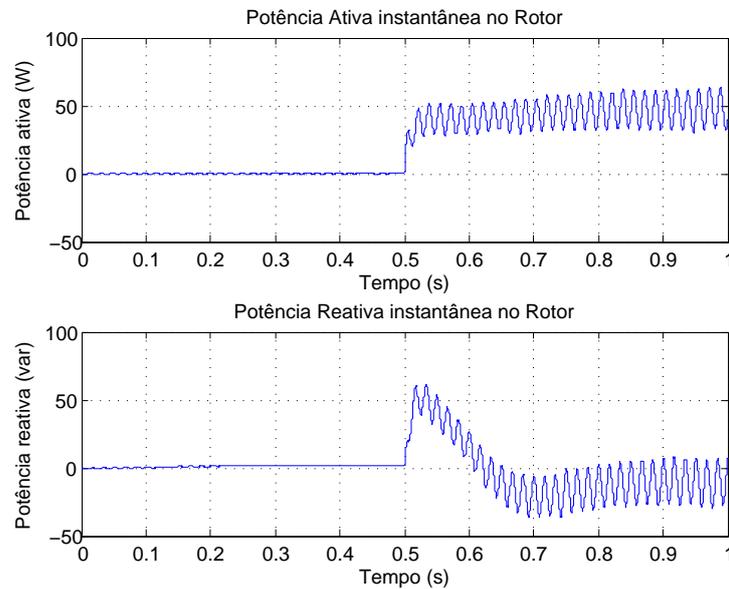
Fonte: o próprio autor

Figura 45 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 46 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

4.1.2 Caso 2 - Variação em degrau da velocidade de referência

A segunda situação foi utilizada para avaliar o comportamento do sistema para variações bruscas de velocidade. Esse tipo de variação não é uma ocorrência física, já que a ordem do tempo de simulação é de um segundo, mas é de importância para a verificação do funcionamento do controle. A simulação inicia com o sistema em regime permanente, após as dinâmicas apresentadas no Caso 1. O controlador de velocidade de referência apresenta a velocidade de referência para a máxima extração de potência da turbina e o barramento c.c. permanece com sua tensão de referência constante em 550 V.

Inicialmente, a velocidade do vento permanece em 11 m/s . No entanto, em 0,4 segundo de simulação, a velocidade do vento aumenta bruscamente para 12 m/s e, ao tempo de 1,1 segundo, a velocidade do vento reduz bruscamente para 10 m/s . Essas duas variações são importantes para avaliar o comportamento do controle quando se precisa aumentar e diminuir a velocidade de rotação da máquina.

Para os resultados poderem ser comparados com os obtidos pelo experimento, algumas adequações foram feitas. Primeiro, como o modelo do *DFIG* na simulação não considera a relação de espiras, a conexão direta do rotor nos conversores em *back-to-back* e deles à rede não tem problema, já que a ordem de grandeza das tensões é próxima. No entanto, como a relação de espiras é de aproximadamente 5 : 1, para o experimento colocou-se um transformador abaixador entre o CLR e a rede, dessa forma reduzindo a tensão do barramento de referência para cerca de

120 V, o que resulta num índice de modulação para o CLM mais adequado.

Ademais, devido a uma limitação em 20 A na placa de medição de corrente e o rotor possuir a corrente mais elevada também na relação aproximadamente 5 : 1, o sistema real não teria capacidade para impor a corrente necessária para injeção de potência reativa nula e imposição de conjugado. Assim, adotou-se como potência reativa de referência a potência necessária para anular a componente direta da corrente do rotor, que resulta em cerca de 1750 var.

Para o controle do CLR, percebe-se novamente, através das Figuras 47 e 48, que as correntes foram bem controladas, em que a componente de eixo direto manteve a tensão do barramento c.c. constante no valor especificado, Figura 49, e a componente de eixo em quadratura manteve a injeção de potência reativa pelo conversor praticamente nula, ou seja, o fator de potência aproximadamente unitário, conforme a Figura 50. Além disso, verifica-se que a variação da velocidade de referência resultou em algumas mudanças nas curvas, quando comparadas com a primeira situação. A diferença se faz na corrente de eixo direto, uma vez que a variação na velocidade do vento significa na variação da potência fornecida pela máquina à rede, o que impacta diretamente no controle da componente de eixo direto, a qual controla a injeção de potência ativa pelo conversor do lado da rede.

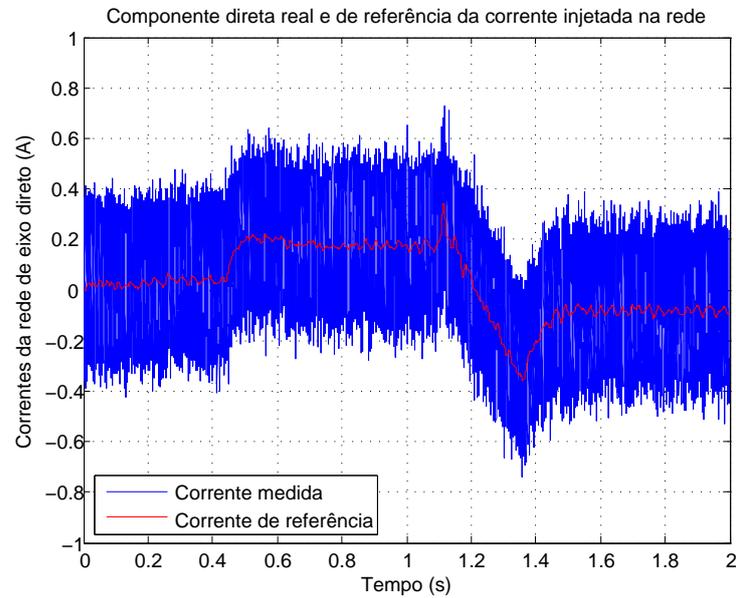
Todavia, para o CLM, percebe-se que, para uma referência de potência reativa de 1750 var pelo estator, Figura 54, a componente de eixo direto da corrente foi mantida aproximadamente nula, conforme Figura 51 e basicamente não variou com a mudança da velocidade de referência. Já a componente em quadratura, Figura 52, impôs o conjugado eletromecânico da máquina para o controle da velocidade, Figura 53 de acordo com cada situação.

Dessa forma, verifica-se que, quando é necessário que a velocidade aumente, o conjugado eletromecânico, através da componente em quadratura da corrente, foi mantido nulo, enquanto que, para redução da velocidade, o conjugado atua diretamente. Assim, a máquina primária é a responsável por acelerar o eixo, enquanto o gerador é o responsável pela frenagem. Portanto, o controle agiu corretamente e a velocidade atingiu a referência em regime permanente.

As curvas de potência, Figuras 50, 54 e 55, apresentam as injeções de potência ativa e reativa do CLR, do estator e do rotor. É importante ressaltar justamente a mudança nos modos de operação da turbina eólica para as velocidades de referência adotadas. Inicialmente, como o escorregamento era aproximadamente nulo, a potência ativa do rotor é também aproximadamente nula. No entanto, a primeira mudança de velocidade atinge uma referência super-síncrona, em que o rotor passa a fornecer potência para o barramento. Já a segunda mudança reduz a referência para um valor sub-síncrono, o que faz o rotor passar a consumir potência ativa. Percebe-se que o estator, em regime permanente, permaneceu em torno dos 600W de potência ativa fornecida à rede, de acordo com o conjugado da máquina primária. A variação do valor em regime permanente se dá principalmente pela mudança da potência extraída pelo vento, já que maior

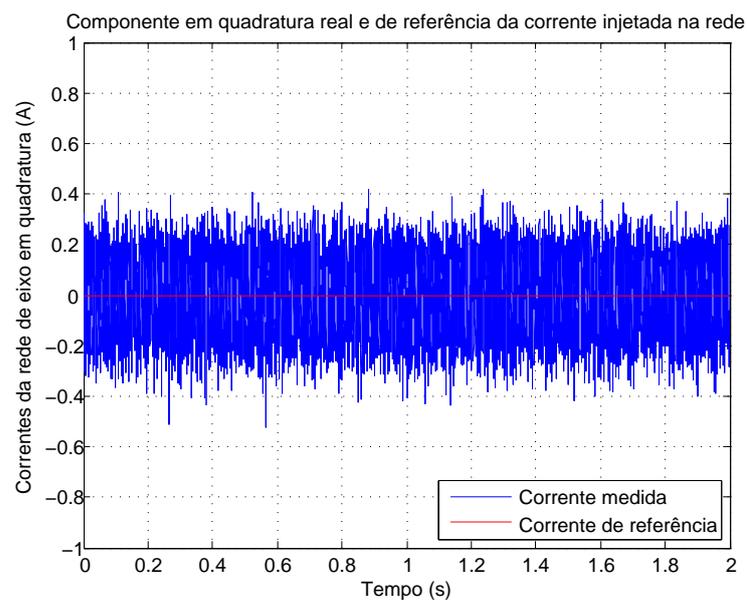
velocidade de vento, dentro dos limites de operação, possibilita uma maior conversão para energia mecânica no eixo do rotor, resultando em uma potência elétrica no estator maior.

Figura 47 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



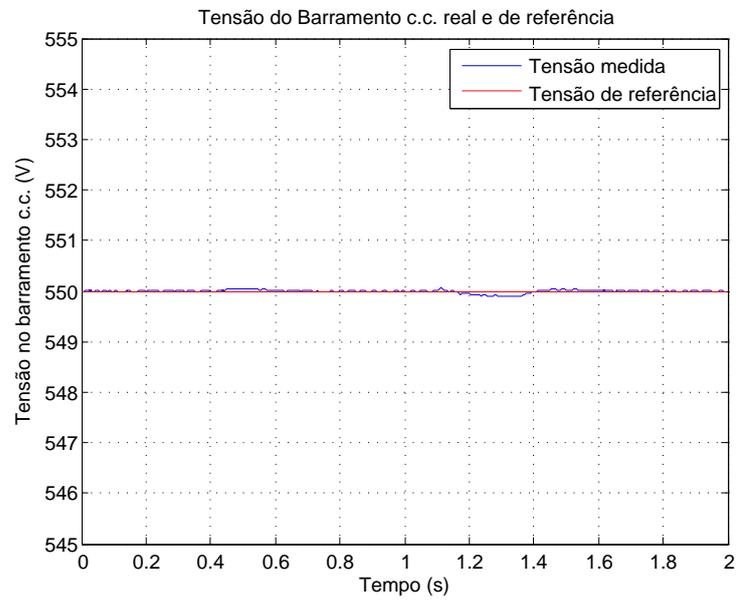
Fonte: o próprio autor

Figura 48 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



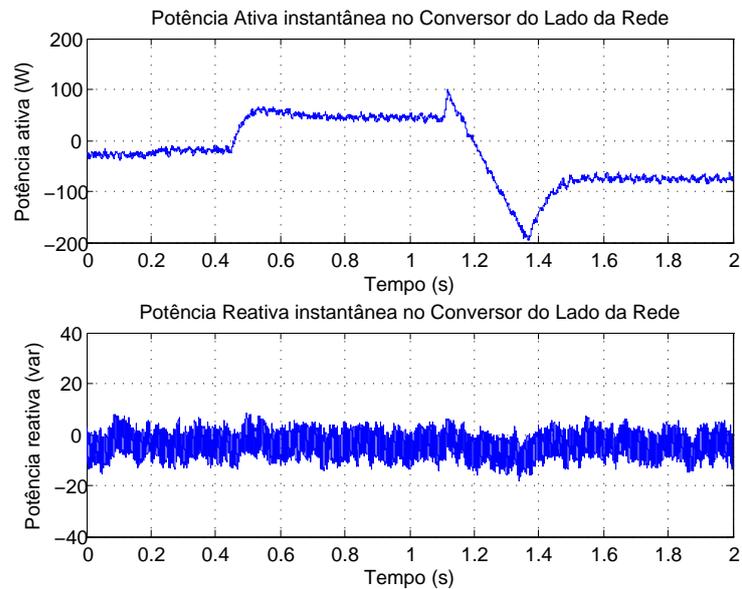
Fonte: o próprio autor

Figura 49 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



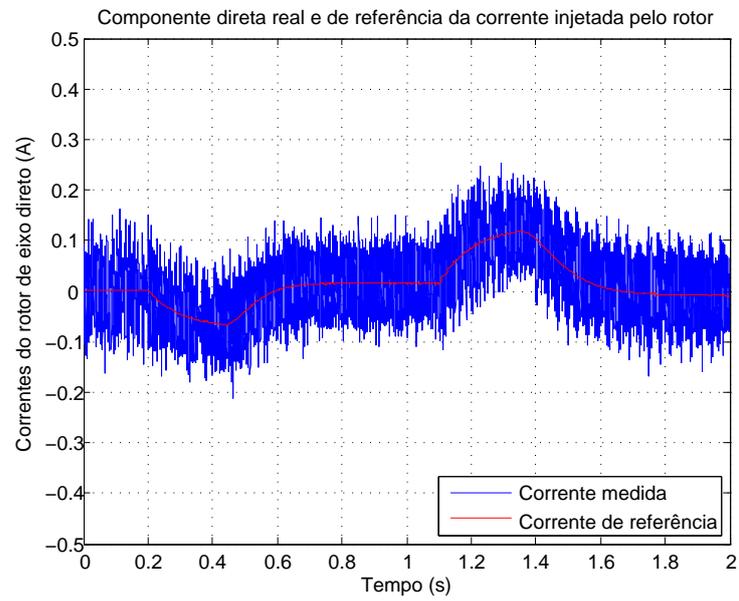
Fonte: o próprio autor

Figura 50 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



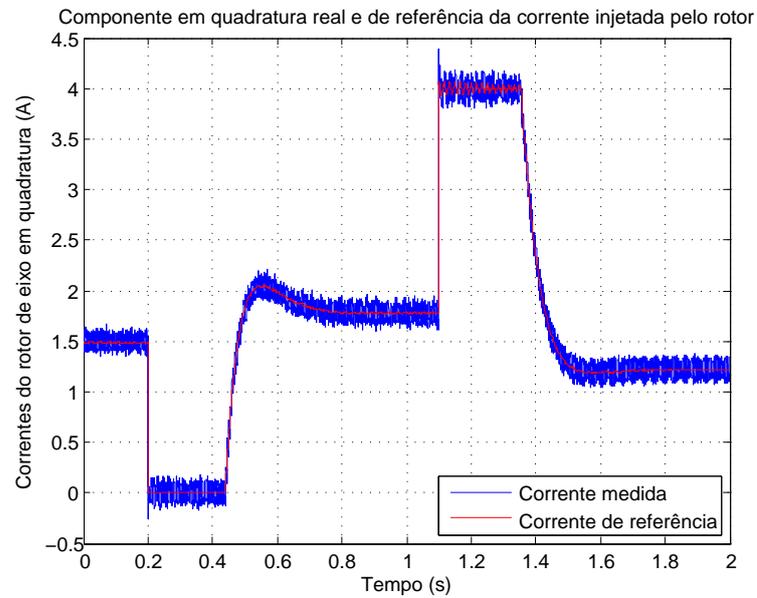
Fonte: o próprio autor

Figura 51 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



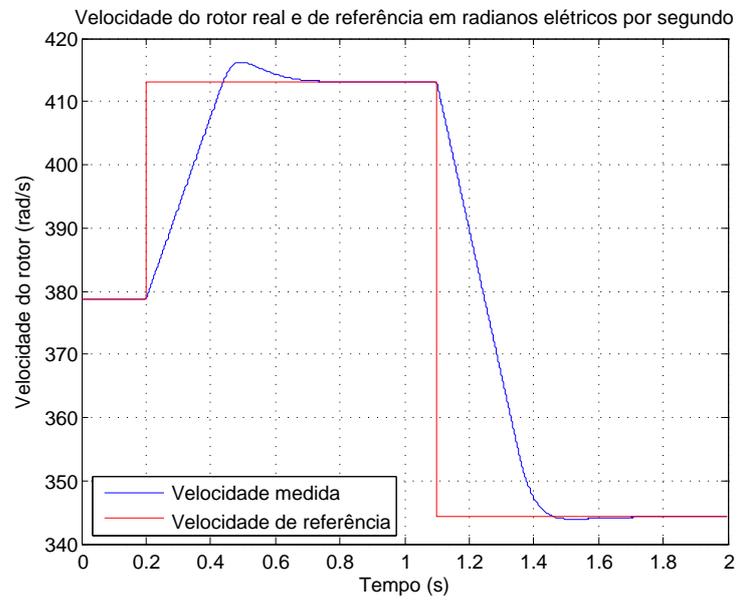
Fonte: o próprio autor

Figura 52 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



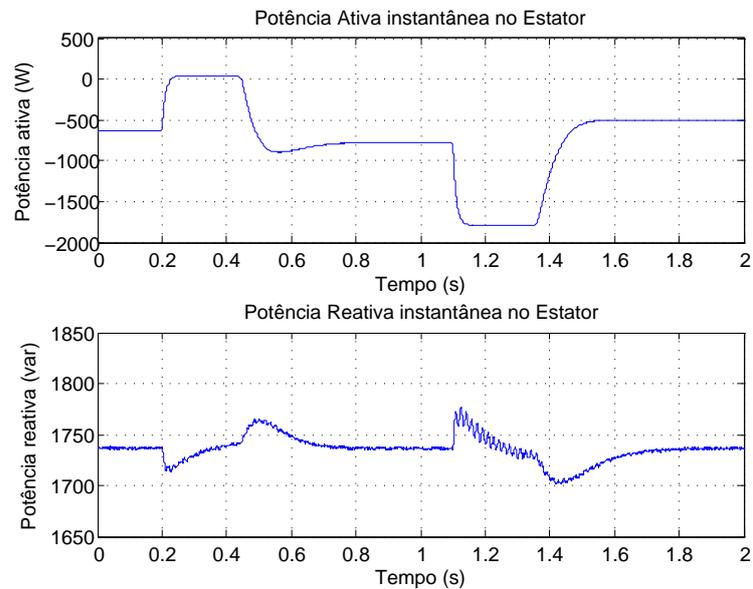
Fonte: o próprio autor

Figura 53 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



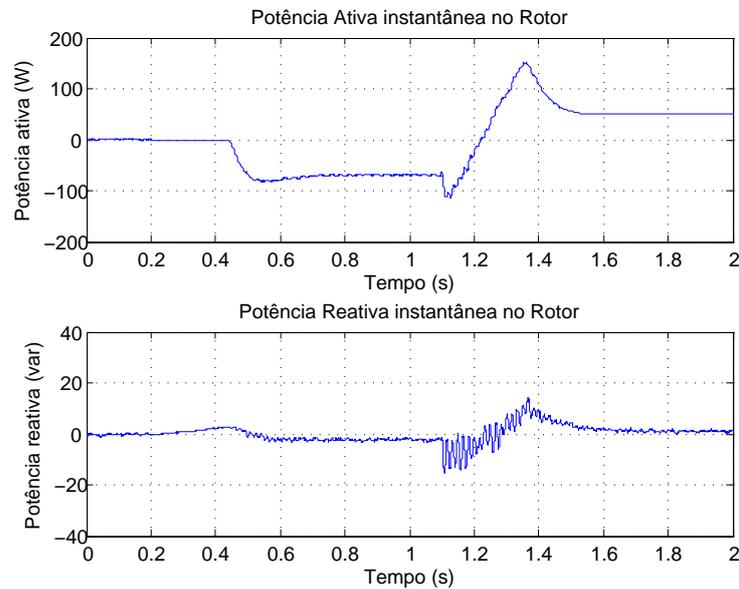
Fonte: o próprio autor

Figura 54 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 55 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

4.1.3 Caso 3 - Variação em degrau da potência reativa de referência do estator

A terceira situação foi utilizada para avaliar o comportamento do sistema para a necessidade de variações de injeção de potência reativa, situação que pode ser exigida da máquina na operação do sistema elétrico e é de importância para a verificação do funcionamento do controle. A simulação inicia com o sistema em regime permanente, após as dinâmicas apresentadas no Caso 1. O controlador de velocidade de referência apresenta a velocidade de referência para a máxima extração de potência da turbina e o barramento c.c. permanece com sua tensão de referência constante em 550 V.

Inicialmente, a potência reativa de referência para o estator permanece em 1750 var, resultando em uma componente direta nula da corrente do rotor. No entanto, em 0,2 segundo de simulação, a potência de referência reduz bruscamente, 1300 var, para atingir uma componente direta da corrente de referência em 1,2 A e, ao tempo de 1,1 segundo, a potência de referência aumenta bruscamente, 2200 var, para atingir uma componente direta da corrente de referência em -1,2 A. Essas duas variações são importantes para avaliar o comportamento do controle quando precisa fornecer ou absorver mais ou menos potência reativa. A velocidade do vento permanece em 10 m/s durante todo o ensaio.

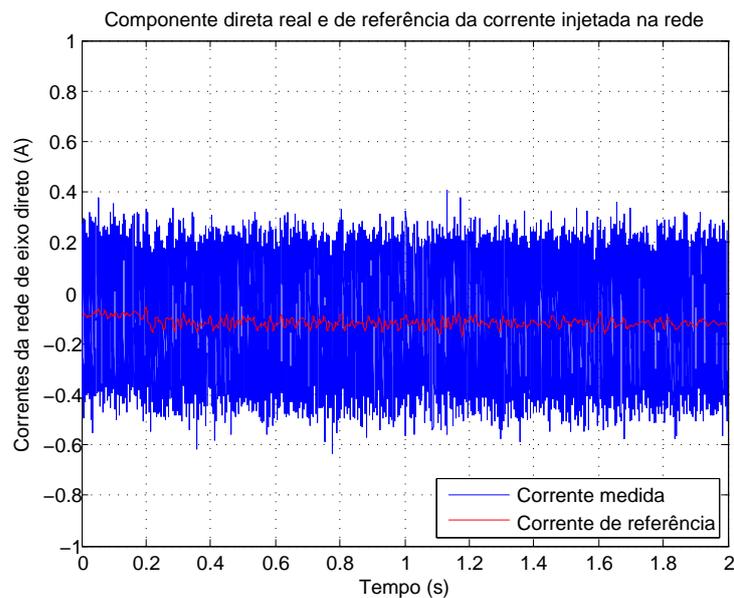
Para o controle do CLR, percebe-se novamente, através das Figuras 56 e 57 que as correntes foram bem controladas, em que a componente de eixo direto manteve a tensão do barramento c.c. constante no valor especificado, Figura 58, e a componente de eixo em quadratura

manteve a injeção de potência reativa pelo conversor nula, ou seja, o fator de potência unitário, conforme a Figura 59. Além disso, verifica-se que a variação da potência reativa de referência praticamente não resultou em mudanças nas curvas, quando comparadas com a primeira situação.

Para o CLM, observa-se que a variação da potência reativa do estator não resultou em variações consideráveis na componente em quadratura, Figura 61, a qual permaneceu impondo o conjugado eletromecânico da máquina que manteve a velocidade controlada e constante, Figura 62. No entanto, as variações da potência reativa de referência variaram a componente de eixo direto da corrente, conforme Figura 60, que resultou em uma variação na potência reativa real, Figura 63, exatamente como esperada.

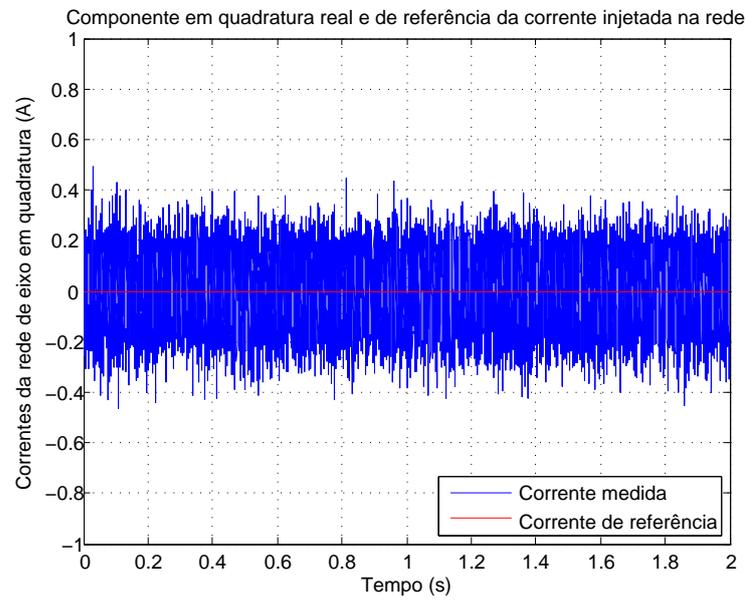
As curvas de potência, Figuras 59, 63 e 64, apresentam as injeções de potência ativa e reativa do CLR, do estator e do rotor. Percebe-se delas que houve uma pequena variação de potência ativa, já que o aumento da corrente também aumenta as perdas e as potências reativas injetadas pelo CLR e pelo estator estão controladas de acordo com a referência.

Figura 56 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



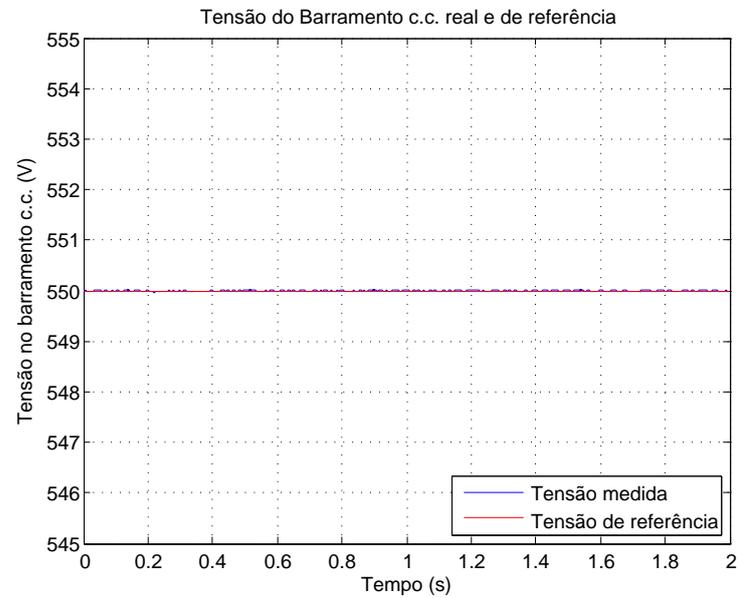
Fonte: o próprio autor

Figura 57 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



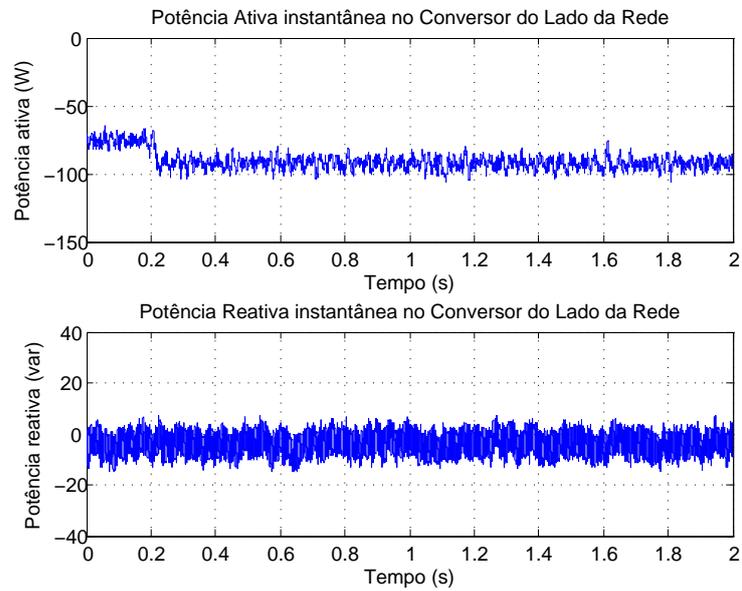
Fonte: o próprio autor

Figura 58 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



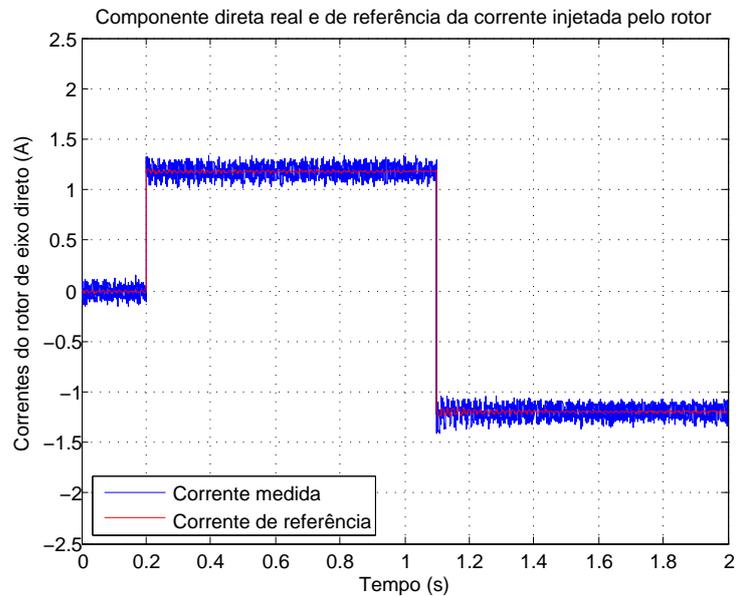
Fonte: o próprio autor

Figura 59 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



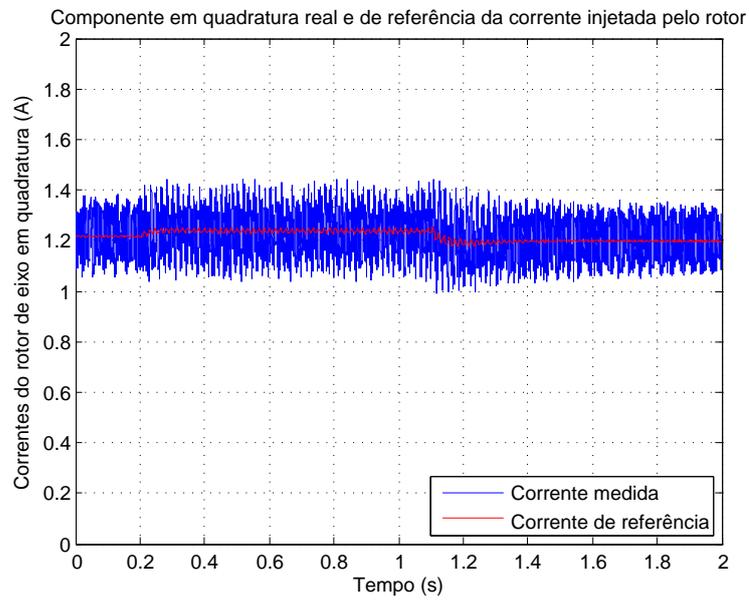
Fonte: o próprio autor

Figura 60 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



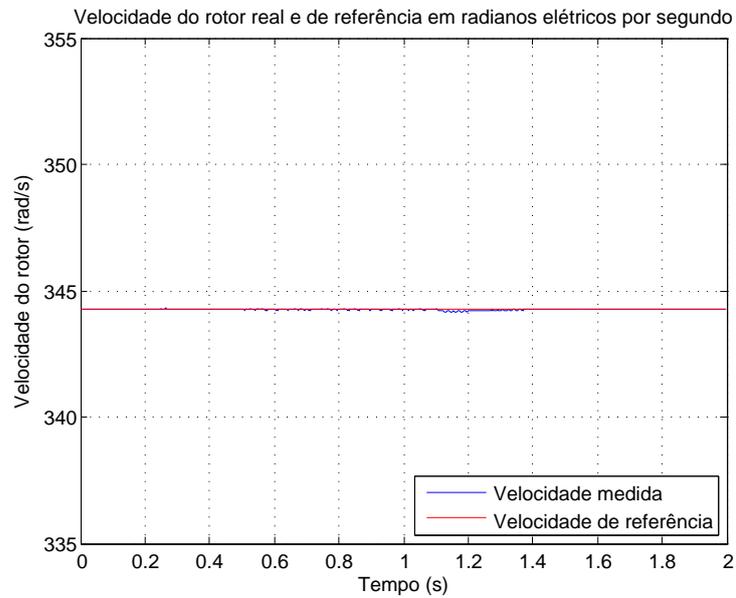
Fonte: o próprio autor

Figura 61 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



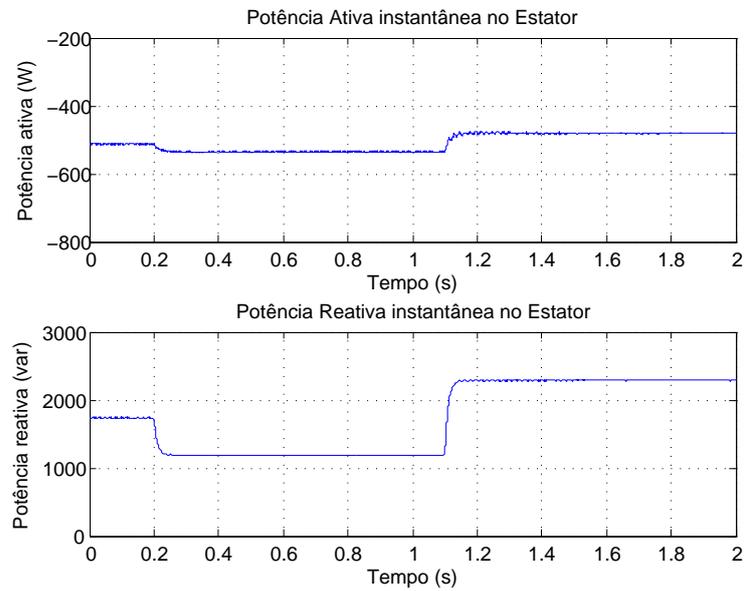
Fonte: o próprio autor

Figura 62 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



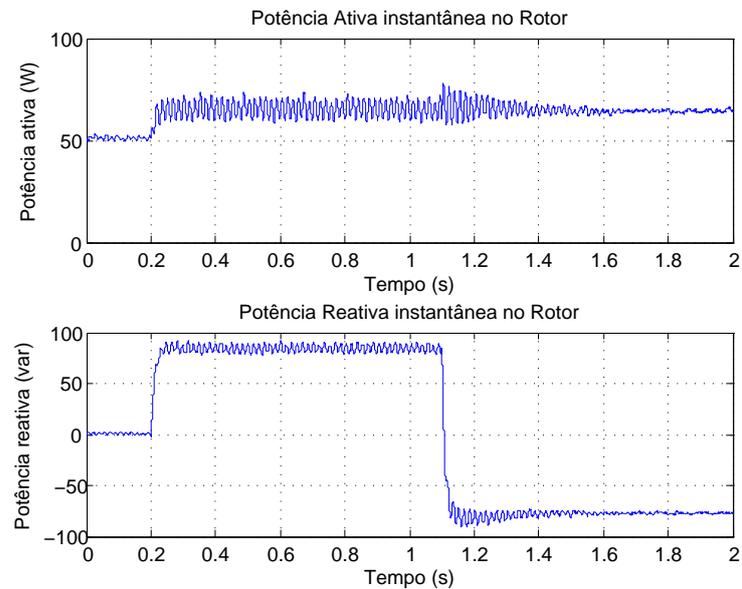
Fonte: o próprio autor

Figura 63 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 64 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

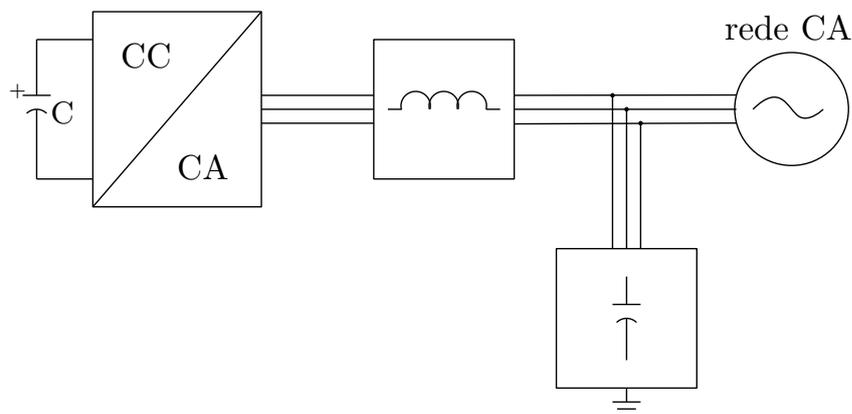
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.2.1 Caso 1 - Conversor do Lado da Rede

O primeiro ensaio experimental foi realizado para avaliar o controle do conversor do lado da rede, conforme a Figura 65. Por funcionar como um conversor Boost - capaz de produzir uma tensão c.c. maior do que o valor de pico da tensão entre fases da rede - o teste verificou se, alimentando o conversor pela rede, o controle é capaz de manter a tensão do barramento c.c. no valor desejado.

Conforme já apresentado na seção anterior, a conexão do CLR à rede foi feita através de um transformador abaixador. A medição da tensão da rede utilizada para o controle, portanto, é feita na baixa tensão do transformador. Foi adotada a tensão do barramento c.c. de referência em 120 V e foi imposto um fator de potência unitário. Desse modo, usa-se a componente em quadratura da corrente do CLR igual a zero para obter a potência reativa nula. A componente de eixo direto da corrente do CLR fica controlada para manter a tensão do barramento c.c. constante. Assim, com o *DFIG* desconectado, iria se obter uma corrente muito pequena para compensar apenas as perdas. Por isso, para uma maior corrente absorvida pelo conversor, foi utilizado um banco de resistores de $60,5\ \Omega$ conectado diretamente no barramento c.c. o que resulta em uma demanda constante de potência do barramento c.c. e, assim, a componente de eixo direto da corrente do CLR terá que atuar para manter a tensão constante.

Figura 65 – Circuito para ensaio do conversor do lado da rede.



Fonte: o próprio autor

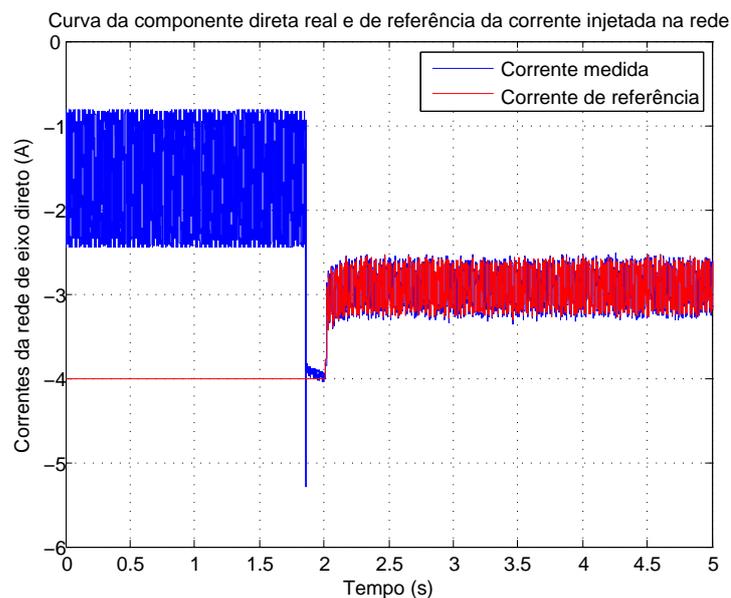
Com isso, os resultados para a tensão no barramento, as correntes em referencial orientado - grandezas controladas - e os fluxos de potência foram obtidos levando em consideração que, até um tempo de aproximadamente 1,8 segundos o controle não estava habilitado, sendo o barramento carregado através dos diodos das chaves. Como as medições estavam sendo realizadas, a referência da componente direta da corrente estava saturada em -4 A pela ação proporcional e a ação integral estava desabilitada enquanto o controle permanecia desabilitado. A partir daí o

controle é habilitado para controlar a tensão do barramento para um valor de 120 V e fator de potência unitário de fluxo de potência. Os resultados estão nas Figuras 66 a 69.

Percebe-se que o controle funcionou bem e, enquanto a componente em quadratura foi controlada em zero, Figura 67, para manter a injeção de potência reativa nula, a componente direta foi mantida constante, Figura 66, para manter a tensão do barramento constante e fornecer a potência demandada pelo banco de resistores.

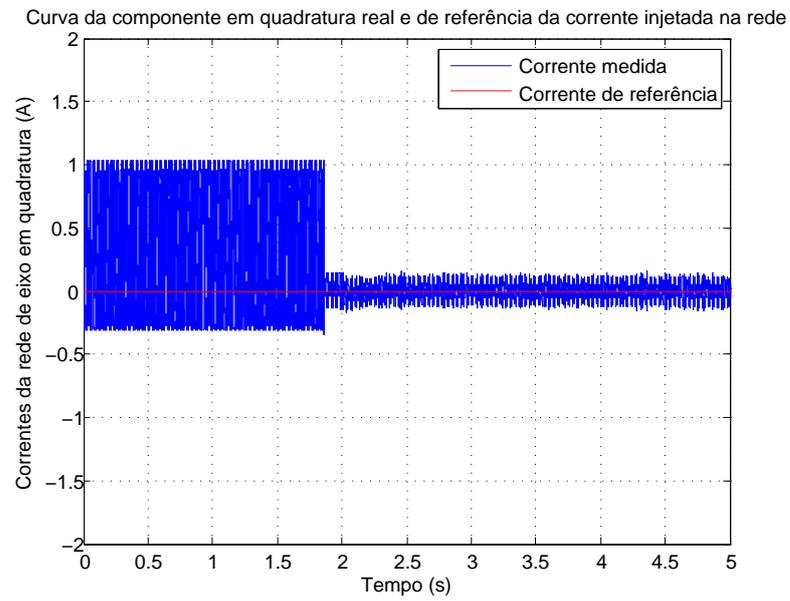
A Figura 69 apresenta bem o funcionamento do conversor. A curva da potência ativa está variando em torno de 260 W . Como a carga foi de $60,5\ \Omega$ e a tensão do barramento de 120 V , verifica-se que a potência da carga é de cerca de 240 W e a diferença condiz com um valor razoável para as perdas do sistema. Isto representa que toda a potência ativa consumida pelo conversor está sendo para atender a carga, o que se comprova pela Figura 68, já que a tensão do barramento c.c. está constante. A curva da potência reativa representa bem o funcionamento do controle da componente em quadratura da corrente, já que se percebe que a potência reativa ficou aproximadamente nula.

Figura 66 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



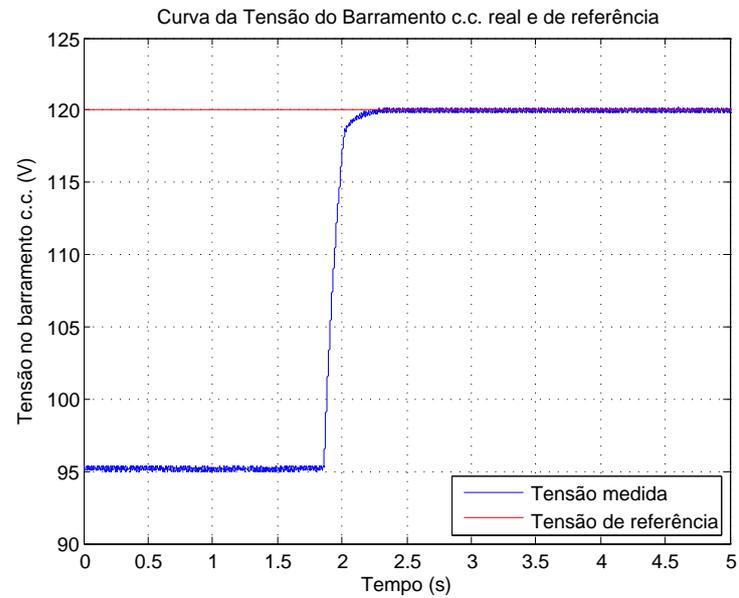
Fonte: o próprio autor

Figura 67 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



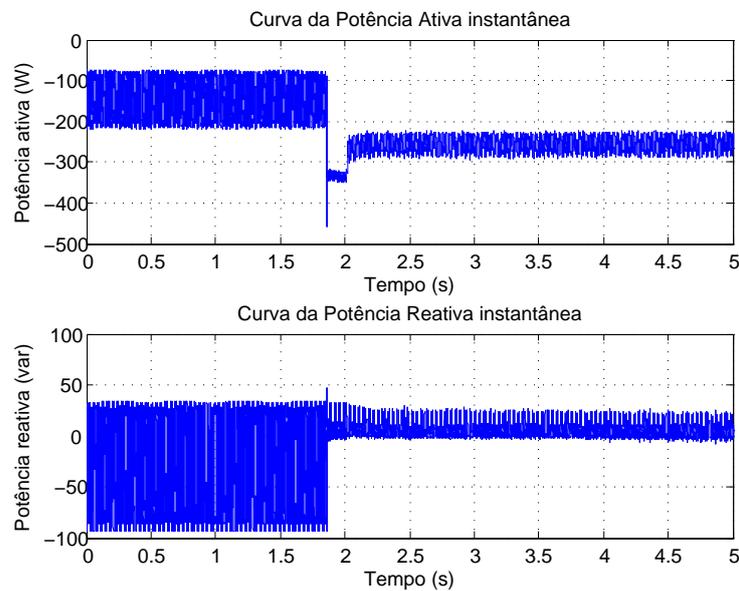
Fonte: o próprio autor

Figura 68 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 69 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor da rede pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

4.2.2 Caso 2 - Variação em degrau da velocidade de referência

Este segundo caso foi similar à segunda situação de simulação, utilizada para avaliar o comportamento do sistema para variações bruscas de velocidade. Os resultados foram registrados com o sistema inicialmente em regime permanente. Como não há uma turbina eólica real, a máquina primária no experimento, conforme apresentado no Capítulo 3 é um motor de indução de gaiola de esquilo acionado por um inversor comercial.

A intenção era que a máquina primária funcionasse impondo um certo valor de conjugado constante. No entanto, antes de habilitar o controle do *DFIG*, isso não poderia ser realizado, já que causaria sobrevelocidade. Assim, optou-se por acionar a máquina primária a velocidade constante, numa velocidade de referência maior do que as velocidades a serem trabalhadas pelo acionamento do *DFIG*, mas com o conjugado limitado a um certo valor desejado. Com isso, antes de se habilitar o controle a velocidade permaneceria constante. Depois, o *DFIG* aplicaria um conjugado de frenagem superior a esse limite para reduzir a velocidade a um valor desejado pelo controle do gerador, que no sistema real seria obtido pelo MPPT, e, em regime permanente, o conjugado contrabalanearia o conjugado de saturação da máquina primária.

Assim, o processo é um pouco diferente em relação à simulação. Após habilitar o controle do CLR, o inversor aciona a máquina primária numa velocidade alta, 70 Hz , em relação às velocidades a serem utilizadas pelo controle do *DFIG*, com o conjugado limitado em 4 Nm , aproximadamente o valor obtido na simulação para uma velocidade de vento de 11 m/s . Assim,

quando o controle do CLM é habilitado, as velocidades são controladas em valores abaixo da referência do inversor da máquina primária, resultando em que ele atua como torque constante.

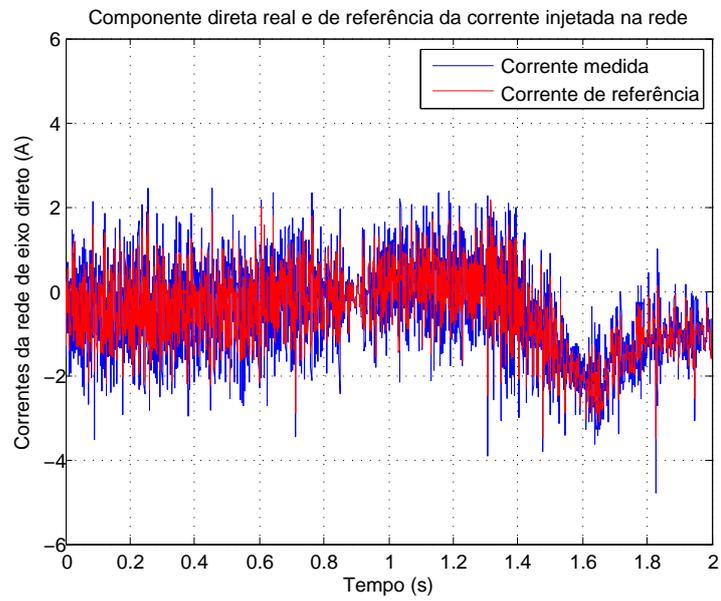
As variações da velocidade de referência foram feitas no controle do CLM para avaliar o comportamento do controle. No entanto, o conjugado primário permanece constante. Assim, com o sistema funcionando inicialmente em regime permanente na velocidade síncrona 60 Hz , as variações são realizadas em 0,6 segundo, com a velocidade aumentando bruscamente para 66 Hz , e em 1,3 segundo, com a velocidade variando bruscamente para 54 Hz .

Para o controle do CLR, percebe-se, através das Figuras 70 e 71 que as correntes foram bem controladas, em que a componente de eixo direto manteve a tensão do barramento c.c. aproximadamente constante no valor especificado de 120 V , conforme explicado no Caso 2 da simulação e apresentado na Figura 72, e a componente de eixo em quadratura manteve a injeção de potência reativa pelo conversor praticamente nula, ou seja, o fator de potência aproximadamente unitário, conforme a Figura 73. Verifica-se, na corrente de eixo direto, que a variação na velocidade do vento significa a variação da potência fornecida pela máquina à rede, o que impacta diretamente no controle dessa componente, a qual controla a injeção de potência ativa pelo conversor do lado da rede.

Todavia, para o CLM, percebe-se que, para uma referência de potência reativa de 1750 var pelo estator, Figura 77, a componente de eixo direto da corrente foi mantida aproximadamente nula, conforme Figura 51 e basicamente não variou com a mudança da velocidade de referência. Já a componente em quadratura, Figura 75, impôs o conjugado eletromecânico da máquina para o controle da velocidade, Figura 76 de acordo com cada situação.

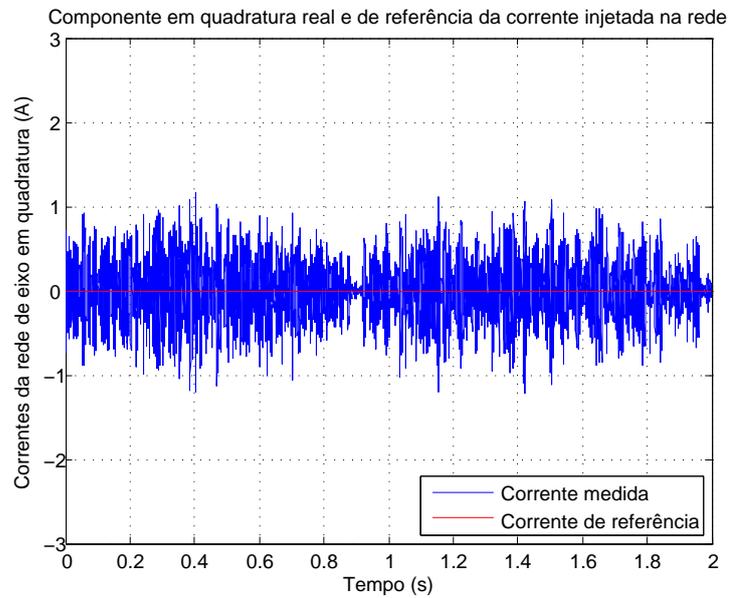
Dessa forma, verifica-se que, quando é necessário que a velocidade aumente, o conjugado eletromecânico, através da componente em quadratura da corrente, foi mantido nulo, enquanto que, para redução da velocidade, o conjugado atua diretamente. Assim, a máquina primária é a responsável por acelerar o eixo, enquanto o gerador é o responsável pela frenagem. Portanto, o controle agiu corretamente e a velocidade atingiu a referência em regime permanente.

Figura 70 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



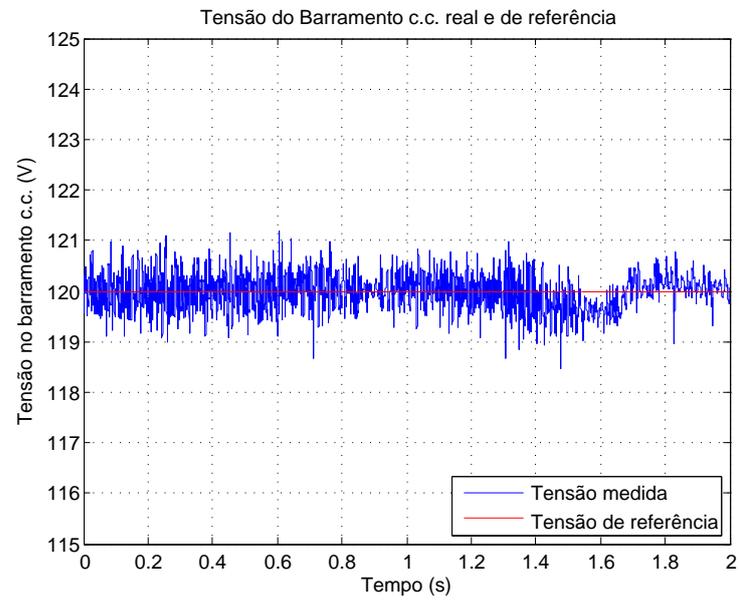
Fonte: o próprio autor

Figura 71 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



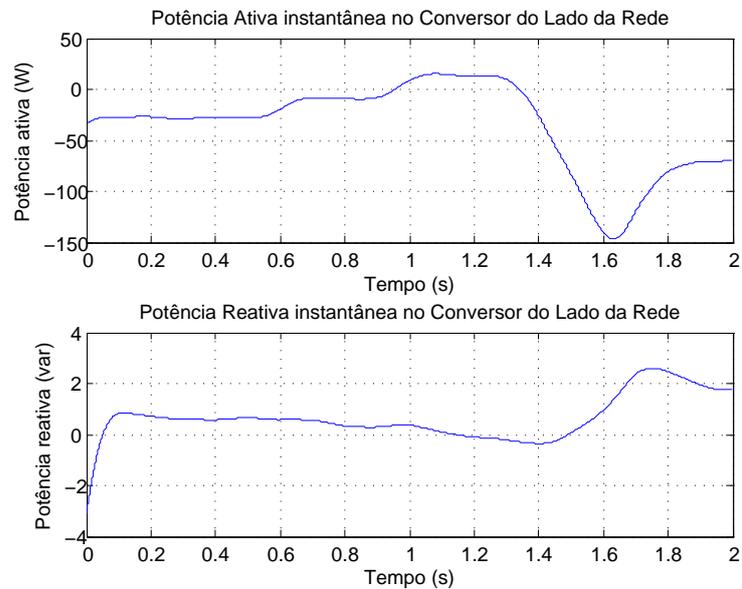
Fonte: o próprio autor

Figura 72 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



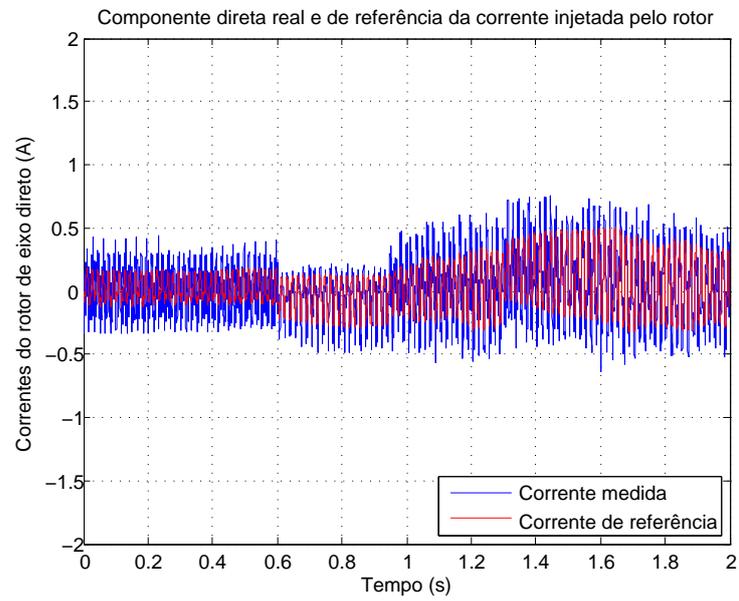
Fonte: o próprio autor

Figura 73 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



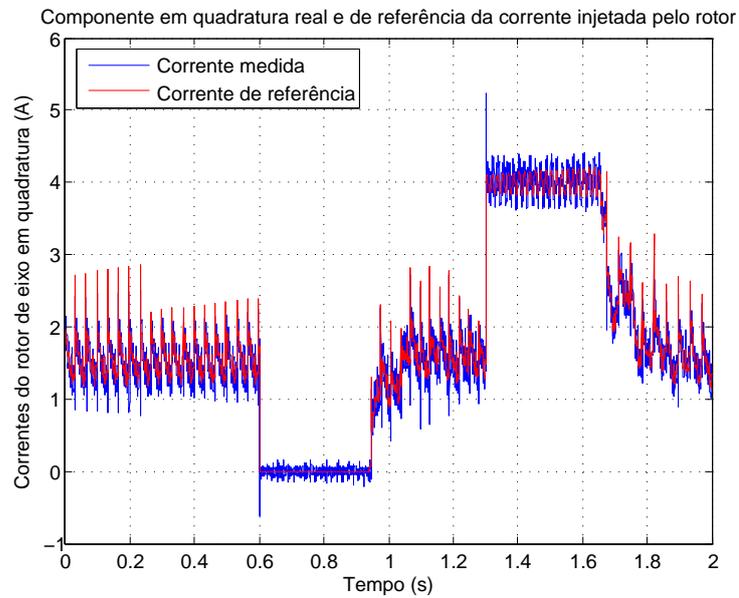
Fonte: o próprio autor

Figura 74 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



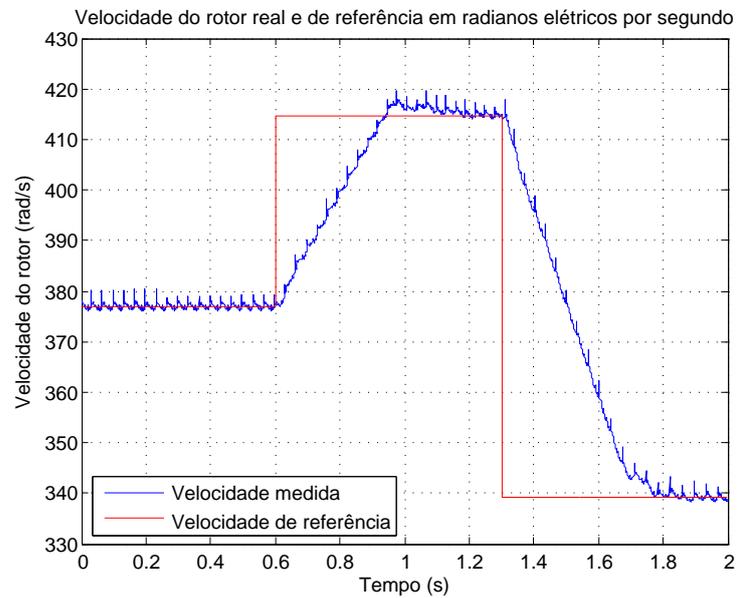
Fonte: o próprio autor

Figura 75 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



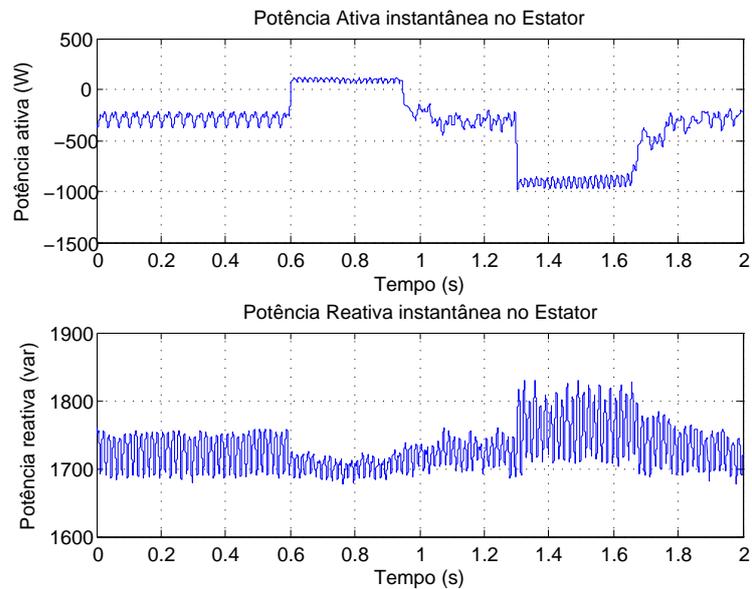
Fonte: o próprio autor

Figura 76 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



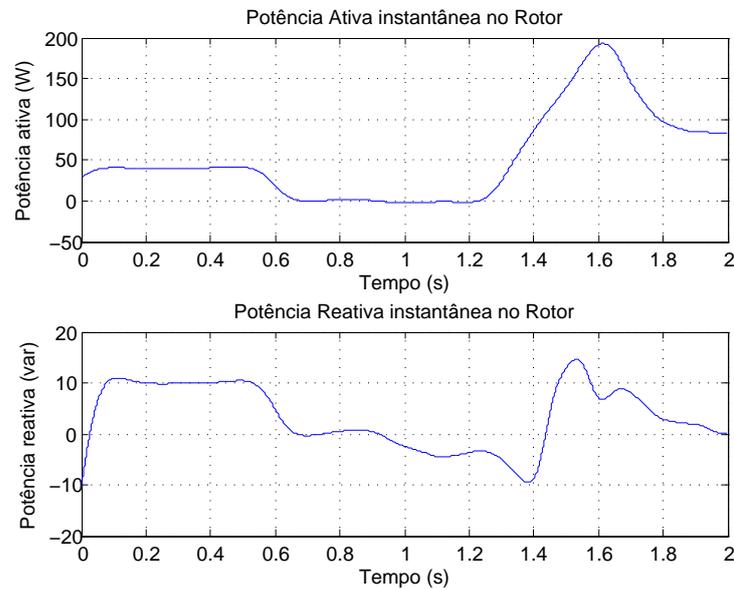
Fonte: o próprio autor

Figura 77 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 78 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

As curvas de potência, Figuras 73, 77 e 78, apresentam as injeções de potência ativa e reativa do CLR, do estator e do rotor. É importante ressaltar que, embora este ensaio tenha avaliado o comportamento dos controles para a variação da velocidade de referência, como a variação do conjugado primário neste ponto não foi feita, não foi possível se modificar os modos de operação do *DFIG*. Por isso, sempre que a máquina atinge o regime permanente, pode se observar que a potência ativa do estator tende a um mesmo valor e que não há mudança de sinal na potência ativa do rotor.

• Comparação entre os casos 2 da simulação e do experimento

Para o CLR, a variação da velocidade de referência não deveria modificar o controle da potência reativa injetada pelo CLR. Isto foi observado, tanto na simulação, quanto no experimento, conforme as Figuras 48 e 71 das componentes em quadratura da corrente do CLR e conforme as Figuras 50 e 73 das potências reativas. Além disso, para o CLM, essa variação também não deveria modificar o controle da potência reativa injetada pelo estator, resultado também observado, conforme as Figuras 51 e 74 das componentes de eixo direto da corrente do rotor e conforme as Figuras 54 e 77 das potências reativas.

Todavia, a mudança da velocidade de referência impacta diretamente na componente em quadratura do rotor, a qual controla o conjugado aplicado, e que vai impactar diretamente na potência ativa extraída pelo gerador. Esses resultados foram observados também, de forma

coerente com o esperado. As correntes, nas Figuras 52 e 75, atuaram de forma coerente com o observado pela velocidade nas Figuras 53 e 76, com a corrente saturando quando necessário freiar o eixo para reduzir a velocidade e com a corrente nula quando necessário deixar a máquina primária acelerar o conjunto rotor. As Figuras 47 e 70 apresentam uma pequena variação na componente de eixo direto da corrente do CLR justamente necessária para manter a tensão do barramento c.c. constante, Figuras 49 e 72, quando da ocorrência da variação da potência ativa.

As curvas das potências apresentam as maiores diferenças entre os resultados da simulação e do experimento, mas já eram esperadas, uma vez que o conjugado primário não variou no ensaio do experimento. Assim, enquanto na simulação foi possível, com as variações de velocidade escolhidas, apresentar os diferentes modos de operação e variações nos patamares de potência gerada pelo estator, no experimento apenas foi possível variar a velocidade e os modos de operação, mas a potência ativa extraída pelo estator permaneceu, em regime permanente, constante. Já a potência ativa gerada pelo rotor apresenta diferenças em relação à simulação devido as perdas do sistema, que estão na ordem da potência gerada. As Figuras 50 e 73 das potências do CLR, 54 e 77 das potências do estator e 55 e 78 das potências do rotor apresentam bem essas diferenças.

Assim, os resultados obtidos para estes casos validam a montagem experimental no que tange o controle de velocidade, além do controle do conversor do lado da rede conforme já validado pelo caso 1 do experimento.

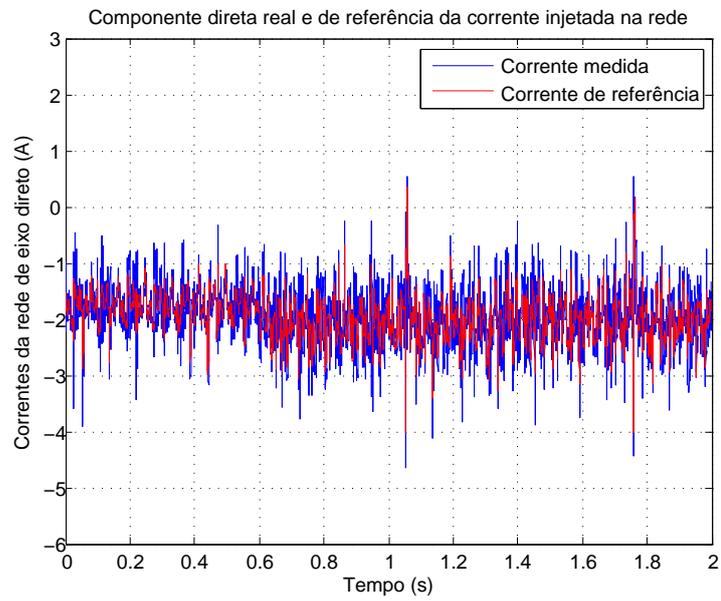
4.2.3 Caso 3 - Variação em degrau da potência reativa de referência do estator

O terceiro caso foi utilizado para avaliar o comportamento do sistema para a necessidade de variações de injeção de potência reativa, da mesma forma que na simulação. Os resultados foram registrados com o sistema inicialmente em regime permanente. O barramento c.c. permanece com sua tensão de referência constante em 120 V.

Inicialmente, a potência reativa de referência para o estator permanece em 1750 var, resultando em uma componente direta nula da corrente do rotor. No entanto, em 0,6 segundo, a potência de referência reduz bruscamente, 1300 var, para atingir uma componente direta de referência em 1,2 A e, ao tempo de 1,3 segundo, a potência de referência aumenta bruscamente, 2200 var, para atingir uma componente direta de referência em -1,2 A. A velocidade de referência permaneceu em 54 Hz durante todo o ensaio.

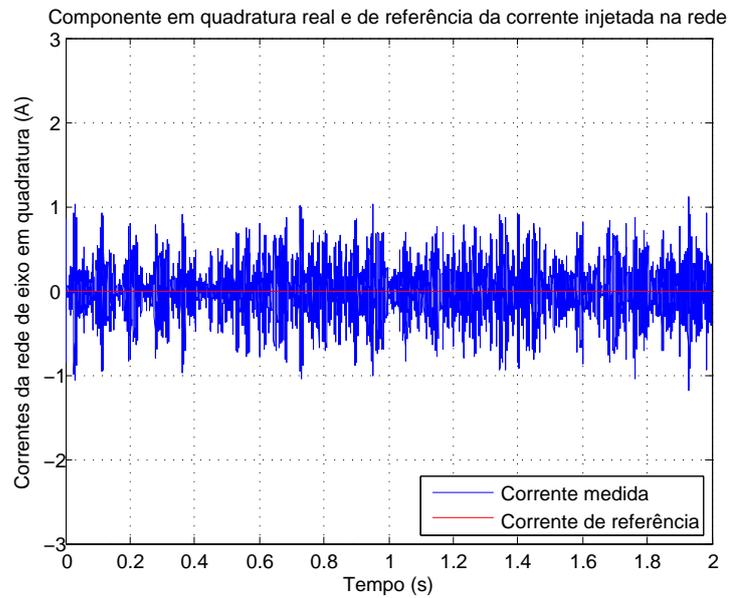
Para o controle do CLR, percebe-se novamente, através das Figuras 79 e 80 que as correntes foram bem controladas, em que a componente de eixo direto manteve a tensão do barramento c.c. constante no valor especificado, Figura 81, e a componente de eixo em quadratura manteve a injeção de potência reativa pelo conversor praticamente nula, ou seja, o fator de potência aproximadamente unitário, conforme a Figura 82.

Figura 79 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



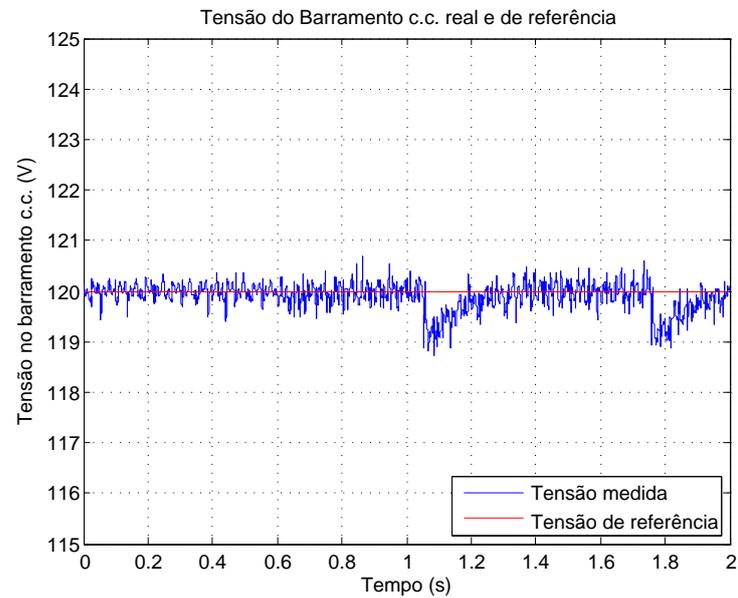
Fonte: o próprio autor

Figura 80 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



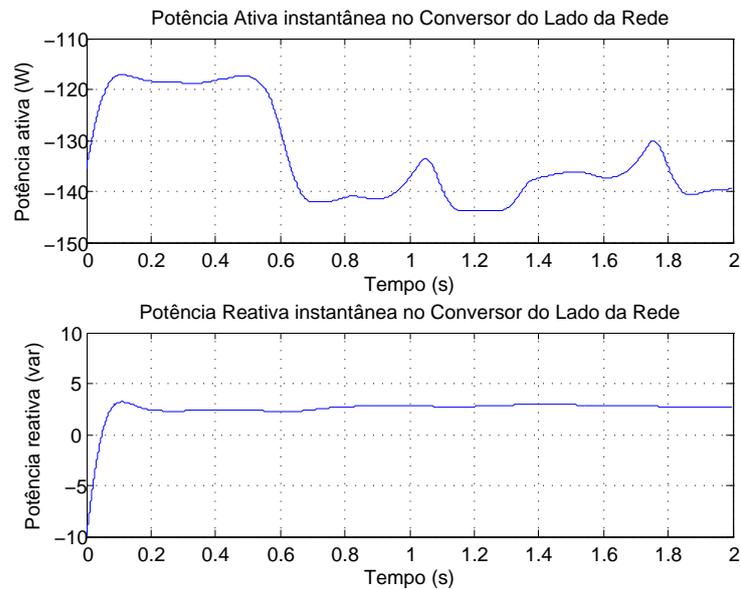
Fonte: o próprio autor

Figura 81 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



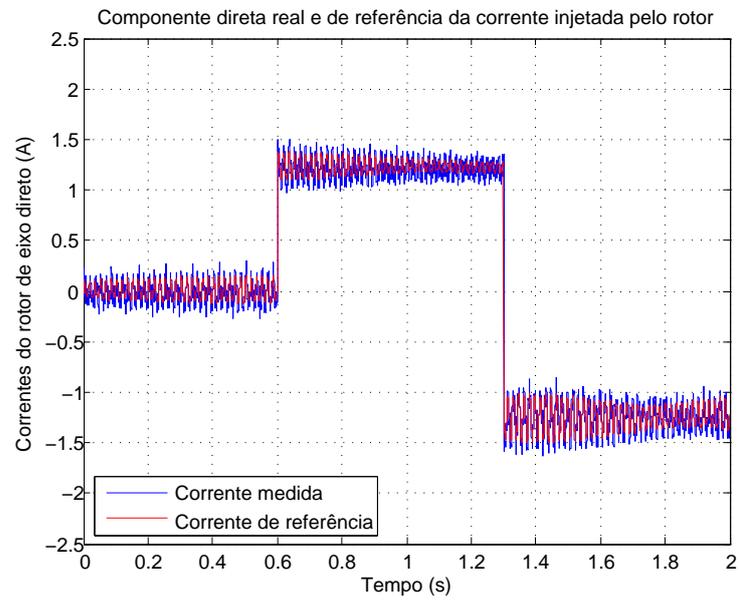
Fonte: o próprio autor

Figura 82 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



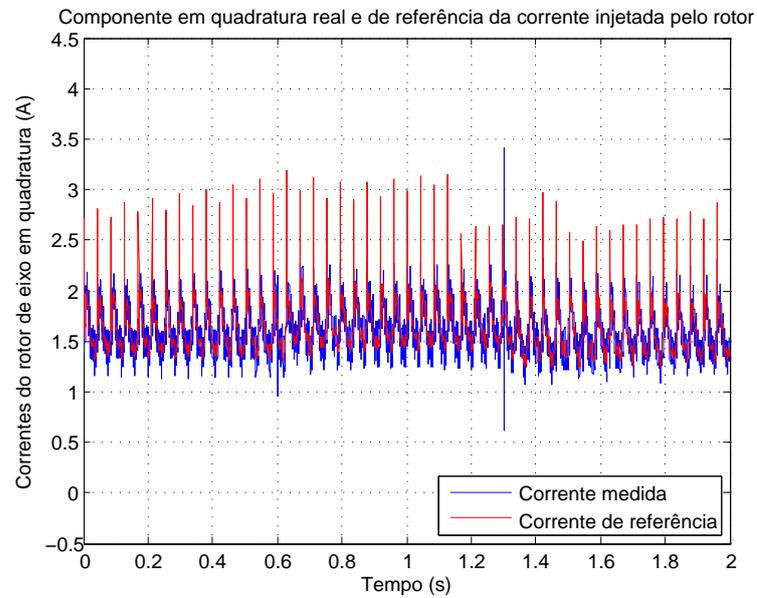
Fonte: o próprio autor

Figura 83 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



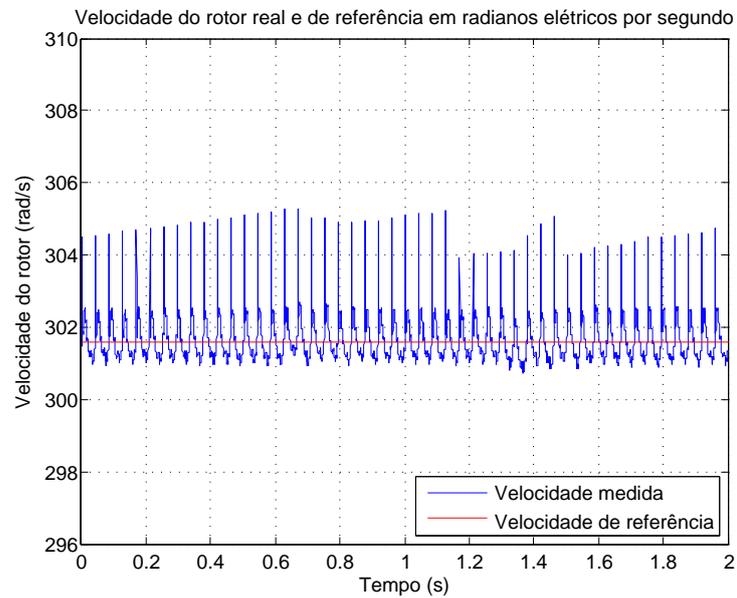
Fonte: o próprio autor

Figura 84 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



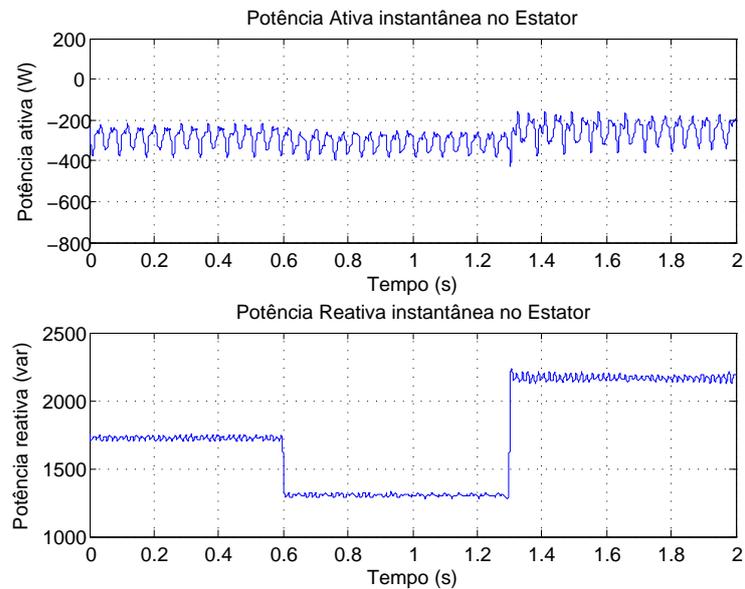
Fonte: o próprio autor

Figura 85 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



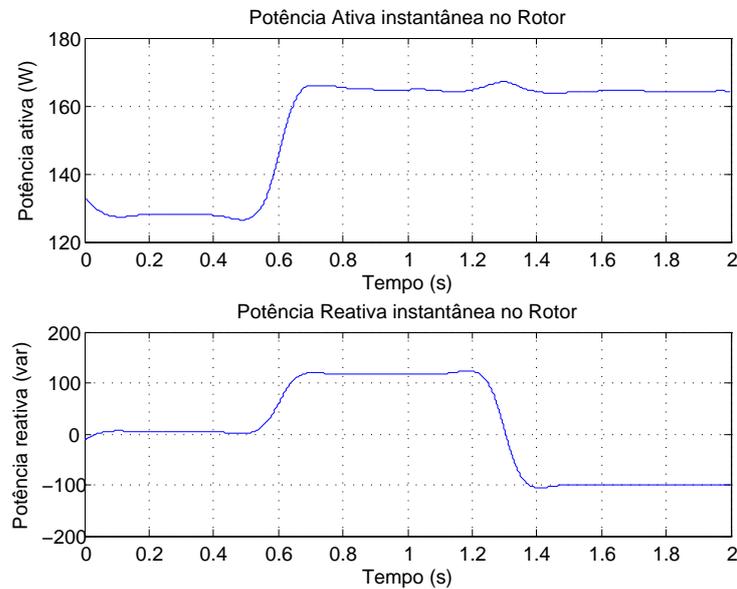
Fonte: o próprio autor

Figura 86 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 87 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Para o CLM, observa-se que a variação da potência reativa do estator não resultou em variações consideráveis na componente em quadratura, Figura 84, a qual permaneceu impondo o conjugado eletromecânico da máquina que manteve a velocidade controlada e constante, Figura 85. No entanto, as variações da potência reativa de referência variaram a componente de eixo direto da corrente, conforme Figura 83, que resultou em uma variação na potência reativa real, Figura 86, conforme esperada.

As curvas de potência, Figuras 82, 86 e 87, apresentam as injeções de potência ativa e reativa do CLR, do estator e do rotor. Percebe-se delas que houve uma pequena variação de potência ativa, já que o aumento da corrente também aumenta as perdas e as potências reativas injetadas pelo CLR e pelo estator estão controladas de acordo com a referência.

• Comparação entre os casos 3 da simulação e do experimento

A variação da potência reativa do estator de referência deveria modificar apenas o controle da componente de eixo direto da corrente do rotor, tanto na simulação, quanto no experimento, não impactando nos demais controles. Isso foi observado, conforme as Figuras 60 e 83, que apresentam a variação da componente de eixo direto da corrente do rotor de acordo com o esperado. Além disso, conforme as Figuras 57 e 80 das componentes em quadratura da corrente do CLR e conforme as Figuras 59 e 82 das potências reativas, percebe-se que o controle de reativo do CLR não foi influenciado. As Figuras 56 e 79 apresentam que a componente de

eixo direto da corrente do CLR, necessária para manter a tensão do barramento c.c. constante, Figuras 58 e 81, também não sofreram a variação, conforme esperado. Por fim, para o CLM, essa variação também não modificou o controle da velocidade do rotor, resultado também observado, conforme as Figuras 61 e 84 das componentes de eixo em quadratura da corrente do rotor e conforme as Figuras 62 e 85 da velocidade de referência.

As curvas das potências ativas apresentam diferenças com a variação da potência reativa do estator de referência, mas já eram esperadas, uma vez que o aumento da corrente aumenta as perdas no sistema. As Figuras 59 e 82 das potências do CLR e 64 e 78 das potências do rotor apresentam bem as perdas. Ademais, percebe-se que a variação da potência reativa do estator produziu resultados muito similares, tanto na simulação, quanto na prática, conforme as Figuras 63 e 86, apresentando os patamares obtidos para os degraus de $0 A$, $1, 2 A$ e $-1, 2 A$ da componente de eixo direto da corrente do rotor.

Assim, os resultados obtidos para estes casos validam complementam os anteriores, por fim, validando por completo a montagem experimental e a estratégia de controle empregada.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

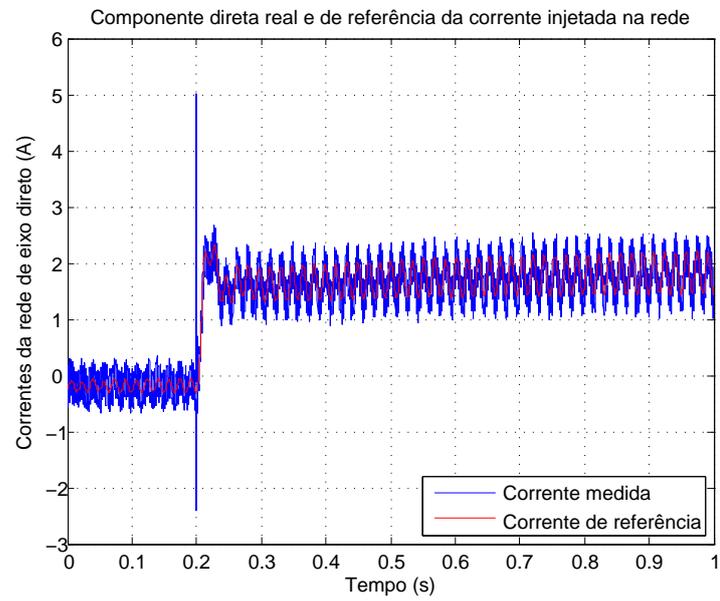
A estratégia de controle empregada (GUIMARAES et al., 2004) possibilitou, conforme apresentado neste Capítulo, a validação da montagem experimental, através dos resultados obtidos serem como esperado e de acordo com a simulação. Assim, os controles adotados (GUIMARAES et al., 2004) foram escolhidos por sua fácil implementação para realização desse objetivo. No entanto, é importante ressaltar que, de acordo com os requisitos dos Procedimentos de Rede, Capítulo 1, existem situações de operação que podem ocorrer e que podem exigir da máquina um controle especial, como, por exemplo, em afundamentos de tensão.

A fim de enfatizar a necessidade de implementação de outras estratégias de controle, apresentam-se a seguir uma simulação considerando a ocorrência de afundamento de tensão. Resultados experimentais correspondentes a esses casos foram deixados para trabalhos futuros, voltados especificamente para a avaliação de estratégias visando à mitigação dos efeitos dos afundamentos, de modo a cumprir as exigências dos Procedimentos de Rede.

4.3.1 Comportamento em afundamento de tensão

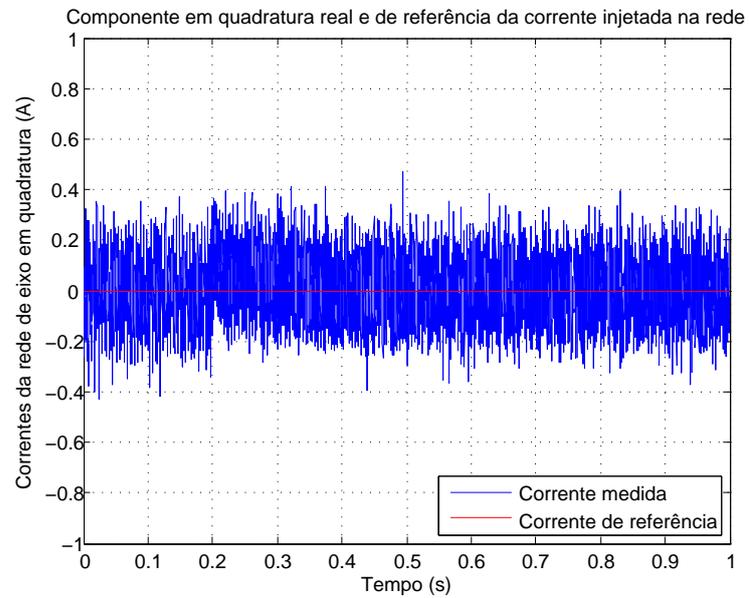
A Figura 2 apresenta os níveis de tensão e o tempo em que o gerador deve permanecer conectado à rede. Estando o sistema simulado em regime permanente, de acordo com o Caso 1 da Simulação, houve a ocorrência de um afundamento trifásico de 50 % com 0,2 segundo de simulação para avaliar o comportamento da estratégia de controle para essa situação de operação. Assim, foram obtidos os resultados apresentados nas Figuras 88 a 96.

Figura 88 – Gráfico da corrente de eixo direto do CLR pelo tempo.



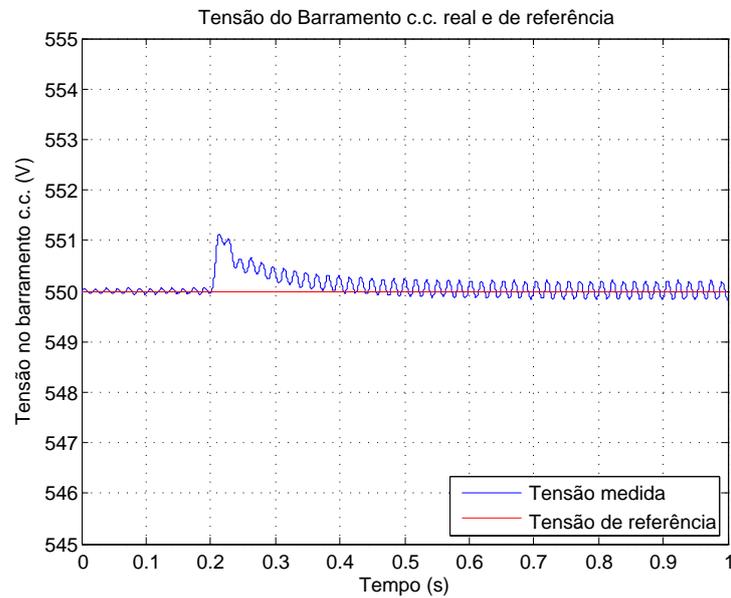
Fonte: o próprio autor

Figura 89 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do CLR pelo tempo.



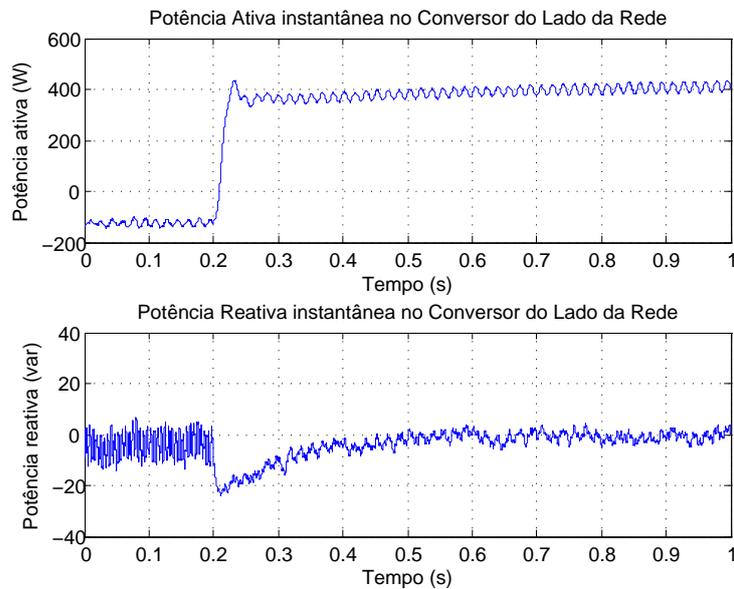
Fonte: o próprio autor

Figura 90 – Gráfico da tensão do barramento c.c. pelo tempo.



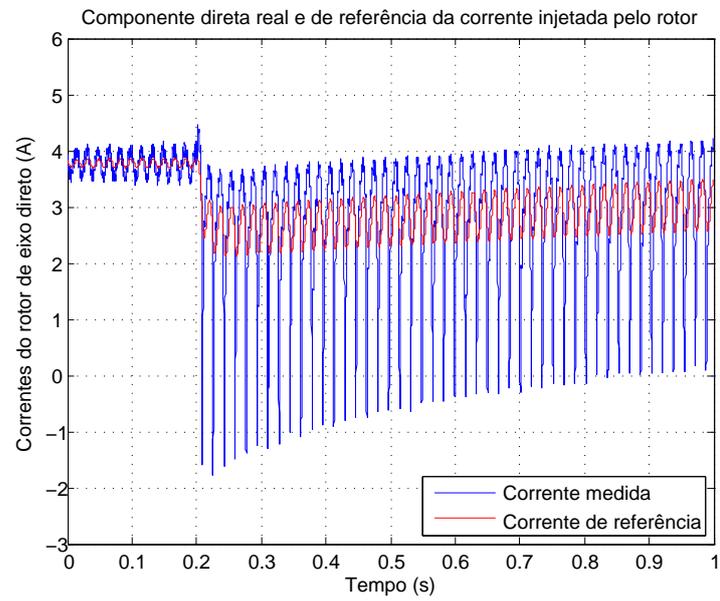
Fonte: o próprio autor

Figura 91 – Gráfico das potências ativa e reativa do conversor do lado da rede pelo tempo.



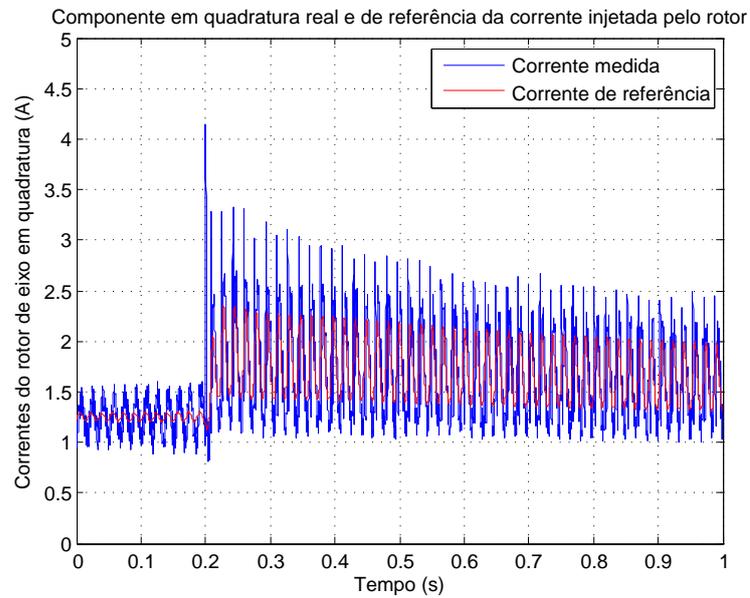
Fonte: o próprio autor

Figura 92 – Gráfico da corrente de eixo direto do rotor pelo tempo.



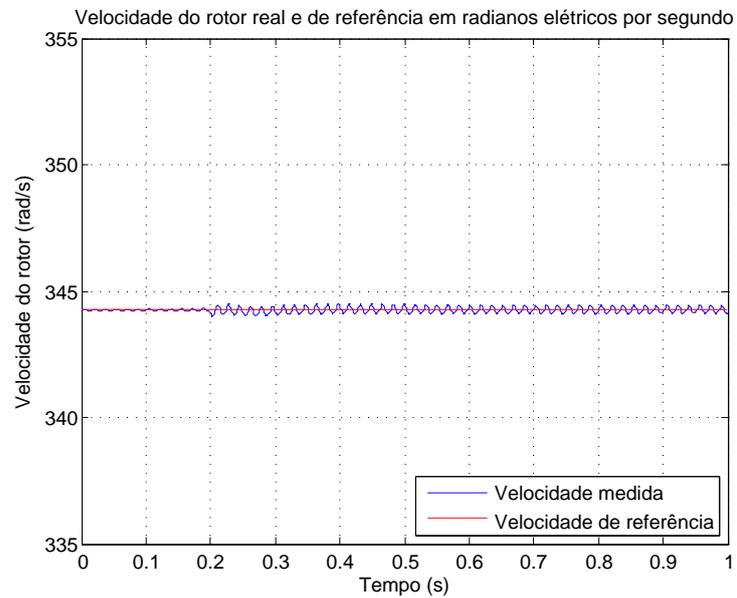
Fonte: o próprio autor

Figura 93 – Gráfico da corrente de eixo em quadratura do rotor pelo tempo.



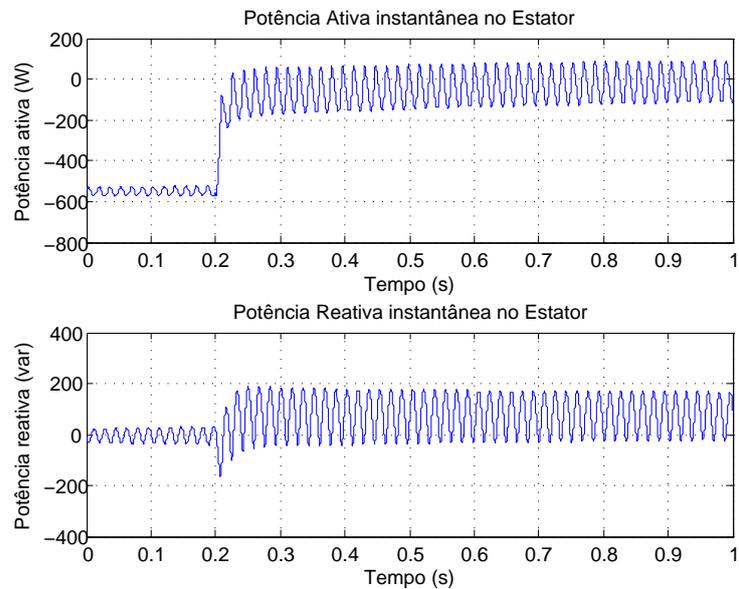
Fonte: o próprio autor

Figura 94 – Gráfico da velocidade do rotor pelo tempo.



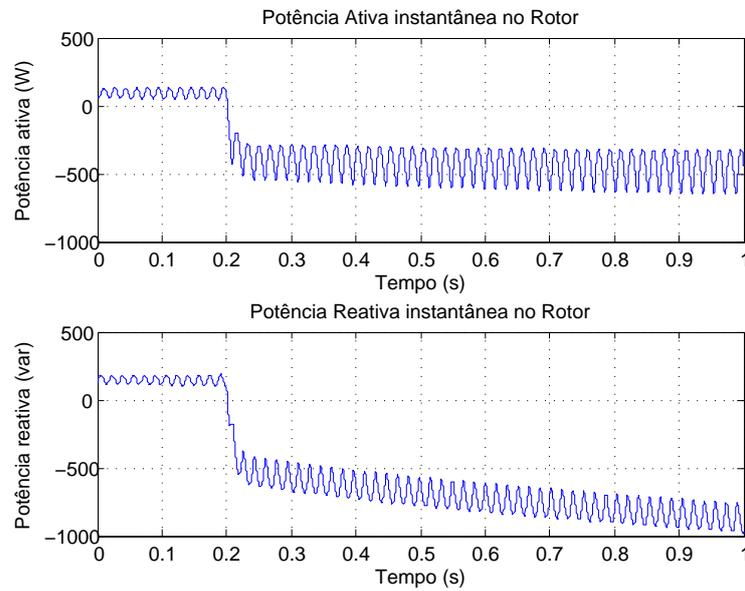
Fonte: o próprio autor

Figura 95 – Gráfico das potências ativa e reativa do estator pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Figura 96 – Gráfico das potências ativa e reativa do rotor pelo tempo.



Fonte: o próprio autor

Desses resultados, pode se chamar a atenção à considerável elevação dos níveis da corrente do rotor, bem como da potência processada por ele. Isso significa que, dependendo do tipo da falta, de sua intensidade e do momento em que a mesma ocorra, podem ocorrer danos a componentes do sistema, como as chaves dos conversores, por sobrecorrentes. A suportabilidade a afundamentos de tensão é um ponto de bastante cuidado e que a literatura já apresenta diversas formas de resolver, desde inclusão de banco de resistores para a drenagem das elevadas correntes a modificações em topologia e controle, como por exemplo em Flannery e Venkataramanan (2007) e Flannery e Venkataramanan (2009). A dificuldade em controlar as correntes do rotor decorre das variações transitórias nas tensões do rotor, as quais são decorrentes das oscilações de fluxo na máquina causados pela variação brusca na tensão do estator. O objetivo deste trabalho é a montagem da bancada experimental e a estratégia de controle adotada teve apenas como foco validar seu funcionamento e não atender imediatamente a todos os requisitos de Rede.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho teve como objetivo a construção de uma bancada experimental versátil, capaz de realizar ensaios das diferentes técnicas existentes da aplicação do *DFIG* para geração de energia eólica, obedecendo aos critérios dos procedimentos de rede, para efeitos comparativos e investigativos. Para isso, foi escolhida uma técnica de controle dos conversores mais simples como ponto de partida.

A partir dos resultados de simulação e experimentais, observou-se que o controle adotado foi adequado e capaz de controlar a máquina em diversas situações de operação, como variação da velocidade do vento e da injeção ou absorção de reativo da rede. Esses resultados foram importantes para validar a montagem da bancada para acionamento do *DFIG*. Devido aos benefícios apontados na literatura para o uso dessa máquina, como o processamento pelo rotor de cerca de 30 % do total da potência da máquina, de acordo com o escorregamento, tem-se como resultado conversores de menor custo, já que necessitam de potência máxima bem mais reduzida que a potência máxima da máquina e de uma implementação simples, como obtido neste texto.

Entretanto, os procedimentos de rede exigem o funcionamento da máquina em situações anormais de operação em que o sistema deverá estar preparado para responder, como a afundamentos de tensão. A bancada experimental montada facilita o processo de análise de diversas estratégias de controle de conversores, tendo em vista ser modulada em partes que permitem a substituição de parte do sistema para análise de diferentes topologias. Em nível de simulação, foi apresentado que a estratégia de controle empregada não consegue atender plenamente aos requisitos quanto a afundamentos de tensão, resultando na necessidade de avaliação de diferentes técnicas que possam ser mais adequadas.

Dessa forma, conclui-se que os objetivos estabelecidos para montar um protótipo de laboratório para os ensaios foram atingidos de modo satisfatório. Portanto, a partir dos resultados obtidos com esse trabalho, diversos outros poderão ser realizados, com o apoio de uma bancada experimental para confirmar os resultados esperados de acordo com as simulações.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Em seguida, são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com o tema desta dissertação:

- Análises de controles dos conversores existentes para verificar o comportamento do sistema durante afundamentos de tensão;
- Estratégias de controle para acionamento da máquina que atendam os procedimentos de rede quanto à injeção de corrente reativa;

- Topologias e estratégias de controle que possibilitem a redução de custos no sistema de conversão de potência.

REFERÊNCIAS

- ABAD, G. et al. *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. Citado na página 35.
- AGRELA, L. *Produção de energia eólica na Dinamarca excede demanda do país*. [S.l.], 2015. 1 p. Disponível em: <<http://exame.abril.com.br/tecnologia/noticias/producao-de-energia-eolica-na-dinamarca-excede-demanda-do-pais>>. Acesso em: 21/01/2016. Citado na página 17.
- ARCANJO, M. A. de C. *Controle Discreto de Sinais Trifásicos Distorcidos e Desbalanceados Baseado na Transformada de Fourier de Vetores Espaciais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2013. Citado na página 29.
- BORGES, A. *Usinas eólicas vão gerar 12 % da energia do País*. [S.l.], 2015. 1 p. Disponível em: <<http://exame.abril.com.br/economia/noticias/usinas-eolicas-va-gerar-12-da-energia-do-pais>>. Acesso em: 21/01/2016. Citado na página 17.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2012. Citado na página 43.
- BRASIL, P. *Em 2015, Brasil duplica sua produção de energia eólica*. [S.l.], 2015. 1 p. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2015/08/em-2015-brasil-duplica-sua-producao-de-energia-eolica>>. Acesso em: 21/01/2016. Citado na página 17.
- BRASIL, P. *Capacidade de geração eólica cresce 56,9 % no Brasil em 2015*. [S.l.], 2016. 1 p. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2016/01/capacidade-de-geracao-eolica-tem-crescimento-de-56-9-em-2015>>. Acesso em: 09/07/2017. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- CRESESB. *Atlas do Potencial Eólico Brasileiro*. [S.l.]: Camargo Shubert Engenharia Eólica, True Wind Solutions, CEPEL, 2001. Citado na página 19.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, 1951. Citado na página 25.
- EWEA. *Wind in power: 2010 European statistics*. [S.l.], 2011. 11 p. Disponível em: <http://www.ewea.org/fileadmin/files/library/publications/statistics/EWEA_Annual_Statistics_2010.pdf>. Acesso em: 21/01/2016. Citado na página 17.
- EWEA. *Wind in power: 2014 European statistics*. [S.l.], 2015. 12 p. Disponível em: <<http://www.ewea.org/fileadmin/files/library/publications/statistics/EWEA-Annual-Statistics-2014.pdf>>. Acesso em: 21/01/2016. Citado na página 17.
- FERREIRA, A. C.; BLASQUES, L. C. M.; PINHO, J. T. Avaliações a respeito da evolução das capacidades contratada e instalada e dos custos da energia eólica no Brasil: do proinfa aos leilões de energia. *Revista Brasileira de Energia Solar*, V, n. 1, p. 82–91, 2014. Citado na página 19.

FITZGERALD, A. E.; JR., C. K.; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas com introdução à Eletrônica de Potência*. 6. ed. [S.l.]: Bookman, 2006. Citado na página 52.

FLANNERY, P.; VENKATARAMANAN, G. A unified architecture for doubly fed induction generator wind turbines using a parallel grid side rectifier and series grid side converter. In: *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1442–1449. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 99.

FLANNERY, P. S.; VENKATARAMANAN, G. Unbalanced voltage sag ride-through of a doubly fed induction generator wind turbine with series grid-side converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 5, p. 1879–1887, 2009. Citado na página 99.

GUIMARAES, A. C. S. L. et al. Doubly fed induction generators active and reactive power control. *11TH International Power Electronics and Motion Control Conference - EPE/PEMC*, v. 1, n. 6, 2004. Citado 4 vezes nas páginas 28, 31, 36 e 94.

GWEC. *Global Wind Statistics 2014*. [S.l.], 2015. 4 p. Disponível em: <http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2015/02/GWEC_GlobalWindStats2014_FINAL_10.2.2015.pdf>. Acesso em: 21/01/2016. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.

IEEE. Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. *IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996)*, 2004. Citado na página 51.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 3. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 28.

MME. *Energia Eólica no Brasil e Mundo*. [S.l.], 2016. 8 p. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/documents/10584/3894319/Energia+E%C3%B3lica+-+ano+ref++2015+%283%29.pdf/f5ca897d-bc63-400c-9389-582cd4f00ea2>>. Acesso em: 27/06/2017. Citado na página 19.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2002. Citado na página 39.

NEVES, F. A. S. et al. A space-vector discrete fourier transform for unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2858–2867, 2010. Citado na página 29.

NEVES, F. A. S. et al. Digital filters for fast harmonic sequence component separation of unbalanced and distorted three-phase signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 10, p. 3847–3859, 2012. Citado na página 29.

NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. 3. ed. [S.l.]: Wiley, 2000. Citado na página 54.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. 1. ed. [S.l.]: Clarendon Press, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 25.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5. ed. [S.l.]: Pearson, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 37.

OLIVEIRA, R. G. de. *Controle e Integração a Rede Elétrica de um Sistema Eólico com Gerador de Indução Duplamente Excitado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2004. Citado na página 28.

ONS. *Boletim Mensal de Geração Eólica - Julho/2017*. [S.l.], 2017. 70 p. Disponível em: <http://www.ons.org.br/download/resultados_operacao/boletim_mensal_geracao_eolica/Boletim_Eolica_jul_2017.pdf>. Acesso em: 10/08/2017. Citado na página 18.

SEIXAS, P. F. *Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée*. Tese (Doutorado) — Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications de Toulouse, 1988. Citado na página 43.

SLOOTWEG, J. G.; POLINDER, H.; KLING, W. L. Initialization of wind turbine models in power system dynamics simulations. In: *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 6. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 60.

TAVARES, M. M. *Controle Vetorial para Acionamento de Máquinas Síncronas a Ímã Permanente*. [S.l.], 2014. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 39.

TAVEIROS, F. E. V. *Sistema de Conversão de Energia Eólica Baseado no Gerador de Indução Duplamente Alimentado: Análise e Contribuição ao Controle da Máquina*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014. Citado na página 34.

WU, B. et al. *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.