



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JUCELINO TALEIRES FILHO

**ANÁLISE DE CONTROLADORES DE UM GERADOR DE INDUÇÃO
DUPLAMENTE ALIMENTADO APLICADO À CONVERSÃO ELETROMECÂNICA
DE ENERGIA EÓLICA**

FORTALEZA

2018

JUCELINO TALEIRES FILHO

ANÁLISE DE CONTROLADORES DE UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE
ALIMENTADO APLICADO À CONVERSÃO ELETROMECÂNICA DE ENERGIA EÓLICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra
Correia

FORTALEZA

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

T148a Taleires Filho, Jucelino.

Análise de controladores de um gerador de indução duplamente alimentado aplicado à conversão eletromecânica de energia eólica / Jucelino Taleires Filho. – 2018.
54 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2018.

Orientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.

1. DFIG. 2. Controle de corrente. 3. Controle de potência. 4. Controlador PI. 5. Controlador LQG. I.
Título.

CDD 621.3

JUCELINO TALEIRES FILHO

ANÁLISE DE CONTROLADORES DE UM GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE
ALIMENTADO APLICADO À CONVERSÃO ELETROMECÂNICA DE ENERGIA EÓLICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em:

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Diego de Sousa Madeira
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dedico este trabalho à minha tia Jomábia e ao meu pai Jucelino.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, pois toda honra e toda glória é dEle.

À minha noiva Juliane, por todo amor e suporte nesses anos de batalha dentro e fora da universidade.

Aos meus padrinhos João e Liduína por me acolherem e pelo apoio nos momentos difíceis.

Aos meus amigos e amigas do curso de engenharia Allan, Filipe, Hallison, Jack, Mateus, Rafael e Vinícius, pelo companheirismo, momentos de alegria e dificuldades compartilhados. Certamente vocês ajudaram a tornar a caminhada mais leve. Não menos importantes Andresa, Camila, Felipe, Lorena, Marcus Davi e Gabriel, pela amizade, suporte técnico e incentivo.

Aos meus estimados amigos de outros cursos e da vida Airton, Levi, Luís, Nicolás e Raul, pelos muitos momentos memoráveis compartilhados.

Ao meu orientador Prof. Wilkley Bezerra Correia pelo grande suporte, contribuição, atenção e conselhos a mim dispostos em todo esse trabalho.

Ao Prof. Samuel Dias, pela paciência, suporte técnico e acadêmico oferecidos durante esse trabalho.

Aos professores Tobias, Raimundo Furtado, Sérgio Daher, Carlos Gustavo, Fernando Antunes, Bismark, Ailson, Ruth, Laurinda, Fabrício e José Afonso, pela experiência compartilhada em sala de aula, pela disponibilidade fora da sala e pelas oportunidades oferecidas durante o curso.

Ao Doutorando em Engenharia Elétrica, Ednardo Moreira Rodrigues, e seu assistente, Alan Batista de Oliveira, aluno de graduação em Engenharia Elétrica, pela adequação do *template* utilizado neste trabalho para que o mesmo ficasse de acordo com as normas da biblioteca da Universidade Federal do Ceará (UFC).

Agradeço também aos membros da banca prof. Francisco Kléber e prof. Diego Madeira pelas contribuições para a melhoria da versão final deste documento.

Por fim, a todos meus familiares que ajudaram a formar meu caráter, ajudaram em minha criação e sempre acreditaram em meu potencial.

“É o SENHOR quem dá sabedoria; a sabedoria e o entendimento vêm dele.”

(Provérbios 2:6)

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem e o controle vetorial orientado pelo campo de um gerador de indução duplamente alimentado (*DFIG*) para aplicação em sistemas conversores de energia eólica com velocidade variável. Inicialmente é apresentado o modelo da máquina no sistema de referências *dq* síncrono, onde são extraídas as funções de transferência para a realização do controle. Os modelos obtidos são simulados no *software PowerSim (PSIM)*. Foram avaliados controladores nas malhas de corrente e potência. Na malha de corrente considerou-se apenas controladores do tipo PI. Na malha de potência ativa um controlador PI foi comparado com um controlador LQG com ação integral. O trabalho apresenta resultados experimentais em bancada composta por uma máquina de indução de rotor bobinado de 3,7 kW com o eixo acoplado a um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo de 7,5 kW.

Palavras-chave: DFIG. Controle de corrente. Controle de potência. Controlador PI. Controlador LQG.

ABSTRACT

This work presents modeling and control analysis for a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) commonly applied for wind power generation at variable speed. The machine model is introduced under the dq framework, which lead to the transfer function models considered for the control purpose. Simulation results have been carried out in PowerSim (PSIM) simulation package. Controllers were evaluated in both current and power loops. The former only with PI-type controllers whereas the latter a PI controller was compared with a LQG plus integral action for active power loop. Experimental results were carried out on a workbench assembled with a 3,7 kW wound-rotor induction machine coupled with a 7,5 kW 3 ϕ squirrel-cage induction motor.

Keywords: DFIG. current control. power control. PI controller. LQG controller.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Capacidade instalada anual entre 2001-2017.	15
Figura 2 – Capacidade instalada acumulada anual entre 2001-2017.	16
Figura 3 – Gerador de indução gaiola de esquilo.	18
Figura 4 – Gerador síncrono de rotor bobinado.	19
Figura 5 – Gerador síncrono de ímã permanente.	20
Figura 6 – Gerador de indução duplamente alimentado.	20
Figura 7 – Princípio de funcionamento DFIG.	23
Figura 8 – Circuito equivalente do DFIG.	25
Figura 9 – Malhas de corrente i_{dr} e i_{qr}	29
Figura 10 – Resposta ao degrau para malha de corrente do rotor.	30
Figura 11 – Malha de controle de potência ativa.	31
Figura 12 – Malha de controle de potência reativa.	31
Figura 13 – Resposta ao degrau para malha de potência.	32
Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema de controle com LQG.	35
Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema de controle com LQG.	36
Figura 16 – Resposta ao degrau para variações na matriz Q	36
Figura 17 – Correntes i_{dr} e i_{qr}	39
Figura 18 – Potência ativa e potência reativa.	39
Figura 19 – Correntes i_{dr} e i_{qr}	40
Figura 20 – Potência ativa PI e LQG equivalente.	41
Figura 21 – Potência ativa PI e controladores LQG lento e rápido.	42
Figura 22 – Potência ativa PI e LQG equivalente.	42
Figura 23 – Equipamentos da bancada de teste 1.	44
Figura 24 – Equipamentos da bancada de teste 2.	44
Figura 25 – Equipamentos da bancada de teste 3.	45
Figura 26 – Equipamentos da bancada de teste 4.	45
Figura 27 – Equipamentos da bancada de teste 5.	46
Figura 28 – Diagrama elétrico da bancada.	47
Figura 29 – Correntes i_{dr} e i_{qr} experimentais.	48
Figura 30 – Potências ativa e reativa experimentais.	48
Figura 31 – Sistema de geração baseado em DFIG.	54

Figura 32 – Controle de corrente.	54
Figura 33 – Controle de potência ativa e reativa.	55
Figura 34 – Sistema de acionamento do conversor do lado da máquina.	55

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Maiores produtores de energia eólica no mundo até dezembro de 2017. . . .	16
Tabela 2 – Capacidade instalada e número de parques eólicos por estado.	17
Tabela 3 – Parâmetros k_p e k_i para o controlador PI de corrente.	30
Tabela 4 – Parâmetros k_p e k_i para o controlador PI de Potência.	32
Tabela 5 – Valor quadrático médio das oscilações de potência.	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DFIG	<i>Doubly Fed Induction Generator</i>
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GWEC	<i>Global Wind Energy Council</i>
LQG	<i>Linear Quadratic Gaussian</i>
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PI	proporcional integral
SIN	Sistema Interligado Nacional

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	Tecnologias para Geração Eólica	17
<i>1.1.1</i>	<i>Gerador de indução gaiola de esquilo</i>	<i>18</i>
<i>1.1.2</i>	<i>Gerador Síncrono</i>	<i>18</i>
<i>1.1.3</i>	<i>Gerador de indução duplamente alimentado</i>	<i>20</i>
1.2	Objetivos Gerais	21
<i>1.2.1</i>	<i>Objetivos Específicos</i>	<i>21</i>
1.3	Organização do Texto	21
2	CONVERSÃO DE ENERGIA EOLIOELÉTRICA BASEADA EM DFIG	22
2.1	Gerador de Indução Duplamente Alimentado	22
2.2	Fluxo de potências	22
2.3	Modelagem matemática do DFIG nas variáveis dq	24
2.4	Controle Vetorial Orientado pelo Campo - Fluxo do Estator	26
3	SISTEMAS DE CONTROLE - DFIG	29
3.1	Projeto dos Controladores PI	29
<i>3.1.1</i>	<i>Controle das malhas de corrente</i>	<i>29</i>
<i>3.1.2</i>	<i>Controle das malhas de potência</i>	<i>31</i>
3.2	Projeto do controlador LQG	32
<i>3.2.1</i>	<i>Controle de realimentação de estados a partir do problema do regulador ótimo quadrático</i>	<i>33</i>
<i>3.2.2</i>	<i>Estimação ótima de estados a partir filtro de Kalman</i>	<i>33</i>
<i>3.2.3</i>	<i>Projeto do controlador LQG para o DFIG</i>	<i>34</i>
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL	38
4.1	Resultados de Simulação	38
<i>4.1.1</i>	<i>Controlador PI</i>	<i>38</i>
<i>4.1.2</i>	<i>controlador LQG</i>	<i>40</i>
4.2	Resultados Experimentais	43
<i>4.2.1</i>	<i>Bancada de Testes</i>	<i>44</i>
<i>4.2.2</i>	<i>Controlador PI</i>	<i>47</i>
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	50

REFERÊNCIAS	51
ANEXOS	51
ANEXO A – <i>Script</i> utilizado para projeto do controlador LQG em MATLAB	52
ANEXO B – Ambiente de simulação - PSIM	54

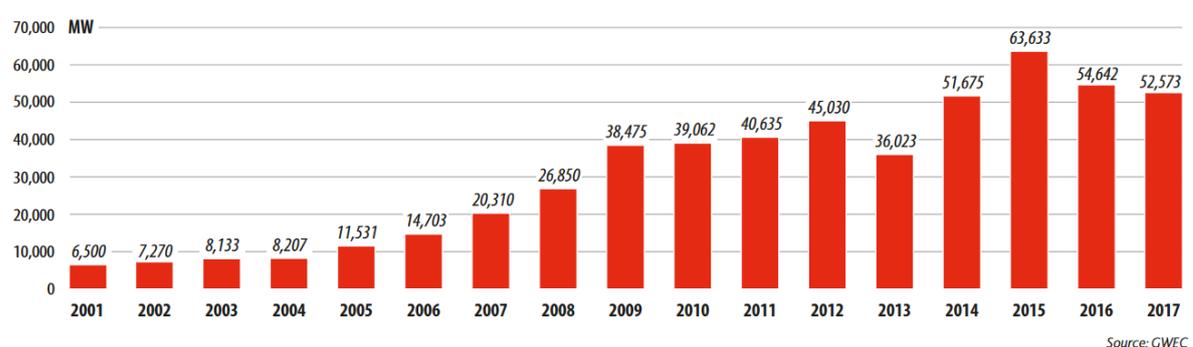
1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico mundial é impulsionado pela busca incessável por melhoria na qualidade de vida dos habitantes do planeta. Neste contexto a substituição da utilização de combustíveis fósseis e seus derivados por fontes de energias renováveis vem sendo cada vez mais aplicadas e cresce o interesse de pesquisadores nessa área (SIMAS; PACCA, 2013). Dois problemas fundamentais são atacados: o primeiro deles é a questão ambiental e combate à alterações climáticas. O segundo problema está relacionado com a segurança no fornecimento energético e redução da dependência de importação de energia frente à possíveis crises, como a ocorrida na década de 1970 (crise do petróleo).

Dentre as formas de produção de energia com baixo impacto ambiental, a conversão eólicoelétrica de energia é uma das tecnologias mais eficazes e crescentes no mundo. Uma das grandes vantagens desse tipo de geração é a rápida instalação, quando comparada com as demais opções. Esse é um fator determinante e pode impactar no crescimento econômico dos países, que é sempre acompanhado com crescimento de demanda energética.

Uma prova do interesse mundial em investir na produção de energia a partir do vento é o crescimento e expansão da capacidade instalada no mundo. O relatório *Global Wind Statistic* produzido pelo *Global Wind Energy Council* (GWEC) em 2017, faz um levantamento da capacidade instalada de geração eólica no mundo entre os anos de 2001 e 2017 mostrado na Figura 1.

Figura 1 – Capacidade instalada anual entre 2001-2017.

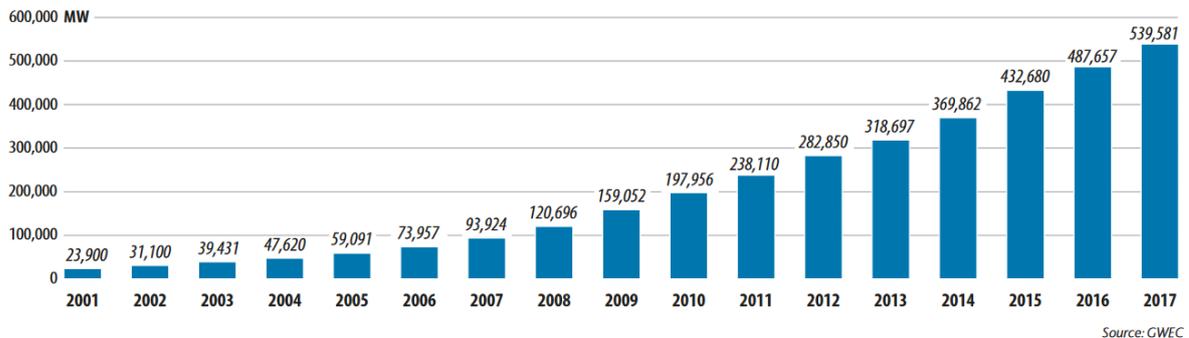


Fonte: (GWEC, 2018).

A Figura 1 mostra o quanto de potência instalada em geração eólica foi incrementada em cada ano no mundo. No ano de 2015 houve uma expansão de 63,63 GW, sendo a maior no período. Além disso, o relatório traz o levantamento da capacidade global acumulada em cada

ano no período de 2001 a 2017, mostrado na Figura 2.

Figura 2 – Capacidade instalada acumulada anual entre 2001-2017.



Fonte: (GWEC, 2018).

A Figura 2 deixa claro que existe uma expansão na capacidade de geração eólica no mundo. Com os dados obtidos de 2001 até 2017, percebe-se uma taxa média de crescimento anual de 20,12% no período. O relatório de 2017 traz também os dez países de maior capacidade instalada para geração eólica até aquele ano, sendo destacados a China, Estados Unidos e Alemanha como os três maiores produtores. O Brasil ocupa o oitavo lugar no *ranking*, como mostra a Tabela 1.

Tabela 1 – Maiores produtores de energia eólica no mundo até dezembro de 2017.

País	MW	%
China	188,232	35
EUA	89,077	17
Alemanha	56,132	10
Índia	32,848	6
Espanha	23,170	4
Reino Unido	18,872	3
França	13,759	3
Brasil	12,763	2
Canadá	12,239	2
Itália	9,479	2
Resto do Mundo	83,008	15
Total top 10	456,572	85
Total do Mundo	539,581	100

Fonte: Adaptado de GWEC.

Em 2018, o Brasil ultrapassa a marca de 14 GW de capacidade instalada em energia eólica. Atualmente há 568 parques eólicos e mais de 7000 aerogeradores em 12 Estados. A marca de 14 GW é expressiva, pois se trata do mesmo valor de capacidade instalada que a Usina Hidrelétrica de Itaipú, que é a maior usina do Brasil (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE

ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA, 2018). A Tabela 2 mostra a divisão da capacidade instalada e o número de parques eólicos por Estado.

Tabela 2 – Capacidade instalada e número de parques eólicos por estado.

Estado	Potência (MW)	Nº de usinas
RN	3949,3	146
BA	3525,0	133
CE	2049,9	80
RS	1831,9	80
PI	1521,1	55
PE	781,3	34
SC	238,5	14
MA	220,8	8
PB	156,9	15
SE	34,5	1
RJ	28,1	1
PR	2,5	1
Total	14339,6	568

Fonte: Adaptado de (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA, 2018).

A energia eólica já pode atender aproximadamente 14% do Sistema Interligado Nacional (SIN). O último Boletim Mensal de Dados do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS) mostra que no dia 19 de setembro de 2018, uma quarta-feira, a energia eólica chegou a atender 13,98% do SIN, representando um recorde até a presente data (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA, 2018). No caso da região Nordeste do país, os recordes de atendimento de energia eólica já ultrapassam 70%. Até esta data, o último recorde de fornecimento registrado na região foi no dia 13 de setembro de 2018, uma quinta-feira. Os parques eólicos chegaram a atender cerca de 74,12% da demanda, com geração média diária de 7839,65 *MW med*. Vale ressaltar, que nesse mesmo dia, a região Nordeste atuou como exportadora de energia durante todo o dia, o que é um comportamento não usual, tendo em vista que a região costuma ser importadora de energia (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA, 2018).

1.1 Tecnologias para Geração Eólica

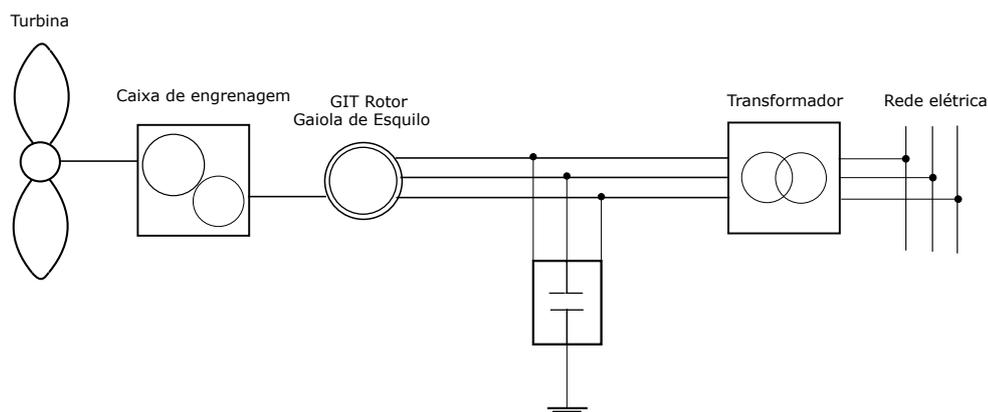
Nesta seção, serão apresentadas as principais tecnologias e tipos de geradores utilizados para a produção de energia elétrica a partir dos ventos. Dentre as principais máquinas estão os geradores síncronos (rotor bobinado e ímã permanente), gerador de indução gaiola

de esquiilo e gerador de indução duplamente alimentado. A utilização de cada máquina e a topologia apresentada estão associadas ao tipo de controle aplicado, bem como a característica de velocidade de cada turbina, podendo ser classificadas como: velocidade fixa ou velocidade variável (PINTO, 2012).

1.1.1 Gerador de indução gaiola de esquiilo

A Figura 3 mostra o esquemático de um aerogerador que utiliza como gerador uma máquina de indução com rotor em gaiola de esquiilo. Essa topologia de gerador eólico opera em velocidade fixa e o estator da máquina está diretamente conectado à rede elétrica, isto é, sem a utilização de conversores eletrônicos (PINTO, 2012).

Figura 3 – Gerador de indução gaiola de esquiilo.



Fonte: Autoria Própria.

A vantagem dessa configuração é o baixo custo, relativo à outras topologias, e sua robustez. Entretanto, a presença de banco de capacitores e a presença da caixa de engrenagem oferecem duas grandes desvantagens econômicas. Além disso, a configuração possui limitada eficiência aerodinâmica (PINTO, 2012).

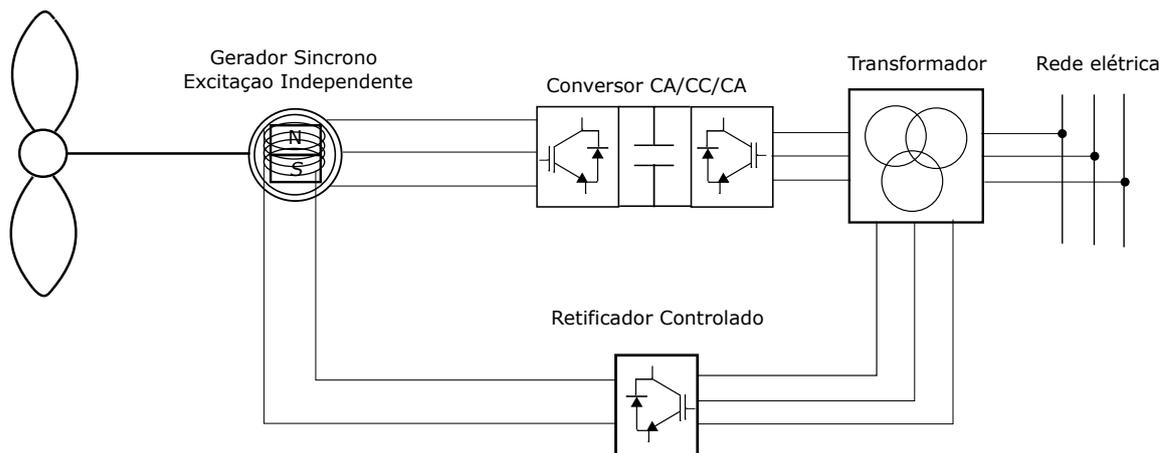
1.1.2 Gerador Síncrono

O princípio básico do gerador síncrono é operar na velocidade síncrona compatível com a rede elétrica. Fora dessa velocidade, o gerador não é capaz de converter energia. Quanto à sua aplicação em geração eólica é possível utilizar os geradores com rotor bobinado e geradores com imã permanente.

Os geradores síncronos devem possuir grande quantidade de polos, com a finalidade de evitar o uso de caixa de engrenagens para multiplicar a velocidade na ponta do eixo do gerador. Deste modo, existe acoplamento mecânico direto entre o eixo da turbina e o eixo do gerador, eliminando um componente mecânico e, conseqüentemente, eventuais manutenções nesse componente, além do custo adicional para aquisição da caixa de engrenagem.

A presença do conversor CA/CC-CC/CA conectado entre o estator da máquina e a rede elétrica permite a operação do gerador em velocidade variável. Deste modo, as topologias apresentadas oferecem vantagem em relação à configuração mostrada na Figura 3. As Figuras 4 e 5 mostram, respectivamente, o gerador síncrono com rotor bobinado e o gerador síncrono de ímã permanente. O primeiro, utiliza um retificador controlado para a alimentação do rotor, ao passo que o segundo não necessita de tal arranjo.

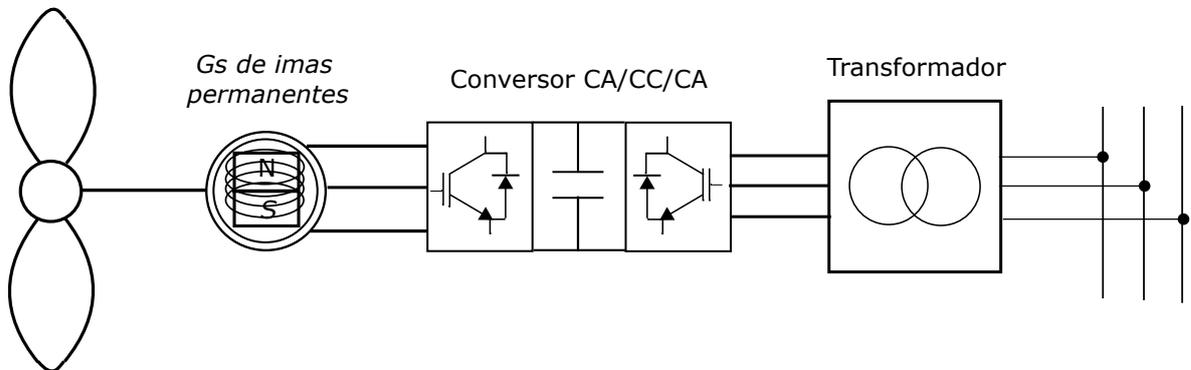
Figura 4 – Gerador síncrono de rotor bobinado.



Fonte: Autoria Própria.

Os conversores CA/CC-CC/CA, da forma como estão conectados, estão passíveis de processar toda a energia convertida pelo gerador. Deste modo, o conversor deve ser dimensionado para a potência nominal da máquina. O gerador síncrono de ímã permanente tem como vantagem a não necessidade de conexão com o rotor, evitando a presença de anéis coletores e a aquisição de mais um conversor eletrônico, além de possuir uma maior densidade de potência, tendo em vista que geradores de ímã permanente são menores do que os com rotor bobinado para uma mesma potência nominal.

Figura 5 – Gerador síncrono de ímã permanente.

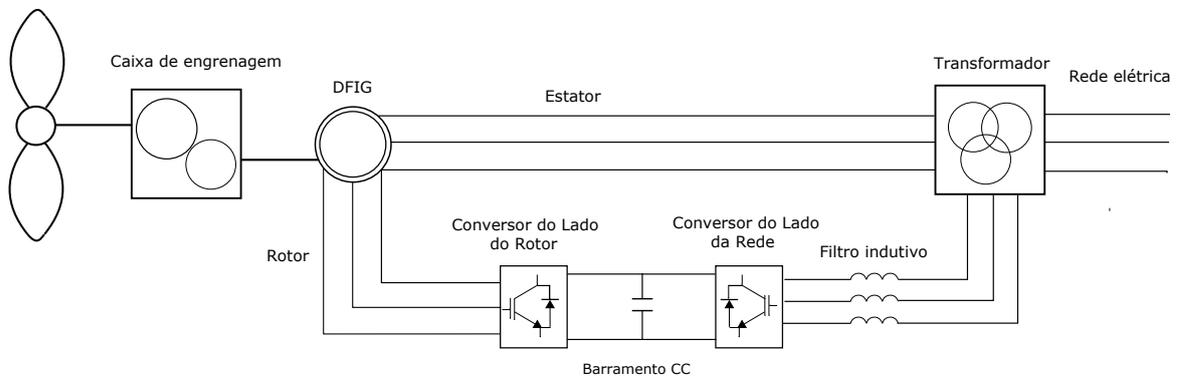


Fonte: Autoria Própria.

1.1.3 Gerador de indução duplamente alimentado

A Figura 6 apresenta a topologia que utiliza o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) ou *Doubly Fed Induction Generator* (DFIG).

Figura 6 – Gerador de indução duplamente alimentado.



Fonte: Autoria Própria.

O DFIG é uma máquina de indução com rotor bobinado, em que é inserido um conversor de potência CA/CC-CC/CA entre o rotor da máquina e a rede elétrica. Nessa configuração, os conversores eletrônicos precisam processar somente 20% a 30% da potência nominal da máquina, de acordo com o escorregamento (DIAS, 2016). Essa redução na potência a ser processada tem como consequência uma redução no custo do conversor. Outra grande vantagem da utilização do DFIG é sua versatilidade no que tange ao controle de potência ativa e reativa, sendo possível o controle independente das potências através do controle das correntes rotóricas

da máquina.

1.2 Objetivos Gerais

O desenvolvimento deste trabalho tem como objetivo apresentar análise de controladores PI clássico, bem como de controlador LQG para controle de uma planta voltada para geração de energia eólica, explicitando as vantagens do LQG com relação aos controladores clássicos amplamente testados e implementados.

1.2.1 *Objetivos Específicos*

- Descrever e analisar o modelo matemático do DFIG, bem como o controle vetorial orientado pelo campo do estator;
- Implementar o controle em um ambiente de simulação;
- Obter resultados de simulação para o modelo e o controle do DFIG;
- Obter resultados experimentais em bancada para validar o modelo utilizado.

1.3 Organização do Texto

O texto está organizado em 5 capítulos e 2 apêndices. Os capítulos são:

O Capítulo 1 apresenta uma simples contextualização do tema energia eólica, apresentando a perspectiva da geração no mundo, no Brasil e no Nordeste até a atual data. Além disso, são apresentadas as principais tecnologias utilizadas para a geração eólica.

O capítulo 2 apresenta a modelagem matemática que possibilita o controle do DFIG, apresenta o sentido do fluxo de potência gerada a partir das diferentes velocidades de operação do gerador e o controle de campo orientado pelo fluxo magnético do estator da máquina.

O capítulo 3 apresenta os controladores aplicados nas malhas de controle de corrente do conversor do lado da máquina, tanto o PI clássico, quanto do controlador LQG aplicado no controle da malha externa de potência ativa.

O capítulo 4 apresenta os resultados colhidos no ambiente de simulação e os resultados experimentais de bancada, para determinados tipos de operação, fazendo uma comparação e validação entre os valores obtidos.

O capítulo 5 trata das conclusões do trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

2 CONVERSÃO DE ENERGIA EOLIOELÉTRICA BASEADA EM DFIG

Este capítulo tem como objetivo apresentar a modelagem matemática do gerador de indução duplamente alimentado utilizando o sistema de referência obtido pela transformação de Park, além de descrever a característica do fluxo de potência nesse sistema tendo em vista a variação em função da velocidade do vento. Para finalizar, será apresentado o equacionamento para a realização do controle por orientação do fluxo magnético do estator, onde o objetivo é desacoplar o controle das potências ativa e reativa.

2.1 Gerador de Indução Duplamente Alimentado

O gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) ou DFIG, é uma máquina de indução de rotor bobinado, isto é, os terminais rotóricos são disponíveis para o operador.

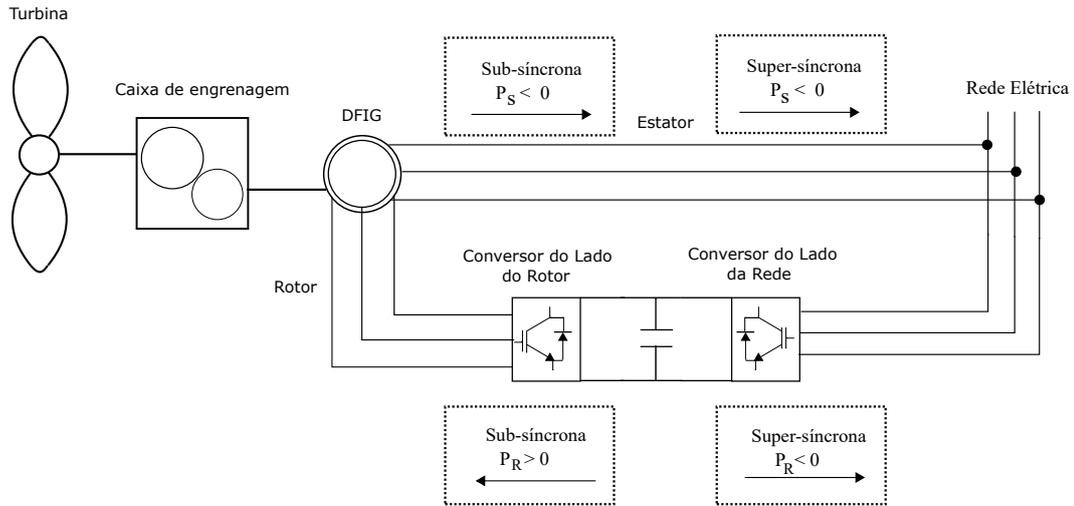
A característica principal da máquina DFIG é a conexão dos terminais estatóricos diretamente à rede elétrica, ao passo que os terminais rotóricos são conectados a um conversor *back-to-back*. Deste modo, o conversor pode ser dividido em conversor do lado da rede elétrica e conversor do lado da máquina elétrica. Em sendo essas duas subdivisões do *back-to-back* totalmente controladas, é possível a operação do DFIG em três níveis de velocidade, a depender do escorregamento da máquina, sendo estas subsíncrona, síncrona e supersíncrona.

2.2 Fluxo de potências

O sentido do fluxo de potência ativa referente ao rotor depende da própria velocidade de rotação rotórica. Quando o gerador opera em velocidade inferior à velocidade síncrona (velocidade subsíncrona) ou em velocidade síncrona, o fluxo de potência vai da rede elétrica para o circuito rotórico. Em outras palavras, o rotor da máquina está consumindo potência. Já para operação em velocidades superiores à velocidade síncrona (velocidade supersíncrona), o fluxo de potência vai do circuito rotórico para a rede elétrica, isto é, o rotor da máquina está fornecendo potência (BIM, 2012). O objetivo do conversor do lado do rotor é controlar a potência ativa e reativa no estator do DFIG através do circuito do rotor. Sendo assim, o DFIG mostra sua versatilidade ao ser capaz de operar nos três níveis de velocidade, sendo o terceiro modo a operação na velocidade síncrona (DIAS, 2016).

A equação (2.1) mostra como é obtido o escorregamento, onde ω_s é a velocidade

Figura 7 – Princípio de funcionamento DFIG.



Fonte: Autoria Própria.

síncrona e ω_r é a velocidade rotórica, ambas em rad/s:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r}. \quad (2.1)$$

Sob a ótica do escorregamento, quando a máquina opera na velocidade subsíncrona, o escorregamento será positivo ($s > 0$). Já para a operação em velocidade supersíncrona, o escorregamento será negativo ($s < 0$).

Analisando o sistema de conversão de energia como um todo, o balanço energético mostra a conversão de energia cinética do vento em energia mecânica na turbina eólica que, por sua vez, através de acoplamento mecânico com o DFIG, possibilita a conversão da energia mecânica em energia elétrica. Idealmente, em termos de potência, tem-se:

$$P_{mec} = P_s - P_r. \quad (2.2)$$

Potência também pode ser definida como produto entre torque e velocidade angular. Deste modo:

$$P_{mec} = T_{mec} \omega_r. \quad (2.3)$$

Para a operação da máquina em regime permanente, o torque mecânico se iguala ao torque eletromagnético. Sendo assim, substituindo T_{mec} por T_e e isolando ω_r em (2.1), tem-se:

$$P_{mec} = T_e \cdot (1 - s) \omega_r. \quad (2.4)$$

Da equação (2.4), é possível concluir que as potências estatórica e rotórica são dadas, respectivamente, por (2.5) e (2.6):

$$P_s = T_e \omega_s; \quad (2.5)$$

$$P_r = sT_e \omega_r. \quad (2.6)$$

Por fim, a partir de (2.5) e (2.6):

$$P_r = sP_s. \quad (2.7)$$

A equação (2.7) mostra a relação entre as potências estatórica e rotórica, onde a segunda é calculada como sendo um percentual (a depender do escorregamento) da primeira. Tendo em vista que o conversor eletrônico utilizado nessa configuração está conectado ao rotor da máquina, ao limitar o escorregamento, é possível limitar a potência máxima a ser processada pelos conversores. Consequentemente, é possível uma redução nos custos deste conversor. A literatura indica que um escorregamento máximo de 30% acima ou abaixo da velocidade síncrona é um valor consistente a ser considerado. Deste modo, o conversor precisaria possuir potência máxima de 30% da potência total do gerador (DIAS, 2016).

2.3 Modelagem matemática do DFIG nas variáveis dq

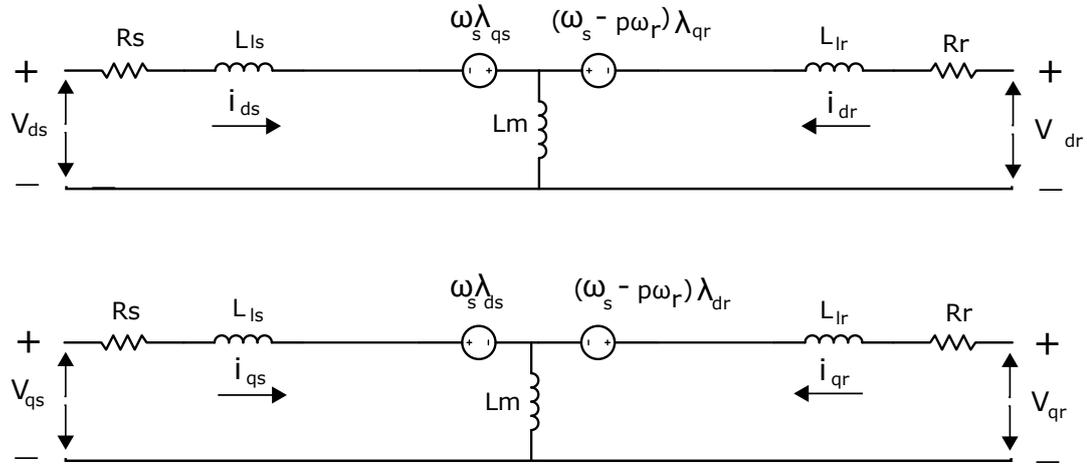
Como mostrado em (KRAUSE *et al.*, 1995), para fins de simplificação na modelagem da máquina em estudo, é prudente fazer as seguintes considerações:

- desprezar as perdas no circuito magnético (circuito magnético ideal) e perdas mecânicas;
- os enrolamentos do estator e do rotor são idênticos e dispostos com defasamento de 120°;
- a máquina apresenta entreferro uniforme;
- a distribuição espacial de densidade de fluxo magnético no entreferro é senoidal.

É possível analisar o DFIG através de um circuito equivalente obtido pelas equações de tensão nas variáveis dq com velocidade síncrona ω_s (GONZALO *et al.*, 2011). Os circuitos equivalentes para o estator e para o rotor são mostrados na Figura 8.

Analisando as malhas dos circuitos equivalentes, as tensões no estator e no rotor, no

Figura 8 – Circuito equivalente do DFIG.



Fonte: Autoria Própria.

referencial dq síncrono, são:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt}; \quad (2.8)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt}; \quad (2.9)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt}; \quad (2.10)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt}. \quad (2.11)$$

Onde ω_{sl} é a velocidade de escorregamento dada por:

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r. \quad (2.12)$$

As equações dos fluxos magnéticos do estator e do rotor são descritas em função das indutâncias da máquina e das correntes estatóricas e rotóricas no referencial dq , como mostram as equações (2.13) a (2.16)

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}; \quad (2.13)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}; \quad (2.14)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}; \quad (2.15)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}. \quad (2.16)$$

Onde:

$$L_s = L_{ls} + L_m; \quad (2.17)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m. \quad (2.18)$$

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}). \quad (2.19)$$

Por fim, as potências ativa e reativa, tanto estatóricas, quanto rotóricas, são apresentadas em (2.20) a (2.23):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}); \quad (2.20)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}); \quad (2.21)$$

$$P_r = \frac{3}{2} (v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}); \quad (2.22)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} (v_{qr} i_{dr} + v_{dr} i_{qr}). \quad (2.23)$$

2.4 Controle Vetorial Orientado pelo Campo - Fluxo do Estator

O objetivo do controle de uma máquina de indução é fazer com que esta se comporte como uma máquina de corrente contínua. Deste modo, é possível desacoplar variáveis como, por exemplo, velocidade e torque, possibilitando o controle independente dessas grandezas físicas.

O controle de campo orientado pelo fluxo do estator consiste em fixar no eixo direto, do sistema de coordenadas dq , o fluxo magnético do estator. O objetivo, como citado anteriormente, é desacoplar os eixos magnéticos direto e de quadratura. Deste modo, a componente do fluxo magnético do estator no eixo q é nula, ao passo que a componente do fluxo magnético do estator no eixo d é o próprio fluxo estatórico. Assim:

$$\lambda_{ds} = \lambda_s; \lambda_{qs} = 0. \quad (2.24)$$

Substituindo (2.24) em (2.13) e (2.14), e desprezando os termos de derivadas do fluxo do estator em (2.8) a (2.11), tem-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds}; \quad (2.25)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_s. \quad (2.26)$$

Com o estator conectado à rede elétrica, esta impõe tensão e frequência fixas. Assim, é desconsiderada a impedância do estator de modo que:

$$\lambda_s = \lambda_{ds} = L_m i_{ms}, \quad (2.27)$$

onde i_{ms} é a corrente de magnetização da máquina, que pode ser considerada constante.

Substituindo a equação (2.27) em (2.13), tem-se:

$$i_{ds} = \frac{L_m}{L_s} (i_{ms} - i_{dr}). \quad (2.28)$$

Fazendo λ_{qs} nulo em (2.14):

$$i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr}. \quad (2.29)$$

Substituindo (2.28) em (2.15) e (2.29) em (2.16), tem-se:

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m^2}{L_s} i_{ms} + L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) i_{dr}; \quad (2.30)$$

$$\lambda_{qr} = L_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) i_{qr}, \quad (2.31)$$

onde o termo que se repete pode ser definido como índice de dispersão da máquina, σ :

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right). \quad (2.32)$$

Substituindo (2.30) em (2.10) e (2.31) em (2.11), tem-se:

$$v_{dr} = R_r i_{qr} - \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt}; \quad (2.33)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr} + \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right) + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dr}. \quad (2.34)$$

As equações (2.33) e (2.34) serão utilizadas para obtenção da função de transferência da malha de controle de corrente do rotor da máquina. Entretanto, é possível observar um acoplamento entre as malhas de corrente. Deste modo, a corrente i_{dr} tem influência na referência de tensão v_{qr} , assim como a corrente i_{qr} influencia na referência de tensão v_{dr} . Para contornar esse efeito, é comum compensar esse acoplamento a fim de garantir um melhor controle das correntes rotóricas (PINTO, 2012).

Deste modo, com as tensões devidamente compensadas, as equações de onde serão obtidas as funções de transferências para o controle de corrente do rotor são:

$$v_{dr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt}; \quad (2.35)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dr}, \quad (2.36)$$

já os termos de acoplamento são dados por:

$$v_{drcomp} = -\omega_{sl}L_r\sigma i_{qr}; \quad (2.37)$$

$$v_{qrcomp} = \omega_{sl}L_r\sigma i_{dr} + \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right). \quad (2.38)$$

Escrevendo as equações (2.37) e (2.38) no domínio da frequência, obtém-se as funções de transferência para realizar o projeto dos controladores das malhas de corrente:

$$I_{dr} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} V_{dr}; \quad (2.39)$$

$$I_{qr} = \frac{1}{\sigma L_r s + R_r} V_{qr}. \quad (2.40)$$

A equação do torque eletromagnético (2.19) pode ser simplificada substituindo nesta, as equações (2.24) e (2.29), como segue:

$$T_e = -\frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}. \quad (2.41)$$

As equações (2.20) e (2.21) podem, agora, ser simplificadas substituindo em ambas as equações (2.25) e (2.26). Sendo assim, as potências ativa e reativa do estator podem ser calculadas como:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \lambda_s i_{qr}; \quad (2.42)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{\omega_s \lambda_s^2}{L_s} - \omega_s \lambda_s \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \right). \quad (2.43)$$

Através do desenvolvimento matemático apresentado neste capítulo é possível observar as relações das grandezas elétricas da máquina, sendo as mais relevantes para o trabalho em questão as correntes i_{dr} e i_{qr} e as potências ativa (P_s) e reativa (Q_s), tendo em vista que são as variáveis a serem controladas.

3 SISTEMAS DE CONTROLE - DFIG

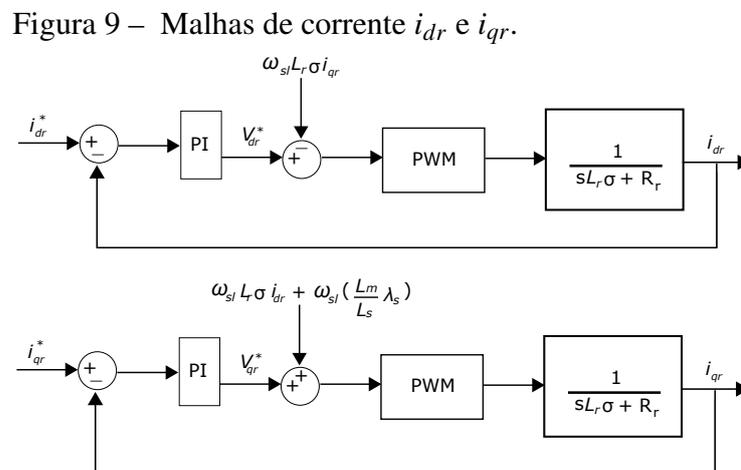
Este capítulo apresenta a análise dos controladores proporcional integral (PI) presentes nas malhas de corrente e potência, além de uma breve descrição sobre o controlador *Linear Quadratic Gaussian* (LQG) e seu projeto. Este último controlador foi projetado apenas para a malha de potência ativa, a fim de avaliar seu desempenho e funcionalidade operacional com um controlador PI na malha de potência reativa. Toda a análise de controle aqui presente, tanto para a malha de corrente quanto para a malha de potência, foi realizada no lado do rotor.

3.1 Projeto dos Controladores PI

Nesta seção serão analisados os controladores PI projetados tanto para as malhas de corrente do rotor, quanto para as malhas de potência. Para ambas as componentes de corrente (i_{dr} e i_{qr}) foi utilizado o mesmo controlador. Para as malhas de potências ativa e reativa, também, foram utilizados os mesmos controladores PI. Os controladores foram implementados no conversor do lado da máquina, tendo em vista que o conversor do lado da rede em bancada experimental é um retificador trifásico não controlado.

3.1.1 Controle das malhas de corrente

Neste tópico será apresentado de forma simplificada o projeto dos PI clássicos para a malha de corrente. A Figura 9 mostra as malhas internas de corrente do rotor utilizadas para o projeto dos controladores.



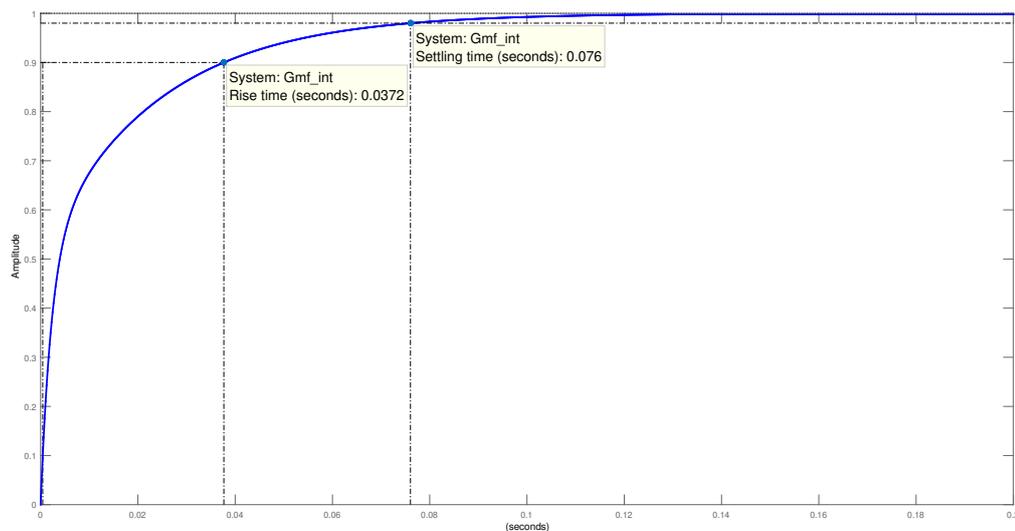
Fonte: Autoria Própria.

Embora a figura mostre a função de transferência de (2.39) deduzida no Capítulo 2, a função de transferência utilizada para a sintonia dos controladores PI foi retirada de (DIAS, 2016), onde o autor fez uma identificação do sistema a ser controlado pelo método dos mínimos quadrados. A função de transferência, em tempo discreto e com período de amostragem de 0,00025 s, utilizada para o projeto dos controladores PI de corrente é dada por:

$$G(z^{-1}) = \frac{0,0384}{1 - 0,9415z^{-1}}z^{-1} \quad (3.1)$$

Os controladores foram sintonizados utilizando-se o método de alocação de polos (OGATA, 2011). Os critérios de desempenho requeridos foram tempo de acomodação inferior a 0,08 s e ultrapassagem percentual inferior a 1%. A Figura 10 mostra a resposta ao degrau obtida no *software* MATLAB. A Tabela 3 mostra os parâmetros obtidos pelo projeto do controlador PI

Figura 10 – Resposta ao degrau para malha de corrente do rotor.



Fonte: Autoria Própria.

de corrente.

Tabela 3 – Parâmetros k_p e k_i para o controlador PI de corrente.

Controlador	k_p	k_i
PI corrente	1,598	119,7

Fonte: Autoria Própria.

Com o projeto da malha de corrente finalizado, é possível obter a função de transferência em malha fechada do controle de corrente para utilização posterior na seção 3.2. Deste

modo, a função de transferência da malha de corrente controlada em tempo contínuo é dada por:

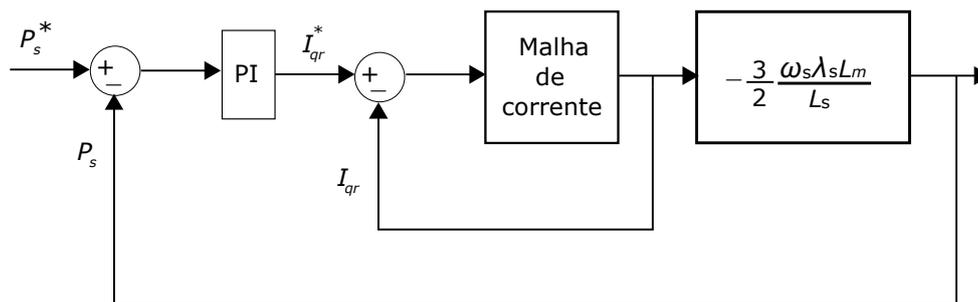
$$G_i(s) = \frac{282.(0,02133s + 1,598)}{1,519.10^{-5}s^2 + 0,04167s + 1,598} \quad (3.2)$$

3.1.2 Controle das malhas de potência

Neste tópico será apresentado de forma simplificada o projeto dos PI clássicos para a malha de potência.

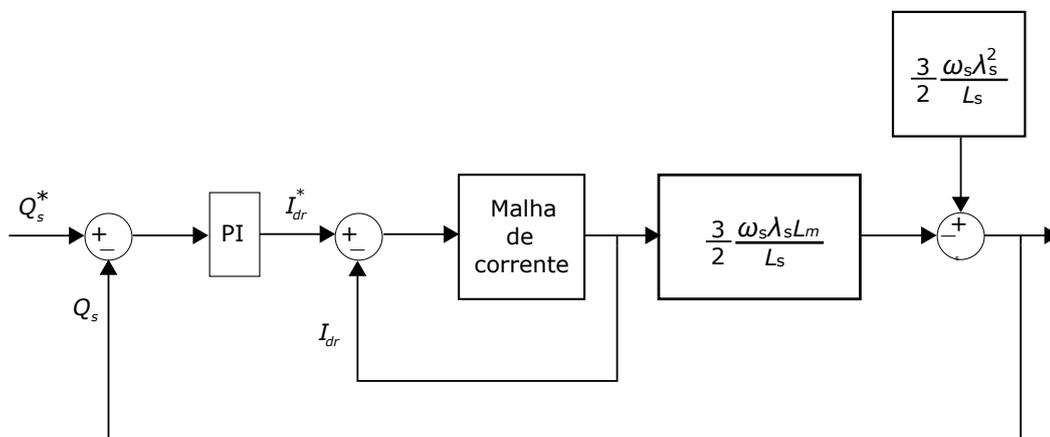
As Figuras 11 e 12 mostram as malhas internas de corrente do rotor, bem como as malhas externas de potência ativa e potência reativa, respectivamente. A malha externa de potência ativa gera a referência para a corrente i_{qr} e a malha externa de potência reativa gera referência para a corrente i_{dr} em uma configuração de controle em cascata (PINTO, 2012).

Figura 11 – Malha de controle de potência ativa.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 12 – Malha de controle de potência reativa.

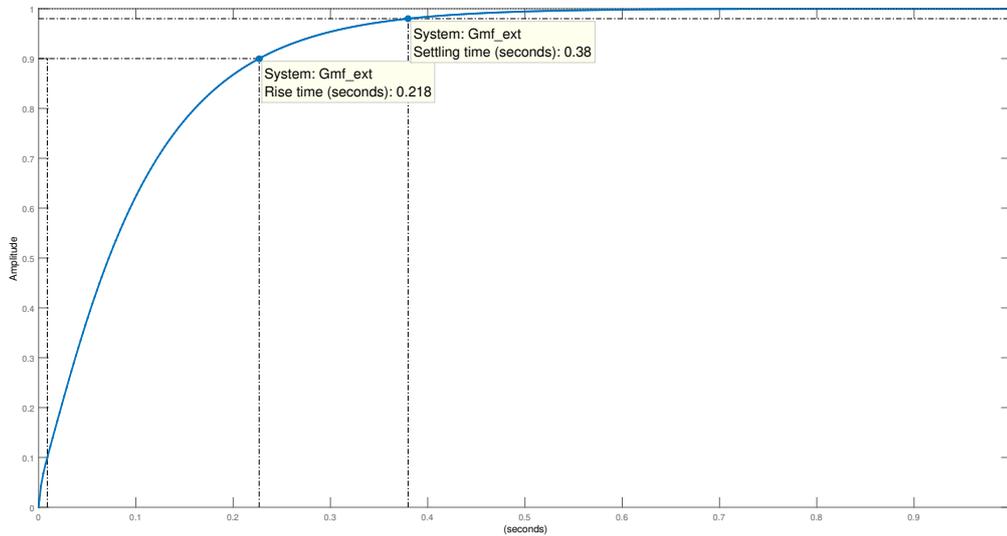


Fonte: Autoria Própria.

Os controladores foram sintonizados utilizando-se o método de alocação de polos

(OGATA, 2011). Os critérios de desempenho requeridos foram tempo de acomodação inferior a 0,8 s e ultrapassagem percentual inferior a 1%. A Figura 13 mostra a resposta ao degrau obtida no *software* MATLAB.

Figura 13 – Resposta ao degrau para malha de potência.



Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 4 mostra os parâmetros obtidos pelo projeto do controlador PI de corrente.

Tabela 4 – Parâmetros k_p e k_i para o controlador PI de Potência.

Controlador	k_p	k_i
PI corrente	0,01	1

Fonte: Autoria Própria.

3.2 Projeto do controlador LQG

Nessa seção será apresentado o controlador LQG projetado para o controle da malha externa de potência ativa. O desenvolvimento do LQG coincidiu com grandes programas de pesquisa nos Estados Unidos e na extinta União Soviética com foco na solução de problemas relacionados ao espaço (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). O controlador LQG difere do controlador PI pelo fato de utilizar a representação em espaços de estados para o modelo da planta a ser controlada. Vale destacar que o controlador LQG apresenta vantagem em comparação ao controlador PI clássico por ser de mais fácil sintonização frente à mudanças nas especificações de desempenho. Essa facilidade reside no fato da resposta apresentada está intimamente associada a parâmetros relacionados a pesos (constantes) cujos ajustes são intuitivos.

Para obter o mesmo efeito em um controlador PI clássico seria necessário um novo projeto.

3.2.1 *Controle de realimentação de estados a partir do problema do regulador ótimo quadrático*

O controle de realimentação de estados se baseia na ideia de encontrar uma matriz solução de ganhos \mathbf{K} de forma a otimizar alguma medida (CORREIA, 2016). O problema do *Linear Quadratic Regulator* (LQR), onde todos os estados são conhecidos, consiste no problema do valor inicial determinístico. A equação (3.3) representa um sistema genérico.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t). \quad (3.3)$$

Supondo que o estado inicial $x(0)$ seja diferente de zero, deve-se encontrar um valor de entrada $u(t)$ que minimize o custo apresentado em (3.4).

$$J_r = \int_0^{\infty} (x(t)^T Qx(t) + u(t)^T Ru(t)) dt, \quad (3.4)$$

em que \mathbf{Q} e \mathbf{R} são matrizes de peso apropriadas para compatibilidade dimensional com $x(t)$ e $u(t)$, respectivamente (CORREIA, 2016). A solução ótima, para qualquer valor inicial, é:

$$u(t) = -K_{lqr}x(t), \quad (3.5)$$

onde:

$$K_{lqr} = R^{-1}B^T X; \quad (3.6)$$

$$X = X^T \geq 0. \quad (3.7)$$

Deste modo, X é a única solução positiva da equação algébrica de Riccati (MACIEJOWSKI, 1989):

$$A^T X + XA - XBR^{-1}B^T X + Q = 0. \quad (3.8)$$

A pesar de (3.8) ser matematicamente complexa, a solução para a mesma pode ser obtida com certa facilidade utilizando-se pacotes computacionais disponíveis para MATLAB (CORREIA, 2016).

3.2.2 *Estimação ótima de estados a partir filtro de Kalman*

O problema do LQR teve como premissa a disponibilidade de todos os estados do sistema a ser controlado. Entretanto, na prática, essa premissa nem sempre é verdadeira. Sendo

assim, faz-se necessária a utilização de um estimador de estados com uma precisão adequada (CORREIA, 2016).

O filtro de Kalman apresenta a estrutura de um estimador ou observador de estados comum. A equação (3.9) apresenta a estrutura do filtro.

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K_f(y(t) - C\hat{x}(t)). \quad (3.9)$$

O ganho de Kalman (K_f) é a escolha ótima que minimiza

$$E \{ \{x - \hat{x}\}^T \{x - \hat{x}\} \} \quad (3.10)$$

é dado por (3.11):

$$K_f = YC^T V^{-1}; \quad (3.11)$$

$$Y = Y^T \geq 0. \quad (3.12)$$

Deste modo, Y é a única solução positiva da equação algébrica de Riccati:

$$YA^T + AY - YC^T V^{-1}CY + W = 0. \quad (3.13)$$

Na equação (3.13), W e V representam, respectivamente, as matrizes de densidade espectral de potência do ruído do processo e do ruído de medição (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

3.2.3 Projeto do controlador LQG para o DFIG

O controle LQG consiste na solução do problema do LQR com a utilização do estimador de estados fornecido pelo filtro de Kalman. Um sistema linear invariante no tempo pode ser descrito, em espaço de estados, por (3.14) e (3.15):

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + w(t); \quad (3.14)$$

$$y(t) = Cx(t) + v(t), \quad (3.15)$$

em que $w(t)$ e $v(t)$ são o ruído do processo e o ruído de medição, respectivamente. Normalmente, $w(t)$ e $v(t)$ são assumidos como ruídos brancos de média zero, com matrizes de densidade espectral de potência constantes W e V, respectivamente, e covariâncias (SKOGESTAD; POS-

TLETHWAITE, 2005):

$$E \{w(t)w(t)^T\} = W\delta(t - \tau); \quad (3.16)$$

$$E \{v(t)v(t)^T\} = V\delta(t - \tau); \quad (3.17)$$

$$E \{w(t)v(t)^T\} = E \{v(t)w(t)^T\} = 0; \quad (3.18)$$

em que E é o operador esperança e $\delta(t - \tau)$ é uma função delta.

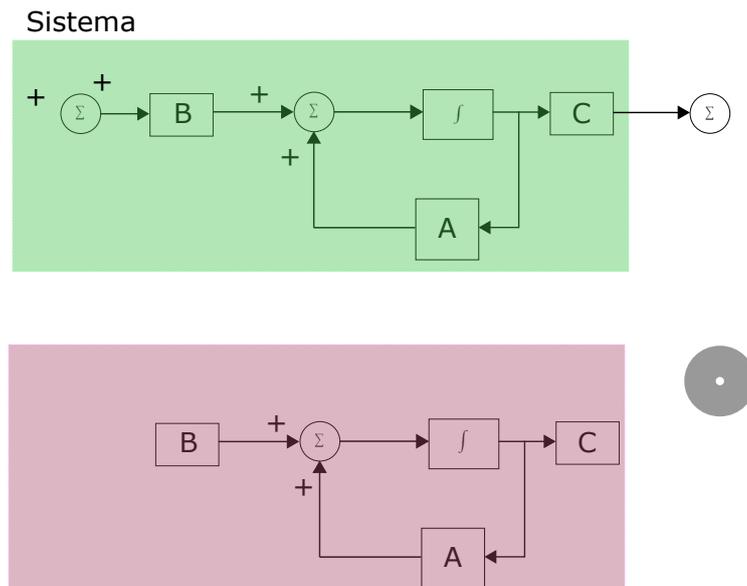
O problema do LQG consiste em encontrar o valor ótimo $u(t)$ para minimizar o custo dado por (3.19)

$$J = E \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) dt] \right\} \quad (3.19)$$

A estrutura do controlador LQG é ilustrada na Figura 14. A dinâmica em malha fechada do sistema é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} (A - BK_{lqr}) & BK_{lqr} \\ 0 & (A - K_f C) \end{bmatrix}}_{\bar{A}} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B & 0 \\ B & -K_f \end{bmatrix}}_{\bar{B}} \begin{bmatrix} w(t) \\ v(t) \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema de controle com LQG.



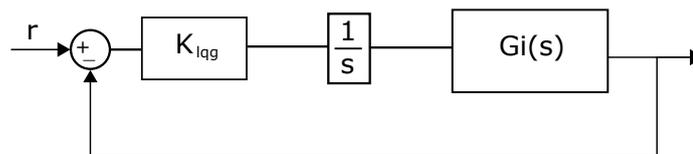
A partir de (3.20), percebe-se que os autovalores de \bar{A} , em malha fechada, são dados pelos autovalores de $(A - BK_{lqr})$ e $(A - K_f C)$. Logo, o sistema será internamente estabilizável se (A, B) for controlável e (A, C) for observável (CORREIA, 2016).

A função de transferência que relaciona o sinal de controle $u(t)$ com o sinal de erro $e(t)$ é obtida a partir de (3.20) (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005):

$$K_{lqg}(s) = -K_{lqr} (sI - A + BK_{lqr} + K_f C)^{-1} K_f \quad (3.21)$$

Para implementar o controlador LQG na planta desejada (DFIG), é necessário utilizar o controlador LQG com ação integral, o que é obtido pela expansão da planta que se deseja controlar com a inclusão do integrador. O diagrama de blocos de controle para o sistema em questão é mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema de controle com LQG.

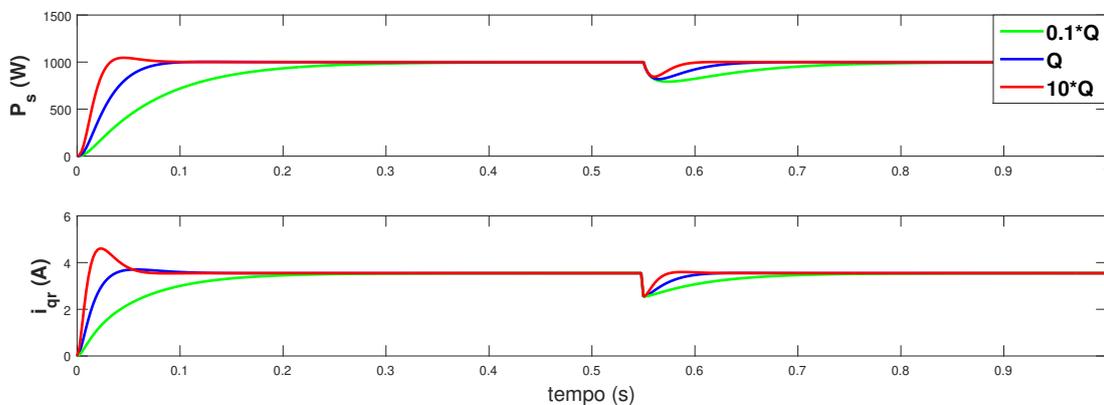


Fonte: Autoria Própria.

A função de transferência $G_i(s)$ mostrada na Figura 15 foi previamente apresentada em (3.2). Portanto, o projeto do controlador LQG é realizado para a planta:

$$G(s) = \frac{G_i(s)}{s}.$$

Figura 16 – Resposta ao degrau para variações na matriz Q .



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 16, mostra resultados de simulação para este caso, considerando diferentes valores de sintonia na matriz Q .

A resposta dinâmica e a rejeição à perturbação do sistema controlado variam de acordo com a mudança de um único parâmetro. Percebe-se que, ao aumentar os valores dos elementos da matriz Q em dez vezes, a resposta é mais rápida, porém o sistema se torna mais agressivo, como pode-se perceber pela variação no sinal de corrente. Em contrapartida, ao diminuir o valor dos elementos da matriz Q em dez vezes, a resposta obtida é mais suave e lenta.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação obtidos no software *PSIM*, a análise dos controladores PI atualmente configurados na bancada e os resultados experimentais.

A seção 4.1 indica as particularidades da simulação em relação à bancada e as considerações pertinentes, bem como os resultados obtidos em ambiente de simulação no *PSIM*, tanto para os controladores PI (malha de corrente), quanto para o controlador LQG (malha de potência ativa). A etapa de resultados experimentais da seção 4.2 consiste na implementação, em bancada de testes, dos controladores avaliados e projetados no capítulo 3 (PI e LQG).

4.1 Resultados de Simulação

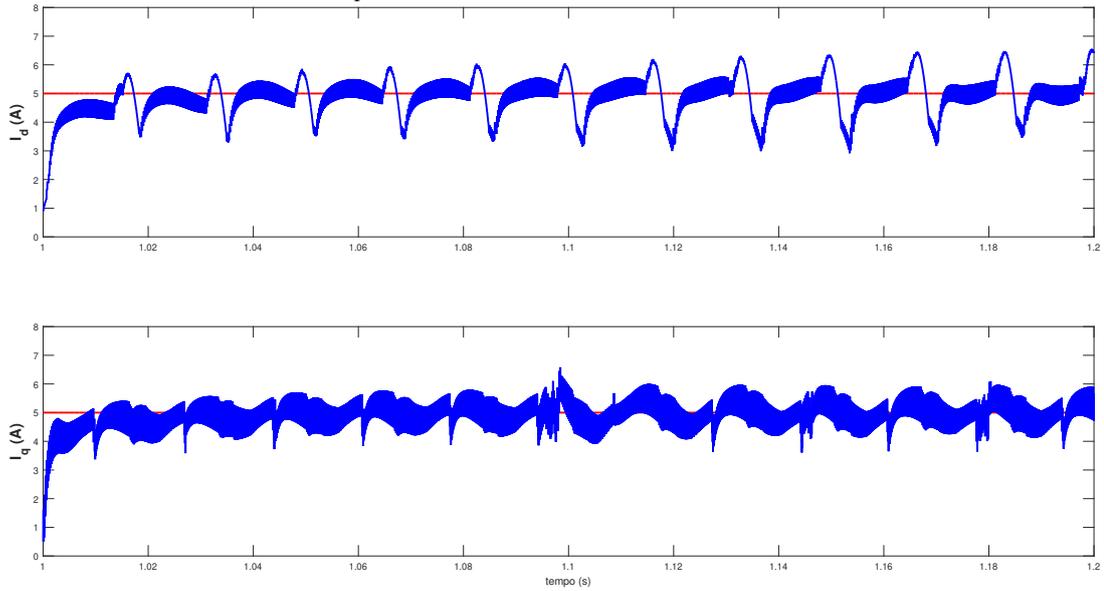
O sistema de geração de energia baseado em DFIG simulado é composto por um motor de indução trifásico gaiola de esquilo de 7,5 kW, que representa a máquina primária; conversor do lado do rotor e retificador do lado da rede. Sendo assim, os testes serão limitados à operação em velocidade subsíncrona, tendo em vista a compatibilidade do ambiente de simulação com a bancada experimental. Além disso, foi utilizado um bloco de máquina de indução trifásica com rotor bobinado de 3,7 kW. É utilizado um acoplamento mecânico para unir o eixo da máquina primária ao eixo do DFIG. A velocidade de rotação ω_r foi mantida em 1500 rpm, imposta pelo MIT gaiola de esquilo.

4.1.1 Controlador PI

Para o teste dos controladores PI de corrente, inicialmente as correntes i_{dr} e i_{qr} foram mantidas em 0 A. No tempo $t = 1$ s a referência de corrente i_{dr} foi modificada para 5 A e a referência de corrente i_{qr} foi mantida nula. O próximo teste feito consistiu em modificar a referência de corrente i_{qr} para 5 A, mantendo i_{dr} nula. A Figura 17 mostra a dinâmica para o controle das correntes com a ação do controlador PI.

Observando a Figura 17, verifica-se a congruência entre os comportamentos das correntes no simulador e as respostas ao degrau do capítulo 3, onde foram apresentados os resultados teóricos para o controle de corrente do DFIG. A resposta obtida para o controle da corrente i_{qr} se diferencia da resposta obtida para a corrente i_{dr} , evidenciando que não existe uma paridade total entre as funções de transferência das duas correntes. Para o projeto de um

Figura 17 – Correntes i_{dr} e i_{qr} .

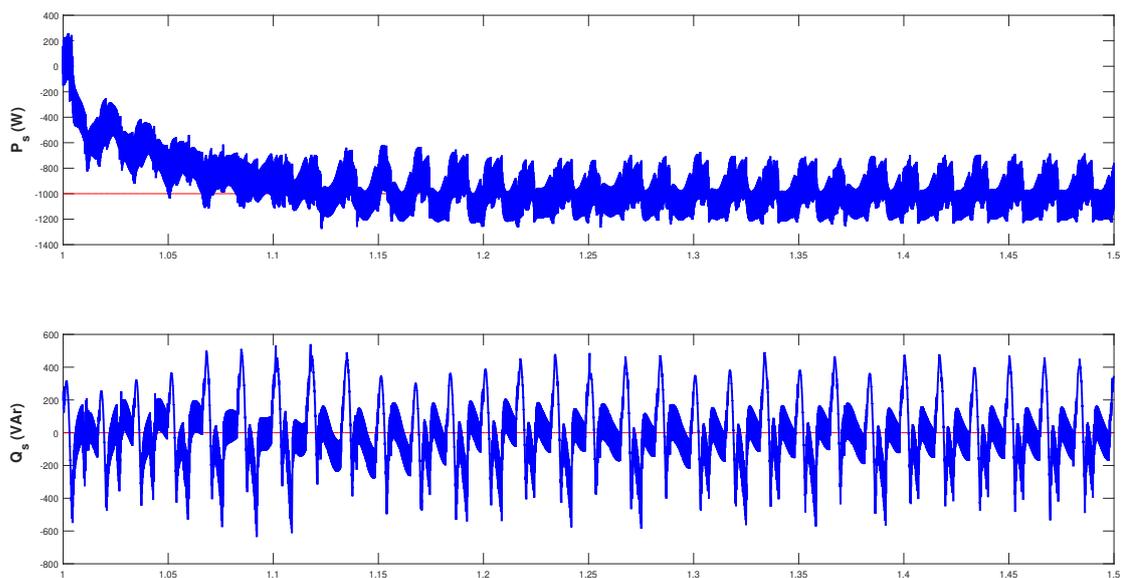


Fonte: Autoria Própria.

controlador para i_{dr} mais preciso, seria necessário identificar, de forma independente, as duas correntes rotóricas.

Para o teste dos controladores PI de potência, inicialmente a potência ativa foi mantida em 0 kW e a potência reativa em 0 kvar. No tempo $t = 1$ s a referência de potência ativa foi modificada para 1 kW no sentido de injeção de potência e a referência de potência reativa mantida em 0 kvar. A Figura 18 mostra a dinâmica obtida para o controle das duas potências com a ação do controlador PI nas potências.

Figura 18 – Potência ativa e potência reativa.

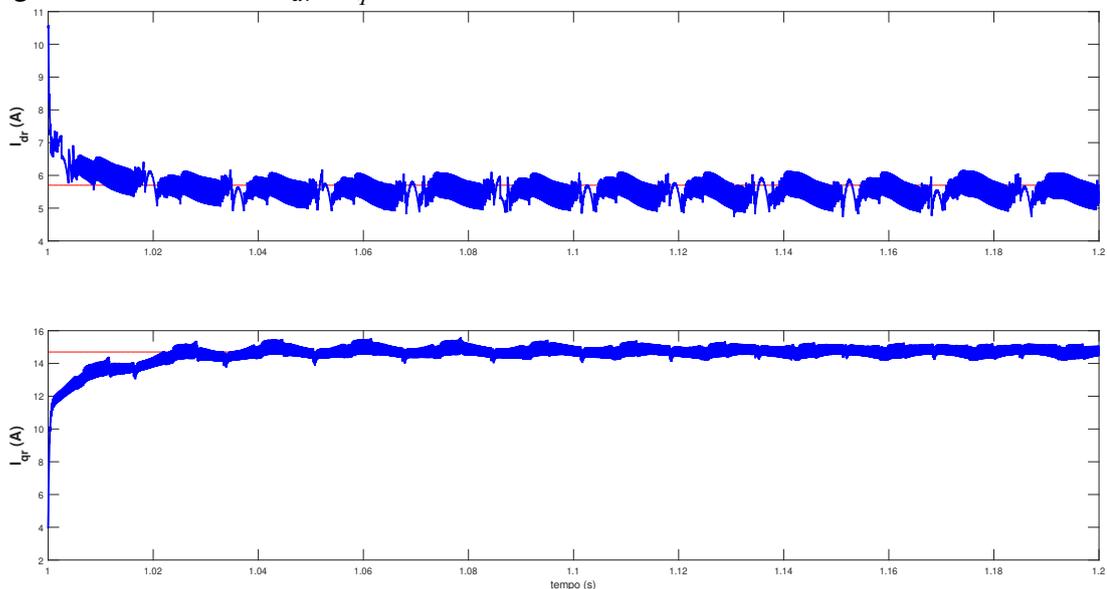


Fonte: Autoria Própria.

A Figura 18 mostra que o controlador PI mantém a potência ativa seguindo a referência desejada e apresenta a mesma dinâmica para qual foi projetada e apresentada no Capítulo 3. Embora a potência reativa seja oscilatória, o valor médio de Q_s é nulo, como o desejado. Deste modo, o gerador opera com fator de potência de deslocamento unitário.

A Figura 19 mostra as referências de corrente i_{dr} e i_{qr} obtidas em simulação para efeito comparativo com os valores de referência do resultado experimental apresentado na Figura 29, embora esses valores de corrente no simulador levem a um valor de potência maior do que os apresentados na Figura 30 (resultado experimental apresentado na seção 4.2.2). Esse teste foi realizado a fim de se verificar a dinâmica da malha de corrente.

Figura 19 – Correntes i_{dr} e i_{qr} .



Fonte: Autoria Própria.

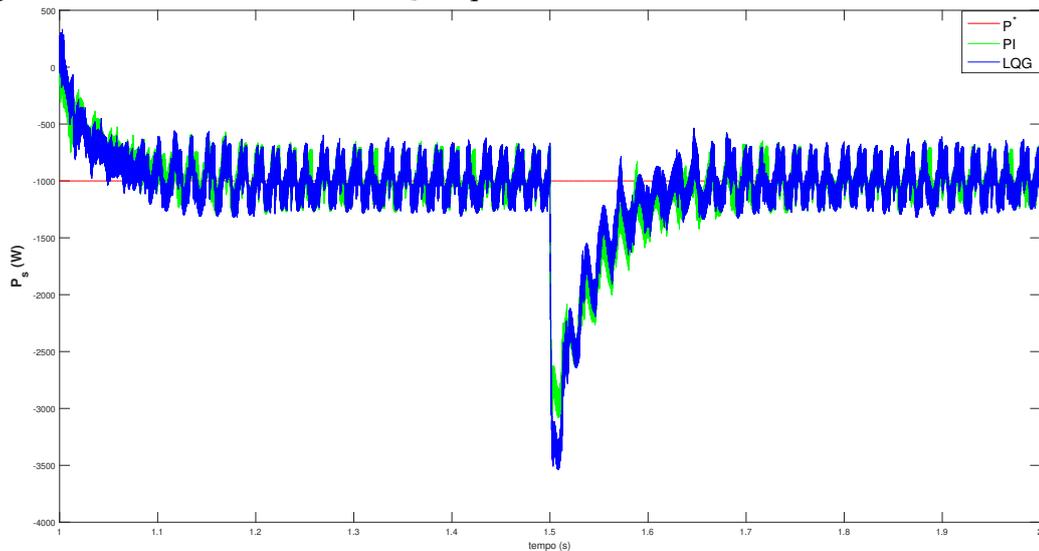
4.1.2 controlador LQG

Os resultados apresentados nesta seção são oriundos da simulação no mesmo ambiente de simulação e mesmas premissas da seção 4.1.1. Sendo assim, serão comparados os resultados dos controladores PI e LQG no PSIM.

Como citado no Capítulo 3, o controlador LQG foi projetado apenas para a malha externa de potência ativa. A premissa inicial foi sintonizar o LQG de modo a apresentar a mesma resposta do controlador PI. Embora o controlador LQG tenha sido implementado apenas para a potência ativa, o resultado do controle de potência reativa não será exposto nas figuras. Inicialmente, a referência de potência ativa foi setada para 0 kW, bem como a referência de

potência reativa setada para 0 kvar. No tempo $t = 1 \text{ s}$, a referência de potência ativa foi modificada para 3,7 kW no sentido de injeção de potência, ao passo que a referência de potência reativa permaneceu em 0 kvar. No tempo $t = 1,5 \text{ s}$, foi inserida uma perturbação tipo degrau na saída do controlador de potência a fim de mostrar a resposta de rejeição à perturbação para ambos controladores. A Figura 20 mostra o resultado obtido com ambos os controladores para a situação citada.

Figura 20 – Potência ativa PI e LQG equivalente.

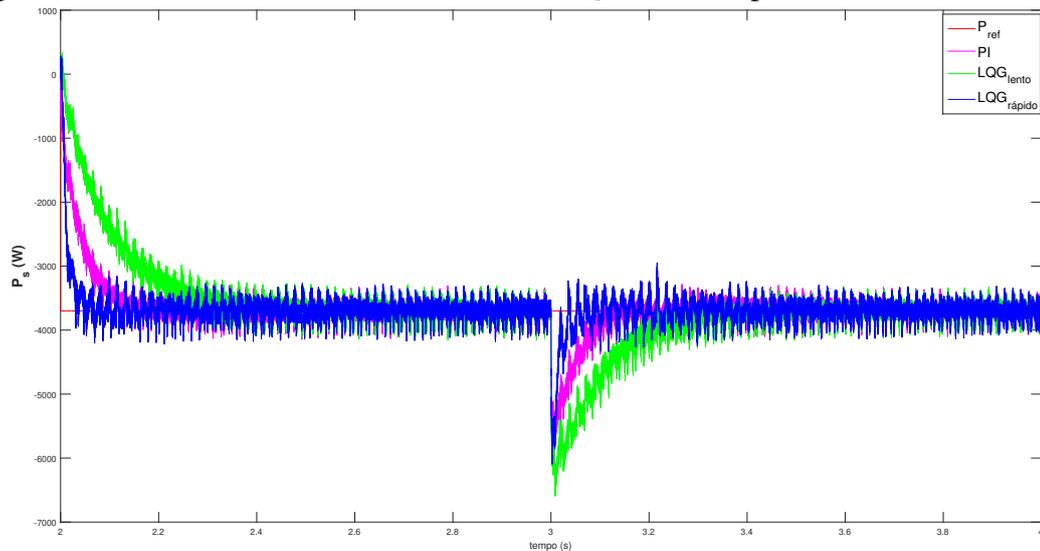


Fonte: Autoria Própria.

Analisando a Figura 20, constata-se que o controlador LQG foi sintonizado de forma a se aproximar da resposta obtida com o controlador PI. Para evidenciar, em simulação, a vantagem da utilização do controlador LQG em comparação ao PI, foram realizadas três simulações, onde os elementos da matriz Q , do controlador LQG, foram modificados a fim de melhorar as respostas dinâmicas e de rejeição à perturbação. Tomando como base o controlador LQG equivalente ao PI, a matriz Q foi multiplicada por 0,1, isto é, teve seu valor reduzido a 10% do original, dando origem assim ao controlador nomeado de LQG_{lento} . Do mesmo modo, a matriz Q foi multiplicada por 10, originando assim o controlador nomeado LQG_{rapido} . A finalidade de tais testes é deixar claro que para modificar tanto a dinâmica da planta, quanto a rejeição à perturbações, o controlador LQG mostra sua praticidade, tendo em vista que é necessário apenas alterar um parâmetro, ao passo que para obter resultados semelhantes com o controlador PI, seria necessário um novo projeto do controlador.

A Figura 21 deixa claro que é possível alterar as respostas dinâmicas e de rejeição à perturbação no controlador LQG apenas aumentando ou diminuindo os valores dos elementos

Figura 21 – Potência ativa PI e controladores LQG lento e rápido.

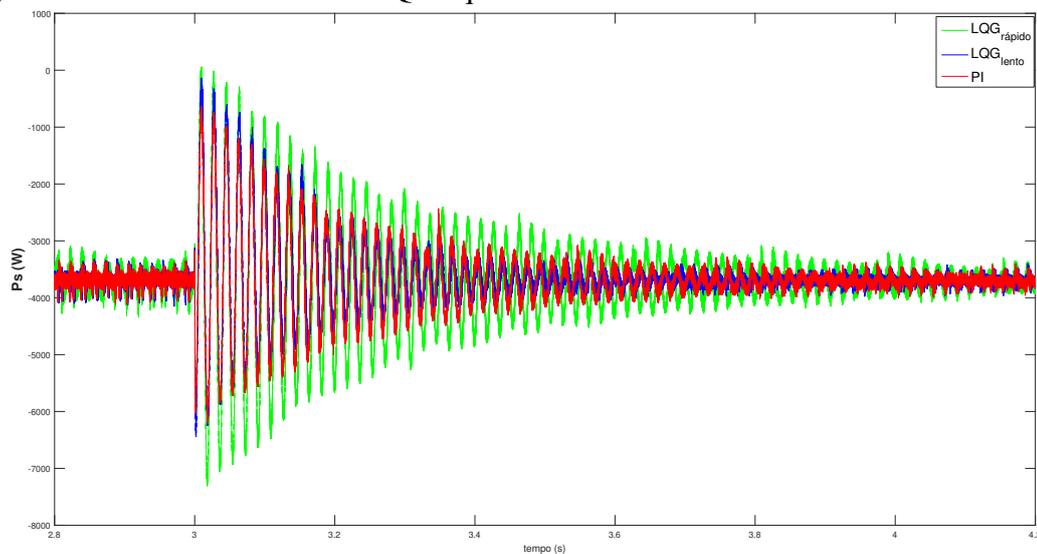


Fonte: Autoria Própria.

da matriz Q de maneira intuitiva. Para obter resultados similares para o controlador PI clássico, seria necessário um novo projeto do controlador. Vale ressaltar que o controlador LQG_{rapido} , por sua agressividade, apresentou resultados mais oscilatórios que os demais.

O próximo teste feito com os controladores PI, LQG_{rapido} e LQG_{lento} , diz respeito ao desempenho do controle quando submetido a um afundamento de tensão de 10%. A simulação para o teste de afundamento de tensão foi realizada de maneira similar ao teste com a perturbação, onde apenas foi modificado o tipo de distúrbio. A Figura 22 mostra o desempenho dos controladores para a situação citada.

Figura 22 – Potência ativa PI e LQG equivalente.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 22 mostra que, embora todos os três controladores sejam capazes de fazer com que a potência ativa retorne ao seu valor de referência, a resposta para o controlador LQG_{rapido} apresenta maiores picos de potência. Já as respostas para os controladores PI e LQG_{lento} se mostram similares, sendo de difícil análise qualitativa. É interessante comparar as Figuras 21 e 22, pois na Figura 21 o controlador rápido foi capaz de seguir a referência antes dos demais. Já na Figura 22 este foi o que mais demorou. O motivo para este comportamento merece uma investigação mais profunda.

A fim de comparar quantitativamente os controladores para a simulação de afundamento de tensão, foi calculado o valor quadrático médio das oscilações de potência para cada um deles. Os resultados são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Valor quadrático médio das oscilações de potência.

Controlador	RMS
<i>PI</i>	14,07
<i>LQG_{lento}</i>	13,92
<i>LQG_{rapido}</i>	14,34

Fonte: Autoria Própria.

A Tabela 5 reforça a conclusão prévia de que o controlador rápido apresentou o pior desempenho para a situação de afundamento de tensão relativo aos outros dois controladores. Já o controlador lento apresentou um menor dispêndio de energia para retornar à referência do que o controlador PI com uma diferença percentual de 1,11%. Os resultados obtidos em simulação são pouco conclusivos no que tange a influência do controle para o caso de afundamento de tensão, requerendo uma análise experimental.

4.2 Resultados Experimentais

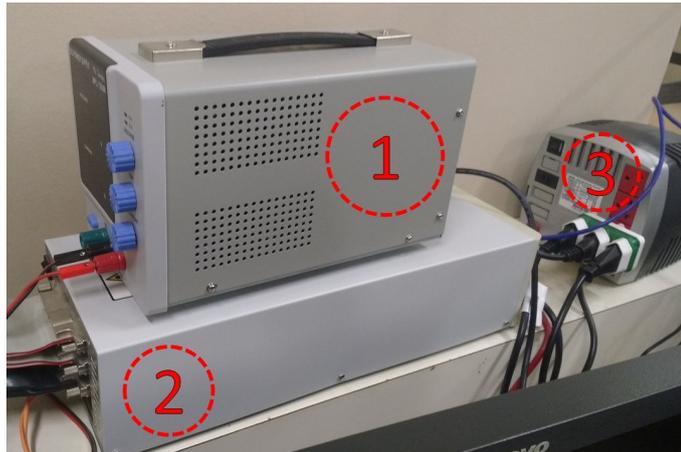
O resultados experimentais seguem a mesma sequência dos resultados de simulação. Inicialmente, em 4.2.1, será apresentada a bancada de testes experimentais utilizada para obtenção dos resultados. Na seção 4.2.2 serão mostrados os resultados para a implementação dos controladores PI clássicos expressos no Capítulo 3, dando início pelos controladores de corrente e, logo após, os controladores de potência.

Os resultados experimentais para a implementação do controlador LQG não puderam ser desenvolvidos por completo, devido à limitações técnicas na bancada experimental. Deste modo, não foi possível colher os resultados da planta com aplicação deste controlador.

4.2.1 Bancada de Testes

Nessa seção serão apresentados os equipamentos que compõem a bancada de testes utilizada para obter os resultados experimentais. As figuras a seguir mostram os equipamentos e, após cada imagem, são devidamente referenciados.

Figura 23 – Equipamentos da bancada de teste 1.



Fonte: Autoria Própria.

1. Fonte CC para alimentação.
2. Módulo Ds1103, realiza a comunicação dos dados coletados e o software Dspace do computador.
3. Módulo isolador estabilizado para o PC.

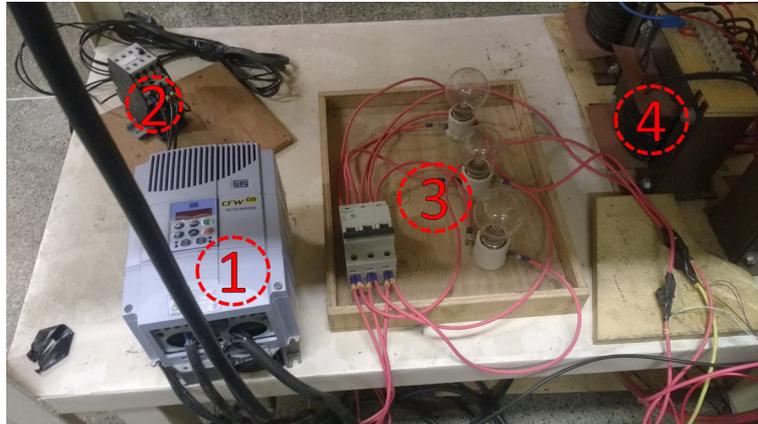
Figura 24 – Equipamentos da bancada de teste 2.



Fonte: Autoria Própria.

1. Motor de indução gaiola de esquilo 1750 rpm e 7,5kW.
2. Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) de 3,7kW,380V, 60Hz e 4polos.
3. Acoplamento entre o DFIG e o Motor .

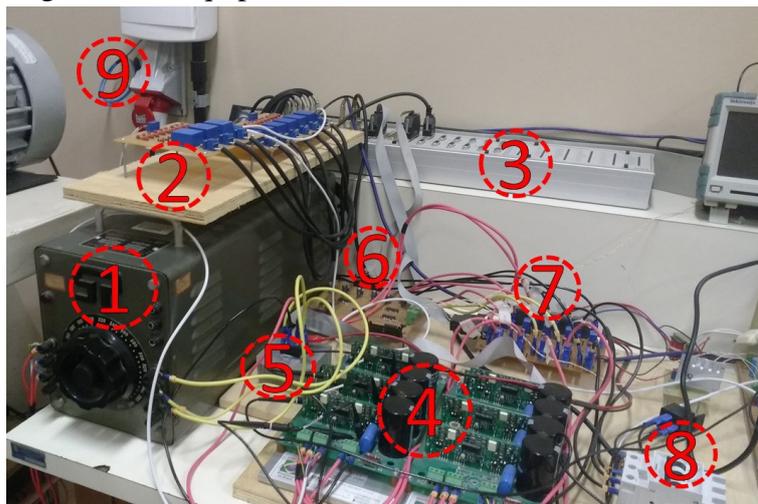
Figura 25 – Equipamentos da bancada de teste 3.



Fonte: Autorial Própria.

1. Inversor WEG CFW 08.
2. Contactor Tripolar.
3. Lâmpadas utilizadas para verificar se o sistema de sincronização com a rede está funcionando.
4. Filtro Indutivo de 20 mH em cada fase.

Figura 26 – Equipamentos da bancada de teste 4.

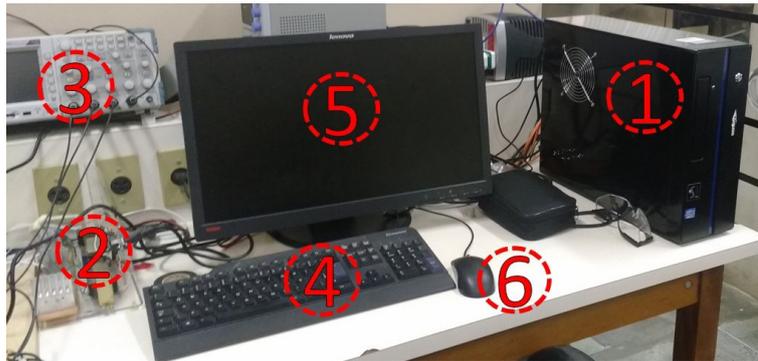


Fonte: Autorial Própria.

1. Varivolt (420VDC).
2. Placa de sensores de tensão do tipo LV 25-P.
3. Placa de conectores do Dspace .

4. Conversor do lado da máquina .
5. Conversor do lado da rede.
6. Placa condicionadora PWM.
7. Placa de sensores de corrente efeito Hall do tipo LTS 25-NP. .
8. Disjuntor Siemens tripolar.
9. Conexão trifásica com a rede elétrica.

Figura 27 – Equipamentos da bancada de teste 5.



Fonte: Autoria Própria.

1. CPU do computador.
2. Placa de transformação para a alimentação dos sensores do sistema.
3. Osciloscópio trifásico.
4. Teclado .
5. Monitor.
6. Mouse.

A Figura 28 mostra o diagrama elétrico e de acionamento do sistema montado em bancada.

Ao fechar a chave S_1 o inversor trifásico CFW 08 é energizado, possibilitando o acionamento da máquina de indução trifásica, que faz o papel da máquina primária. O fechamento da chave S_2 possibilita a energização do varivolt trifásico que permite o ajuste do nível de tensão no *link* CC, tendo em vista que o conversor do lado da rede é um retificador não controlado. Com a ação dos controladores, a tensão gerada pelo DFIG pode ser sincronizada com a tensão da rede elétrica. Feito isso, as lâmpadas dispostas entre o estator da máquina e a rede elétrica se apagam, evidenciando que a tensão gerada é igual em amplitude e módulo à tensão da rede. Feito isso, a chave S_3 pode ser fechada e a máquina estará conectada à rede.

Figura 28 – Diagrama elétrico da bancada.

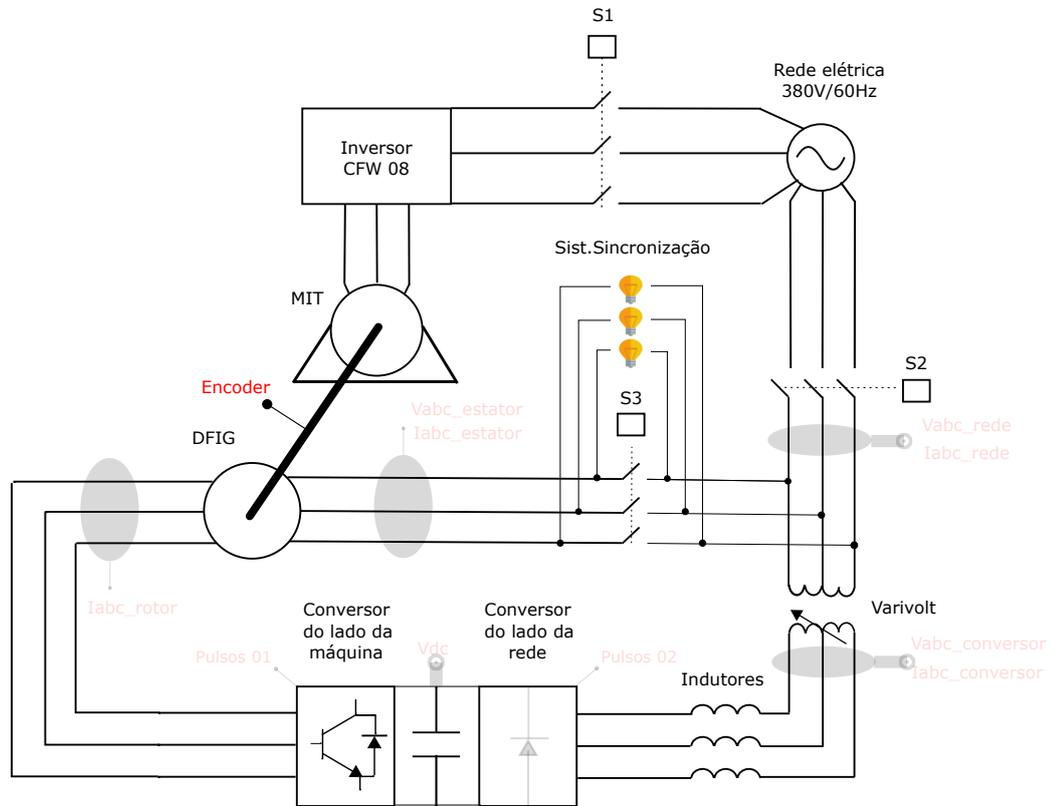
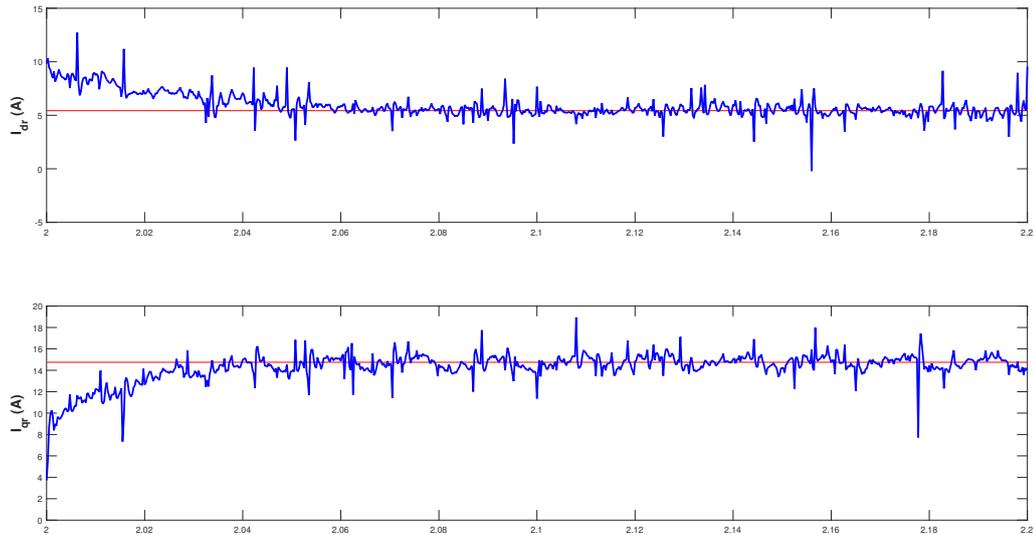


Figura 29 – Correntes i_{dr} e i_{qr} experimentais.

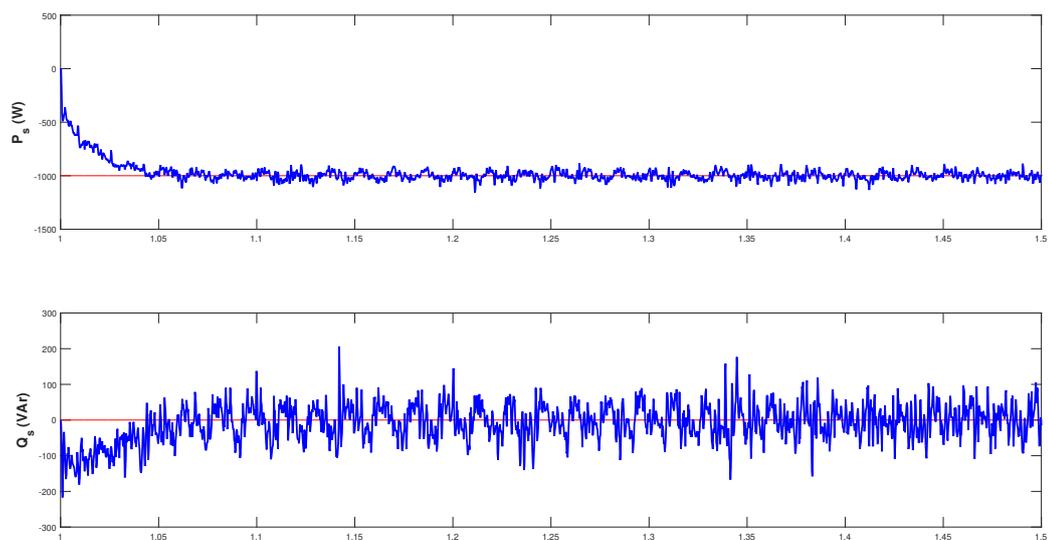


Fonte: Autoria Própria.

DFIG como feito em (MESQUITA, 2017) para a máquina de relutância variável.

O teste em bancada para os controladores de potência foi feito de forma similar ao apresentado na seção 4.1.1. Inicialmente a referência de potência ativa estava ajustada para 0 kW e a referência de potência reativa em 0 kVAR . Em determinado instante a referência de potência ativa foi mudada para 1 kW no sentido de injeção de potência ativa, ao passo que a referência de potência reativa foi mantida em 0 kVAR . A Figura 30 mostra os resultados experimentais colhidos em bancada.

Figura 30 – Potências ativa e reativa experimentais.



Fonte: Autoria Própria.

Os resultados da Figura 30 são compatíveis com os apresentados em simulação

na Figura 18. A dinâmica da potência ativa P_s apresenta compatibilidade com as simulações mostradas em 4.1.1. Entretanto, os resultados experimentais são menos oscilatórios, isto é, possuem uma menor variância, quando comparados aos resultados de simulação. Este fato é creditado às particularidades existentes tanto no modelo matemático do *software* usado, quanto as diferenças de projeto da máquina da bancada, como mostrado em 4.2.1

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho tem como objetivo a modelagem e análise de controladores PI e LQG aplicados a uma máquina de indução duplamente alimentada (*DFIG*). Os controladores foram analisados e implementados em ambiente de simulação no *software PSIM*.

Os controladores PI projetados para as malhas de corrente, potências ativa e reativa foram testados em simulação cujos resultados obtidos mostram proximidade com aqueles observados tanto no *PSIM* quanto no MATLAB. O controlador LQG avaliado para a malha de potência ativa também mostrou resultados adequados de simulação. É possível perceber a compatibilidade entre ambos os controladores na malha de potência ativa, a partir das respostas obtidas quando modificados os valores dos elementos da matriz Q , que influencia diretamente na resposta do sistema, tornando-a mais lenta ou mais rápida. Isso evidencia a vantagem do controle LQG em relação ao PI, já que aquele é ajustado a partir do ajuste intuitivo de um valor, enquanto este depende de um novo projeto se as especificações de desempenho são modificadas.

Os resultados experimentais foram aquém do esperado, pois embora a dinâmica das malhas de potência para os testes dos controladores PI tenham apresentado razoável compatibilidade, os valores de corrente i_{dr} e i_{qr} , em simulação, necessários para obter os mesmos valores de potências ativa e reativa, em bancada, foram distintos, possivelmente causadas por particularidades construtivas da bancada em relação às demais máquinas DFIG comumente encontradas. Portanto, recomenda-se a investigação mais detalhada deste assunto, a fim de compatibilizar a bancada com ambiente de simulação.

Além disso, devido a restrições de ordem técnica na bancada, não foi possível realizar a validação do controlador LQG na malha de potência ativa, que deverá ser realizada na sequência deste trabalho, pelo grupo de pesquisa. Além disso o trabalho segue no sentido de avaliar, analisar e implementar controladores centralizados, LQG ou de norma H , para as duas malhas de potência: ativa e reativa.

REFERÊNCIAS

- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA EÓLICA - ABEEÓLICA. **Energia eólica ultrapassa marca de 14 GW de capacidade instalada**. 2018. Disponível em: <<http://abeeolica.org.br/noticias/energia-eolica-ultrapassa-marca-de-14-gw-de-capacidade-instalada/>>. Acesso em: 27 nov. 2018.
- BIM, E. **Máquinas Elétricas e Acionamento**. [S.l.]: CAMPUS, 2012. v. 2nd. ed.
- CORREIA, W. B. **Contribuições ao Estudo de Sistemas SISO e MIMO com Atraso de Transporte**. 2016. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2016.
- DIAS, S. V. **Controlador Preditivo Generalizado com Anti-windup Aplicado a um Sistema de Geração Eólico Baseado em DFIG**. 2016. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2016.
- GONZALO, A.; LOPEZ, J.; RODRIGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation**. [S.l.]: John Wiley Sons, 2011. v. 1st. ed.
- GWEC, G. W. E. C. **Global wind statistics 2017**. 2018.
- KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1995. v. 2nd. ed.
- MACIEJOWSKI, J. M. **Multivariable Feedback Design**. [S.l.]: Addison-Wesley Publish Company, 1989. v. 1st. ed.
- MESQUITA, V. A. **Simulação e Controle de Uma Máquina de Relutância Variável 6/4**. 2017. Tese (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Departamento Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2017.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Pearson, 2011. v. 5. ed.
- PINTO, V. P. **Controladores Robustos LQG/LTR com Ação Integral Aplicados ao Controle de Geradores Eólicos Interligados ao Sistema de Distribuição de Energia Elétrica Baseados em Máquina de Indução Duplamente Alimentada**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.
- SIMAS, M.; PACCA, S. **Energia eólica, geração de empregos e desenvolvimento sustentável. Estudos Avançados**, v. 27, 04 2013.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control: Analysis and Design**. [S.l.]: John Wiley Sons, 2005. v. 2nd. ed.

ANEXO A – SCRIPT UTILIZADO PARA PROJETO DO CONTROLADOR LQG EM MATLAB

Esse *script* foi retirado de (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005) e implementado em MATLAB.

```

% UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
% CENTRO DE TECNOLOGIA
% DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETRICA
% TRABALHO DE CONCLUSAO DE CURSO
% ALUNO: JUCELINO TALEIRES FILHO
% ORIENTADOR: PROF. DR. WILKLEY BEZERRA CORREIA
% SEMESTRE 2018.2
% Codigo extraido do livro do Skogestad, 2a. ed. pag. 380
clear all
close all
clc
num = 282*[0.02133 1.598];
den = [1.519e-5+ 0.04167 1.598];
% Usa o toolbox de controle robusto
G = nd2sys(num,den); % Planta original
int = nd2sys(1,[1 0]); % integrador
Gs = mmult(G,int); % Planta aumentada com integrador
[A,B,C,D] = unpck(Gs); % Modelo em EE da plana aumentada
Q = 0.025*C'*C; % Peso nas saidas
R = 1; % Peso nas entradas (R pequeno acelera a resposta)
Kx = lqr(A,B,Q,R); % Regulador otimo
Bnoise = eye(size(A)); % Ruído do processo diretamente nos estados
W = eye(size(A)); % Ruído do processo
V = .5; % Ruído de medida (V pequeno acelera a resposta)
Ke = lqe(A,Bnoise,C,W,V); % Estimador otimo
[Ac,Bc,Cc,Dc] = reg(A,B,C,D,Kx,Ke); % Regulador e Estimador combinados
Ks = pck(Ac,Bc,Cc,Dc);
Klqg = mmult(Ks,int); % Ganho LQG com a inclusivo do integrador

```

```

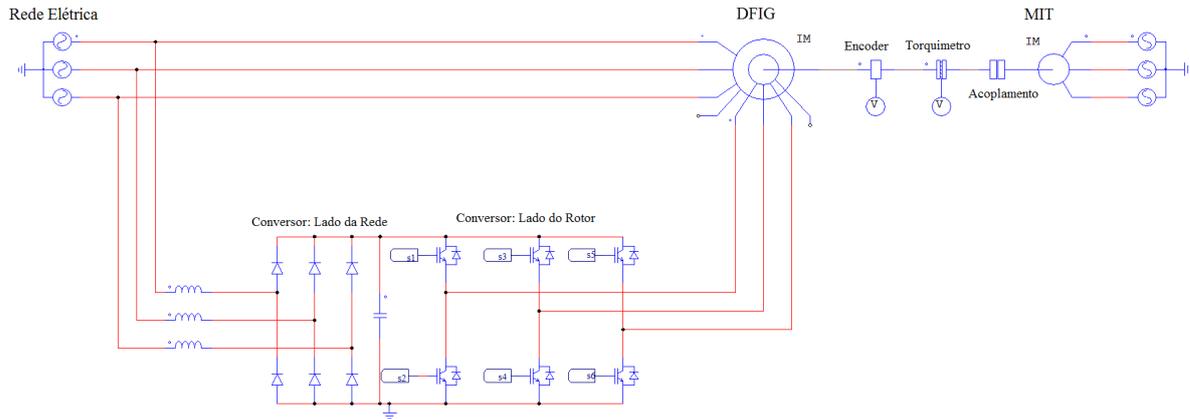
[AK,BK,CK,DK] = unpck(Klqg);
[AS,BS,CS,DS] = unpck(G);
Ts = 1/(10*min(abs(roots(den))));
tsim = 500*Ts; % tempo de simulacao
tde = 0; % instante de tempo de aplicacao do degrau de entrada
vde = 1000; % amplitude do degrau de entrada
tpu = 250*Ts; % instante de tempo de aplicacao da perturbacao de entrada
vpu = -1*(vde/1000); % amplitude do degrau de perturbacao de entrada
tpy = 45; % instante de tempo de aplicacao da perturbacao de saida
vpy = 0*(vde/10); % amplitude do degrau de perturbacao de saida
tpn = 40; % instante de tempo de aplicacao do ruido na saida
vpn = 0; % 1 para aplicar ruido, 0 para retirar.
np = 0.05;
sim('sim_lqg_v1 anterior')
t = [0:Ts:tsim];
figure
subplot(2,1,1)
plot(t,y_lqg,'Linewidth',2);
grid on
subplot(2,1,2)
plot(t,u_lqg,'r','Linewidth',2);
grid on

```

ANEXO B – AMBIENTE DE SIMULAÇÃO - PSIM

Esse anexo apresenta os blocos utilizado no ambiente de simulação de onde foram colhidos os resultados teóricos. Todas as figuras foram retiradas do *software* PSIM.

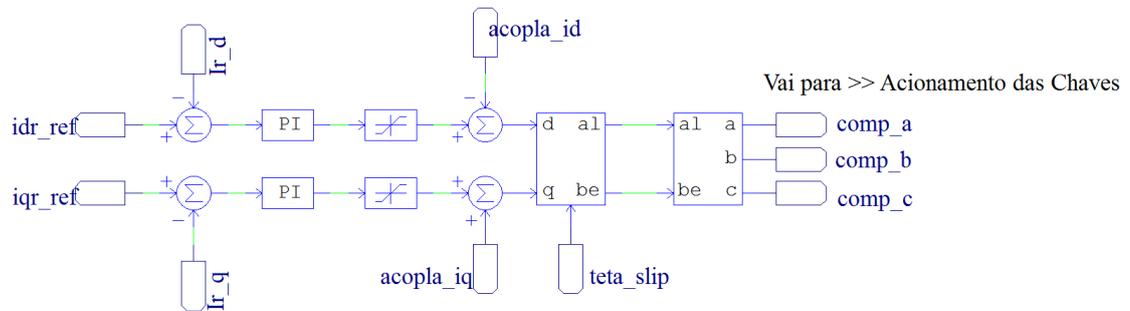
Figura 31 – Sistema de geração baseado em DFIG.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 32 – Controle de corrente.

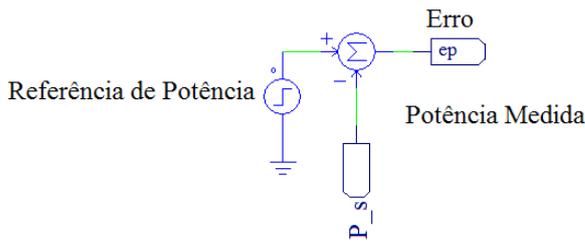
Controle de Corrente (Malha Interna)



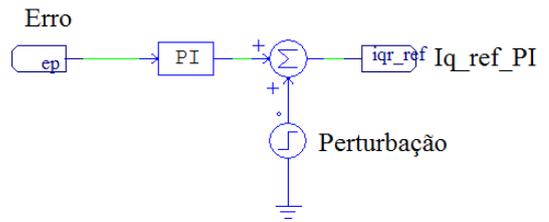
Fonte: Autoria Própria.

Figura 33 – Controle de potência ativa e reativa.

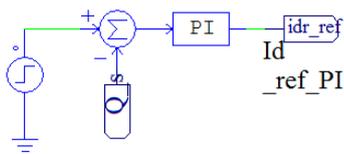
Controle de Potência Ativa e Reativa
(Malha Externa)



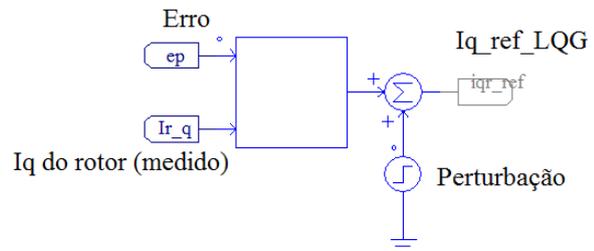
Controle PI



Controle de Potência Reativa



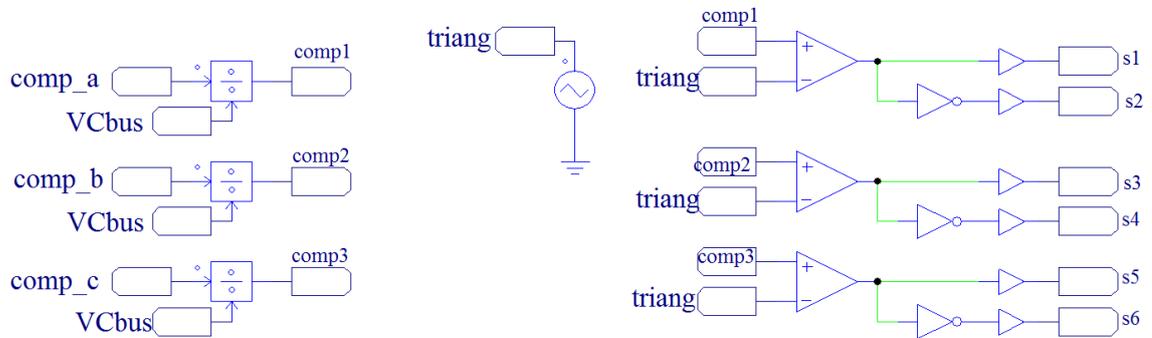
Controle LQG



Fonte: Autoria Própria.

Figura 34 – Sistema de acionamento do conversor do lado da máquina.

Acionamento chaves: SPWM



Fonte: Autoria Própria.