

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**



**TESE DE DOUTORADO**

**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**

**VANDILBERTO PEREIRA PINTO**

**FORTALEZA**

**JANEIRO DE 2012**

**VANDILBERTO PEREIRA PINTO**

**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**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. José Carlos Teles Campos

Co-Orientador: Dr. Cursino Brandão Jacobina

**FORTALEZA**

**JANEIRO DE 2012**

## DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho aos amigos que muito contribuíram de forma direta ou indireta para a elaboração e execução desta tese.*

*A todos da minha família e especialmente a minha esposa Claudiane e ao meu filho Edilberto.*

*Aos professores, colegas e funcionários da UFC.*

*A Deus por ter me concedido o dom da vida.*

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Ciências e Tecnologia

- 
- P726c Pinto, Vandilberto Pereira.  
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 / Vandilberto Pereira Pinto. – 2012.  
167 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Tese (doutorado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.  
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Acionamento.  
Orientação: Prof. Dr. José Carlos Teles Campos.  
Coorientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina.
- 1.Sistemas de energia elétrica. 2. Energia eólica. 3. Energia renovável. I. Título.

**Vandilberto Pereira Pinto**

**CONTROLADORES ROBUSTOS LQG/LTR COM AÇÃO INTEGRAL  
APLICADOS AO CONTROLE DE GERADORES EÓLICOS  
INTERLIGADOS AO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA  
ELÉTRICA BASEADOS EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO DUPLAMENTE  
ALIMENTADA**

Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção de título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

*Vandilberto Pereira Pinto*

\_\_\_\_\_  
Vandilberto Pereira Pinto

**Orientador:**

*José Carlos Teles Campos*  
\_\_\_\_\_  
Prof. José Carlos Teles Campos, Dr.

**Co-Orientador:**

*Cursino Brandão Jacobina*  
\_\_\_\_\_  
Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr.

**Banca Examinadora:**

*João Onofre Pereira Pinto*  
\_\_\_\_\_  
Prof. João Onofre Pereira Pinto, Dr.

*João Viana da Fonseca Neto*  
\_\_\_\_\_  
Prof. João Viana da Fonseca Neto, Dr.

*Otacílio da Mota Almeida*  
\_\_\_\_\_  
Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.

*Demercil de Souza Oliveira Júnior*  
\_\_\_\_\_  
Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

Fortaleza, 27 de janeiro de 2012

## AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida e pela fé para vencer obstáculos.

Ao Meu orientador, Prof. Dr. José Carlos Teles Campos, pelo seu incentivo na realização deste trabalho e pela paciência, compreensão, direcionamento e principalmente pela sua seriedade. A você minha admiração e agradecimentos.

À professora Laurinda Lúcia Nogueira dos Reis por toda ajuda principalmente nos momentos de maiores dificuldades.

Ao professor Ricardo Silva Thé por todos os ensinamentos na disciplina de Máquinas Elétricas com quem realizei os primeiros ensaios com o DFIG. A você minha admiração e agradecimentos pelo seu dinamismo.

Aos professores, Luiz Henrique Barreto, José Almeida, Fernando Antunes, Ruth Pastora, Francisco Kleber Lima e a todos do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação.

Agradeço a todos os professores do curso de Engenharia Elétrica da UFC do Campus de Sobral.

Agradeço aos professores João Onofre Pereira, Otacílio da Mota Almeida e Demercil de Souza Oliveira Júnior, integrantes da banca do exame de qualificação, pelas valiosas contribuição e sugestões apresentadas.

Ao professor Dr Cursino Brandão Jacobina por ter me acolhido em um longo período no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas-LEIAM na UFCG para realização dos ensaios experimentais. Agradeço também pela grande contribuição, ensinamento e sugestões dos testes experimentais. A você minha admiração, pelo seu comprometimento e seriedade com a pesquisa de alto nível.

Ao meu grande amigo Nady Rocha e professor da UFPB que me acompanhou durante toda a montagem do sistema experimental e de todos os ensaios realizados que tiveram início em Julho de 2009. A você minha admiração, agradecimentos e obrigado pela paciência.

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando neste espaço minhas sinceras desculpas.

Resumo apresentado à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

## RESUMO

Na presente tese, propõe-se um controlador robusto LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) com ação integral (LQG/LTRI) em uma nova aplicação para o ajuste dos controladores do conversor do lado da máquina e do conversor do lado rede elétrica em um sistema de conversão eólica utilizando um gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generator - DFIG*).

A metodologia de controle proposta assegura a robustez em relação à rejeição do erro de rastreamento, insensibilidade a variações paramétricas, além de permitir que erros de medida e modelagem sejam incorporados no projeto. Testes de robustez e desempenho foram realizados para variações dos parâmetros internos da máquina e variações de referência de velocidade.

Resultados de simulação e experimentais, obtidos em um protótipo de laboratório com uma máquina de 2kW são apresentados para validar e demonstrar o bom desempenho e robustez do controlador proposto comparado com os controladores clássicos Proporcional-Integral (PI) em um sistema de geração eólica com máquinas DFIG.

**Palavras-chave:** Controlador Robusto, Geração de Energia Eólica, Gerador de Indução Duplamente Alimentado, LQG/LTR.

Abstract of the Thesis presented to Federal University of Ceará as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

## ABSTRACT

It is proposed in this thesis a LQG/LTR robust controller (Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery) with integral action (LQG/LTRI) in a new application for gain tuning for the rotor side converter and grid side converter in a wind energy conversion system (WECS) with Doubly-Fed Induction Generator (DFIG).

The proposed control method assures the robustness with respect to the tracking error rejection, insensitivity to parameter variations and permits that measurement and modeling errors are incorporated in the project. Robustness and performance tests were performed for variations of machine internal parameters and speed.

Simulation and experimental results, obtained from a laboratory prototype that uses a 2 kW machine are presented to validate and demonstrate the robustness and performance of the proposed controller through the comparison with the proportional and integral (PI) controller employed in a wind energy conversion system with DFIG.

**Keywords** - Wind power generation, Robust Control, Doubly Fed Induction Generator, LQG/LTR.



## SUMÁRIO

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	vii
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	ix
<b>LISTA DE SÍMBOLOS.....</b>	x
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS .....</b>	xii

### Capítulo 01 – Introdução

1.1. Tecnologias para turbinas Eólicas .....	5
1.2. Revisão Bibliográfica sobre o Tema .....	9
1.2.1. Parte I.....	9
1.2.2. Parte II.....	13
1.2.3. Parte III.....	14
1.3. Motivação e Objetivo.....	16
1.4. Principais Contribuições do Trabalho.....	16
1.5. Estrutura do Trabalho.....	17
1.6. Publicações Originadas deste Trabalho.....	18

### Capítulo 02 – Sistema de Conversão de Energia Eólica

2.1. Sistema de Conversão de Energia Eólica(SCEE).....	20
2.2. Modelo da Turbina Eólica.....	22
2.3. Gerador de Indução Duplamente Alimentado .....	25
2.3.1. Modelagem do DFIG.....	27
2.4. O Princípio do Controle Vetorial .....	30
2.4.1 Controle do Conversor do lado da Máquina.....	30
2.4.2 O Conjugado Eletromagnético.....	34
2.4.3 As Potências Ativa e Reativa.....	35
2.5. O conversor do Lado da Rede .....	36
2.6. Estratégia de Controle Clássica.....	39
2.7. A Linearização do Modelo do Conversor do Lado da Máquina.....	42
2.8. A Linearização do Modelo do Conversor do Lado da Rede.....	43
2.9. O modelo Linearizado do Sistema em Estudo .....	44
2.10. Conclusões.....	46

### Capítulo 03 – Sistemas Multivariáveis

3.1. Sistemas Multivariáveis.....	47
3.2. Direções em Sistemas Multivariáveis .....	50
3.3. Valores Singulares na Análise de Desempenho de Sistemas MIMO.....	52
3.4. Representação das Incertezas.....	56
3.4.1. Incertezas Paramétricas.....	56
3.4.2. Incerteza Estruturada.....	57
3.4.3. Incerteza Não-Estruturada.....	57
3.5. Controladores Robustos Multivariáveis.....	59
3.6. Conclusões.....	62

### Capítulo 04 – A Estratégia de Controle Proposta

4.1. Estimadores ou Observadores de Estados.....	64
4.2. Estimadores de Estados ótimo: Filtro de Kalman.....	67
4.3. O Regulador Linear Quadrático(LQR).....	69
4.4. Controlador Linear Quadrático Gaussiano (LQG).....	71
4.4.1 Propriedade do LQG.....	73
4.5. Controladores Robustos LQG/LTR.....	74
4.6. Malha Objetivo.....	77
4.7. Controladores Robustos LQG/LTRI.....	78
4.8. Conclusões.....	80

### Capítulo 05 – Projeto dos Controladores

5.1. Projetos dos Controladores PI Clássico.....	81
5.2. Projetos do Controlador Proposto.....	83
5.2.1. Projeto da Malha Objetivo.....	86
5.2.2. Projeto do Controlador Robusto LQG/LTRI.....	87
5.3. Conclusões.....	92

### Capítulo 06 – Resultados de Simulação e Experimentais

6.1. Sistema de Geração Eólica.....	93
6.2. Estratégia de Controle.....	94

6.3. Resultados de Simulações.....	96
6.3.1. Regime Permanente.....	96
6.3.2. Transitório de Velocidade.....	101
6.3.3. Teste de Robustez e Desempenho.....	104
6.4. Resultados Experimentais.....	106
6.4.1. Controle das Correntes do Rotor.....	106
6.4.2. Regime Permanente.....	107
6.4.3. Transitório de Velocidade.....	111
6.4.4. Resultados para outros Pontos de Operação.....	116
6.5. Comparação do Controlador LQG/LTRI com o Controlador PI.....	120
6.6. Conclusões.....	124

## **Capítulo 07 – Conclusões e Sugestões de Futuras Pesquisas**

7.1. Conclusões.....	125
7.2. Sugestões de Futuras Pesquisas.....	126
Referências Bibliográficas.....	128

### **Anexo A**

Transformação $dqo$ .....	138
---------------------------	-----

### **Anexo B**

Linearização de Sistemas Dinâmicos.....	140
---	-----

### **Anexo C**

Parâmetros do Sistema de Conversão Eólica.....	146
--	-----

### **Anexo D**

Decomposição em Valores Singulares.....	149
---	-----

## LISTA DE FIGURAS

### Capítulo 01 - Introdução

Figura 1.1- Potência Eólica Instalada no Mundo.....	1
Figura 1.2 - Perspectiva da Potência Eólica Instalada no Mundo em 2020.....	2
Figura 1.3 - Potência Eólica Instalada na América Latina .....	2
Figura 1.4 - Turbina Eólica de Velocidade fixa com Gerador de Indução de Rotor em Gaiola de Esquilo .....	5
Figura 1.5 - Gerador Síncrono de Rotor Bobinado.....	6
Figura 1.6 - Sistema Eólico com Gerador a Imã Permanente.....	7
Figura 1.7 - Gerador de Indução tipo Gaiola de Esquilo.....	7
Figura 1.8 - Gerador de Indução Duplamente Alimentado – DFIG.....	8

### Capítulo 02 - Sistema de Conversão de Energia Eólica

Figura 2.1 - SCEE com o DFIG.....	20
Figura 2.2 - Configuração do DFIG com Acionamento Kramer Estático.....	21
Figura 2.3 - Configuração do DFIG com Acionamento Scherbius- Estático.....	22
Figura 2.4 - Coeficiente de potência em função de $\lambda$ .....	23
Figura 2.5 - Trajetória de Máxima Potência.....	24
Figura 2.6 - O princípio de Funcionamento do DFIG.....	26
Figura 2.7- Circuito equivalente da Máquina de Indução Duplamente Alimentada. (a) eixo $q$ .(b) eixo $d$ .....	29
Figura 2.8 - Disposição do Vetor de Fluxo do Rotor orientado com eixo $dq$ .....	30
Figura 2.9 - Orientação do Fluxo do Estator.....	31
Figura 2.10 - Desacoplamento das Correntes do Rotor $i_{dr}^a$ e $i_{qr}^a$ .....	34
Figura 2.11- Circuito do Conversor Conectado à Rede.....	36
Figura 2.12 - Representação dos eixos Coordenados em Referencial Síncrono Orientado pela Tensão da Rede.....	37
Figura 2.13- Estratégia de Controle Clássica com PI para o DFIG.....	39

### Capítulo 03 - Sistemas Multivariáveis

Figura 3.1 - Diagrama de blocos do Sistema de Controle em Malha Fechada.....	48
Figura 3.2 - Sistema Multivariável.....	50
Figura 3.3 - Formas Desejadas para S e T .....	53
Figura 3.4 - Resposta em frequência desejável para um Sistema Multivariável.....	55
Figura 3.5 - Incerteza Aditiva na Saída .....	58
Figura 3.5 - (a) Incerteza Multiplicativa na Entrada. (b) Incerteza Multiplicativa na Saída.....	59
Figura 3.6 - Barreiras de Desempenho Robusto e Estabilidade.....	60
Figura 3.7 - Barreiras de Robustez e Especificações para S e T.....	61

### Capítulo 04 – A Estratégia de Controle Proposta

Figura 4.1 - Diagrama do Sistema e do Observador de Ordem Plena.....	65
Figura 4.2 - Sistema de Controle de Realimentação por Estados Estimados.....	66
Figura 4.3 - Diagrama de blocos do Sistema com o Ruído de Estado e de Medida....	68
Figura 4.4 - Sistema de Controle Ótimo.....	70
Figura 4.5 - Estrutura do Controlador LQG.....	72
Figura 4.6 - Diagrama de Blocos do Sistema para o Estudo do Procedimento de Recuperação.....	74
Figura 4.7 - Sistema Limite para $\rho \rightarrow \infty$ .....	75
Figura 4.8 - Diagrama de Blocos da Malha Objetivo.....	76
Figura 4.9 - Estrutura do Controlador LQG/LTR.....	76
Figura 4.10 - Estrutura do Controlador LQG/LTRI.....	79

### Capítulo 05 – Projeto Dos Controladores

Figura 5.1 - Malhas de Controle das Correntes do rotor $i_{dr}^a$ e $i_{qr}^a$ .....	81
Figura 5.2 - Malha de Controle da Velocidade.....	82
Figura 5.3 - Malha de Controle da Potência Reativa do Estator .....	82
Figura 5.4 - Malha de Controle do Conversor do Lado da Rede.....	82
Figura 5.5 - Barreira de Desempenho e Estabilidade Robusta.....	85

Figura 5.6 - Valores Singulares da Malha Objetivo.....	86
Figura 5.7(a) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para $\rho = 10^0$ ..	87
Figura 5.7(b) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para $\rho = 10^2$ ..	88
Figura 5.7(c) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para $\rho = 10^6$ ..	88
Figura 5.7(d) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para $\rho = 10^8$ ...	89
Figura 5.8 - Barreiras de Desempenho e Robustez .....	90
Figura 5.9 - Malha de Controle do Conversor do Lado do Rotor com o Controle Robusto.....	91

## Capítulo 06 – Resultados de Simulação e Experimentais

Figura 6.1 - Sistema de Geração com DFIG .....	94
Figura 6.2 - Diagrama de Controle para o DFIG .....	94
Figura 6.3 - (a) Velocidade Mecânica. (b) Tensão no Barramento CC .....	97
Figura 6.4 - (a) Corrente $i_{dr}^a$ . (b) Corrente $i_{qr}^a$ .....	98
Figura 6.5 - Correntes $dq$ da Rede elétrica. (a) Corrente $i_{gq}^e$ . (b) Corrente $i_{gd}^e$ .....	98
Figura 6.6 - (a) Potência Ativa do Estator (b) Potência Reativa do Estator.....	99
Figura 6.7 - (a) Corrente trifásicas da Rede Elétrica com LQG/LTRI.....	99
Figura 6.7 - (b) Corrente trifásicas da Rede Elétrica com PI.....	100
Figura 6.8 - Tensão e corrente da fase 1 da Rede Elétrica com LQG/LTRI.....	100
Figura 6.9 - (a) Velocidade Mecânica (b) Tensão no Barramento CC (c) Corrente $i_{dr}^a$ . (d) Corrente $i_{qr}^a$ .....	101
Figura 6.10 - (a) Potência Ativa do Estator (b) Potência Reativa do Estator (c) Corrente $i_{gq}^e$ (d) Corrente $i_{gd}^e$ .....	102
Figura 6.11- (a) Potência Ativa do Rotor (b) Potência Ativa do Estator e Potência Ativa total.....	102
Figura 6.12 - (a) Correntes trifásicas da Rede Elétrica com LQG/LTRI.....	103
Figura 6.12 - (b) Correntes trifásicas da Rede Elétrica com PI.....	103
Figura 6.13 - Tensão e corrente da fase 1 da Rede Elétrica com LQG/LTRI.....	104
Figura 6.14 - Resultados de Simulação do teste de robustez e desempenho para uma variação paramétrica de 10%. (a) Velocidade Mecânica (b) Tensão no Barramento CC(c) Corrente $i_{dr}^a$ . (d) Corrente $i_{qr}^a$ .....	105

Figura 6.15 - Resultados de Simulação do teste de robustez e desempenho para uma variação paramétrica de 10%. (a) Potência Reativa do Estator (b) Potência Ativa do Estator. (c) Corrente $i_{gq}^e$ . (d) Corrente $i_{gd}^e$ .....	105
Figura 6.17 - (a) Degrau de Corrente $i_{dr}^a$ . (b) Degrau de corrente $i_{qr}^a$ .....	107
Figura 6.18 - Resultados Experimentais. (a) Corrente $i_{dr}^a$ . (b) Corrente $i_{qr}^a$ .....	108
Figura 6.19 - Resultados Experimentais. (a) Velocidade Mecânica. (b) Tensão no Barramento CC .....	108
Figura 6.20 - Resultados Experimentais. Correntes $dq$ da Rede elétrica. (a) Corrente $i_{gq}^e$ (b) Corrente $i_{gd}^e$ .....	109
Figura 6.21 - Resultados Experimentais. (a) Potência ativa do Estator (b) Potência Reativa do Estator.....	109
Figura 6.22 - Resultados Experimentais. Tensão e corrente da fase 1 da Rede Elétrica .....	110
Figura 6.23 - Resultados Experimentais. (a) Tensão $dq$ do Estator (b) Correntes $dq$ do Estator no Referencial Estacionário .....	110
Figura 6.24 - Resultados Experimentais. (a) Corrente Trifásicas da Rede Elétrica. (b) Corrente Trifásicas do Rotor .....	111
Figura 6.25 - Resultados Experimentais. (a) Velocidade Mecânica diante um degrau de 380 $rad/s$ para 400 $rad/s$ . (b) Tensão no Barramento CC .....	112
Figura 6.26 - Resultados Experimentais. Correntes $dq$ do Rotor no referencial do fluxo do Estator.....	113
Figura 6.27 - Resultados Experimentais. Correntes $dq$ da Rede Elétrica. (a) Corrente $i_{gq}^e$ . (b) Corrente $i_{gd}^e$ .....	113
Figura 6.28 - Resultados Experimentais. (a) Potência Ativa do Estator (b) Potência Reativa do Estator.....	114
Figura 6.29 - Resultados Experimentais. Tensão e Corrente da fase 1 da Rede Elétrica .....	114
Figura 6.30 - Resultados Experimentais. Correntes $dq$ do Estator no referencial Estacionário.....	115
Figura 6.31 - Resultados Experimentais. Tensão $dq$ do Estator no referencial Rotórico.....	115

Figura 6.32 - Resultados Experimentais. (a) Velocidade Mecânica diante um degrau de 380 <i>rad/s</i> para 413 <i>rad/s</i> para 392 <i>rad/s</i> (b) Tensão no Barramento CC .....	116
Figura 6.33 - Resultados Experimentais. Correntes <i>dq</i> do Rotor no referencial do fluxo do Estator.....	117
Figura 6.34 - Resultados Experimentais. Correntes <i>dq</i> da Rede elétrica. (a) Corrente $i_{gq}^e$ . (b) Corrente $i_{gd}^e$ .....	117
Figura 6.35 - Resultados Experimentais. (a) Potência Ativa do Estator (b) Potência Reativa do Estator.....	118
Figura 6.36 - Resultados Experimentais. Tensão e corrente da fase 1 da Rede Elétrica .....	118
Figura 6.37 - Resultados Experimentais. Tensão e Correntes do eixo direto do Estator no referencial Estacionário.....	119
Figura 6.38 - Resultados Experimentais. Tensão <i>dq</i> do Estator no referencial Rotórico.....	119
Figura 6.39 - Resultados Experimentais. Corrente trifásicas da Rede Elétrica .....	121
Figura 6.40 - Controlador LQG/LTRI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho (a) Velocidade Mecânica (b) Tensão no Barramento CC (c) Corrente $i_{dr}^a$ (d) Corrente $i_{qr}^a$ .....	122
Figura 6.41 - Controlador LQG/LTRI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho (a) Potência Reativa do Estator (b) Potência Ativa do estator (c) Corrente $i_{gq}^e$ (d) Corrente $i_{gd}^e$ .....	122
Figura 6.42 - Controlador Clássico PI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho (a) Velocidade Mecânica (b) Tensão no Barramento CC (c) Corrente $i_{dr}^a$ (d) Corrente $i_{qr}^a$ .....	123
Figura 6.43 - Controlador Clássico PI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho (a) Potência Reativa do Estator (b) Potência Ativa do Estator. (c) Corrente $i_{gq}^e$ . (d) Corrente $i_{gd}^e$ .....	123



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1- Expansão de fontes alternativas de 2011 a 2013.....	3
Tabela 1.2- Capacidade de Geração do Estado Ceará.....	4
Tabela 5.1- Ganhos dos Controladores PI .....	83

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Matriz de estados da planta
$A_p$	Área compreendida pelas pás da turbina
$B$	Matriz de entrada da planta
$C$	Matriz de saída da planta
$C_p$	Coefficiente de potência ou Coeficiente de desempenho
$C_c$	Capacitância no barramento CC
$D_t$	Constante de amortecimento do sistema concentrado no eixo do gerador
$d(t)$	Perturbação refletida na saída da planta
$e(t)$	Sinal de erro
$G_c(s)$	Matriz de funções de transferência do controlador
$G_p(s)$	Matriz de funções de transferência da planta
$H_G$	Constante de inércia do gerador
$G_{KF}(s)$	Função de transferência de malha aberta do filtro de Kalman.
$H_T$	Constante de inércia total concentrada (Turbina Eólica + Gerador Elétrico)
$H_t$	Constante de inércia da turbina
$I$	Matriz identidade
$i_{ds}$	Corrente do eixo direto do estator
$i_{qs}$	Corrente do eixo de quadratura do estator
$i_{dr}$	Corrente do eixo direto do rotor
$i_{qr}$	Corrente do eixo de quadratura do rotor
$i_{ds}^a$	Corrente $d$ do estator no referencial do fluxo estátórico
$i_{qs}^a$	Corrente $q$ do estator no referencial do fluxo estátórico
$i_{dr}^a$	Corrente $d$ do rotor no referencial do fluxo estátórico
$i_{qr}^a$	Corrente $q$ do rotor no referencial do fluxo estátórico
$i_c$	Corrente no Barramento CC
$i_{cm}$	Corrente no Barramento CC do conversor do lado da máquina
$i_{cg}$	Corrente no Barramento CC do conversor do lado rede elétrica (grid)
$n(t)$	Vetor de ruído de medida
$K$	Matriz de realimentação de estado ótima
$K_{fk}$	Ganho do filtro de Kalman
$K_e$	Matriz de ganho do observador de estado
$L_r$	Indutância própria do rotor
$L_{lr}$	Indutância de dispersão do rotor
$L_s$	Indutância própria do estator
$L_{ls}$	Indutância de dispersão do estator
$L_m$	Indutância mutua

$L_M$	Função de transferência de malha aberta $L_M = GK$
$p$	Número de pares de polos
$P_s$	Potência Ativa do estator
$P_r$	Potência Ativa do rotor
$Q$	Matriz de Ponderação do Estado
$Q_s$	Potência Reativa do estator
$Q_r$	Potência Reativa do rotor
$P_{gc}$ e $Q_{gc}$	Potência Ativa e Reativa entre o terminal do conversor e a rede
$R$	Matriz de Ponderação do Controle
$R_p$	Raio do rotor da turbina medido na ponta da pá
$r(t)$	Sinal de referência
$R_s, R_r$	Resistências dos enrolamentos do rotor e do estator
$S(s)$	Matriz de sensibilidade
$T_e$	Conjugado Eletromagnético desenvolvido pela máquina
$T_m$	Conjugado mecânico aplicado no eixo do rotor
$T(s)$	Matriz sensibilidade complementar
$v_{tg}$	Velocidade tangencial na ponta da pá (m/s)
$v_s$ e $v_r$	Tensões do estator e do rotor
$V_w$	Velocidade do vento (m/s)
$V_p$	Velocidade da pá da turbina eólica
$v_c$	Tensão no barramento CC
$e_1, e_2, e_3$	Tensão das fases 1, 2 e 3 da rede
$v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}$	Tensão das fases 1, 2 e 3 do estator
$v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}$	Tensão das fases 1, 2 e 3 do rotor
$v_{ds}^a$	Tensão $d$ do estator no referencial do fluxo estátórico
$v_{qs}^a$	Tensão $q$ do estator no referencial do fluxo estátórico
$v_{dr}^a$	Tensão $d$ do rotor no referencial do fluxo estátórico
$v_{qr}^a$	Tensão $q$ do rotor no referencial do fluxo estátórico
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$	Enlaces de fluxos dos eixos de quadratura e direto do estator
$\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$	Enlaces de fluxos dos eixos de quadratura e direto do rotor
$\lambda_{s1}, \lambda_{s2}, \lambda_{s3}$	Enlaces de fluxos nas fases 1, 2 e 3 do estator
$\lambda_{r1}, \lambda_{r2}, \lambda_{r3}$	Enlaces de fluxos nas fases 1, 2 e 3 do rotor
$\beta$	Ângulo de passo ( <i>pitch angle</i> )
$\lambda$	Razão de velocidade na ponta da pá
$\rho$	Densidade do ar ( $\text{kg/m}^3$ )
$x(t)$	Vetor de estados da planta
$\hat{x}(t)$	Vetor de estados estimados
$\dot{x}(t)$	Vetor das derivadas dos estados da planta
$\dot{\hat{x}}(t)$	Vetor das derivadas dos estados estimados
$y(t)$	Sinal de saída

$u(t)$	Sinal de controle
$\omega_s$	Velocidade angular elétrica do campo girante do estator do gerador
$\omega_m$	Velocidade mecânica do rotor
$\omega_r$	Velocidade angular do rotor
$\omega_{ref}$	Velocidade angular de referência do rotor.
$\theta_r$	Posição angular do rotor
$\bar{\sigma}(G)$	Maior Valor singular
$\underline{\sigma}(G)$	Menor Valor singular

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado “ <i>Doubly Fed Induction Generator</i> ”
CLM	Conversor do Lado da Máquina
CLR	Conversor do Lado da Rede
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EAR	Equação Algébrica de Riccati
LQG	Regulador linear quadrático Gaussiano
LTR	Recuperação da Malha de Transferência “ <i>Loop Transfer Recovery</i> ”
LQG/LTR	<i>Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery</i>
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada “ <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> ”
SCEE	Sistema de Conversão de Energia Eólica
SPE	Semiplano Esquerdo
SISO	Single-Input – Single-Output, Entrada única – Saída única
MIMO	Multi-Input – Multi-Output, Entradas Múltiplas - Saídas Múltiplas
MPPT	Maximum Power Point Tracker
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas
VSI	Inversor Fonte de Tensão ( <i>Voltage Source Inverter</i> )

---

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

Devido às mudanças climáticas provocadas pelo aumento da temperatura global, o uso dos combustíveis fósseis na matriz energética precisa ser reduzido devido ao alto índice de emissões de gases de efeito estufa provenientes da sua utilização. Além de não ser uma opção segura, pois oferece riscos financeiros, com as constantes oscilações do preço do petróleo; ambientais, pelos impactos de extração e utilização; e técnico-econômicos, considerando o esgotamento das reservas (GREENPEACE; EREC, 2010).

Atualmente, é uma tendência mundial a utilização das fontes renováveis de energia, como eólica, biomassa, solar, oceânica, dentre outras que juntas podem fornecer cerca de seis vezes mais energia do que a quantidade consumida mundialmente hoje e de forma sustentável (GREENPEACE; EREC, 2010).

Dentre as fontes renováveis pode-se destacar a geração eólica que desponta no cenário mundial como uma das mais promissoras e atrativas. Uma prova dessa atratividade é o crescimento expressivo da indústria eólica nos últimos anos.

A Estimativa da potência eólica instalada no mundo em 2011 e a instalada entre 2001 e 2010, segundo a World Wind Energy Association (WWEA, 2011), é apresentada na Figura 1.1.

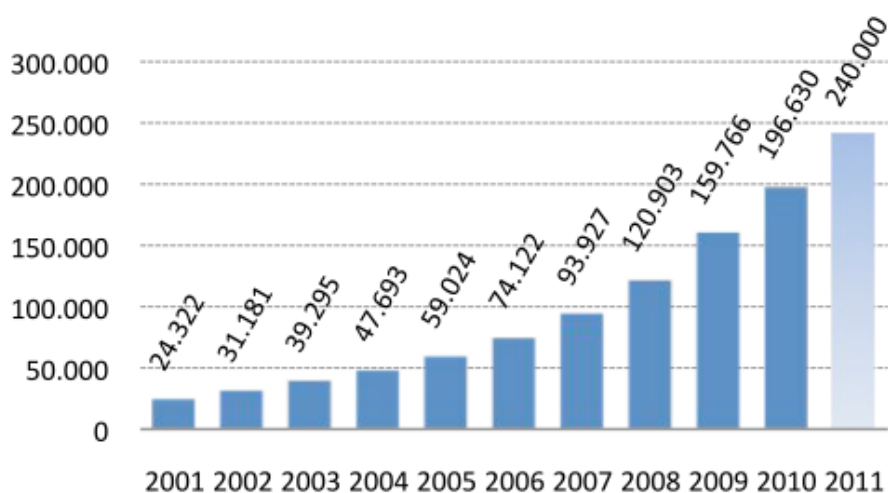


Figura 1.1- Potência eólica instalada no mundo (WWEA, 2011).

Baseada nas taxas de crescimento, a expectativa até 2020 da potência eólica instalada no mundo pode ser visualizada na Figura 1.2. Estima-se que, ao final do ano 2020, a potência eólica instalada no mundo seja de aproximadamente 1500 mil MW. Esse crescimento significativo deve ocorrer especialmente devido à perspectiva de instalação de novos parques eólicos na China, Índia, Europa e América do Norte. Destacando-se também os países da América Latina, como também novos mercados europeus (WWEA, 2011).

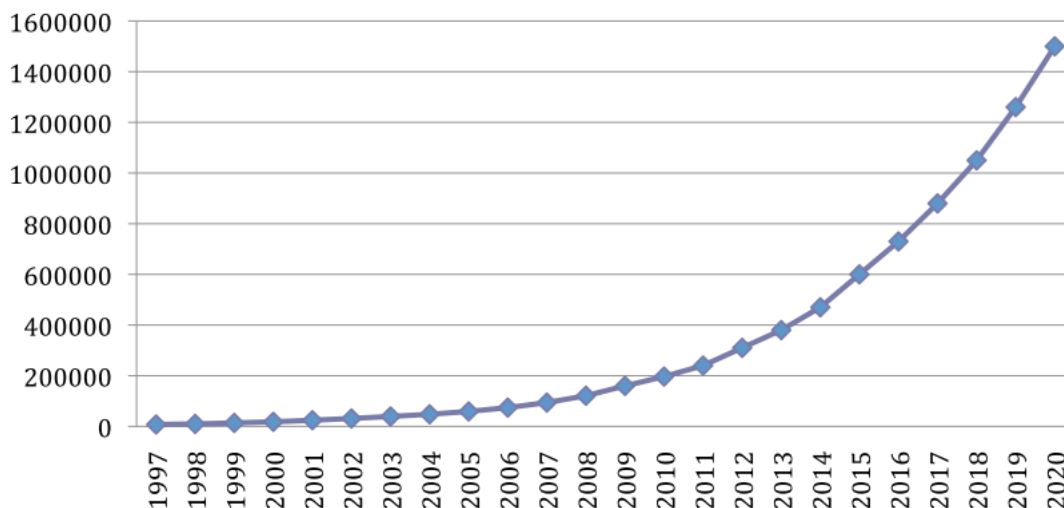


Figura 1.2- Perspectiva da potência eólica instalada no mundo em 2020 (WWEA, 2011).

A Figura 1.3 mostra a potência eólica anual instalada na América Latina no intervalo entre 2006 e 2010. O crescimento está bem abaixo da média mundial destacando-se, neste contexto, a instalação em 2010 de novas turbinas eólicas no Brasil (320 MW), México (104,5 MW) e Argentina (25,3 MW).

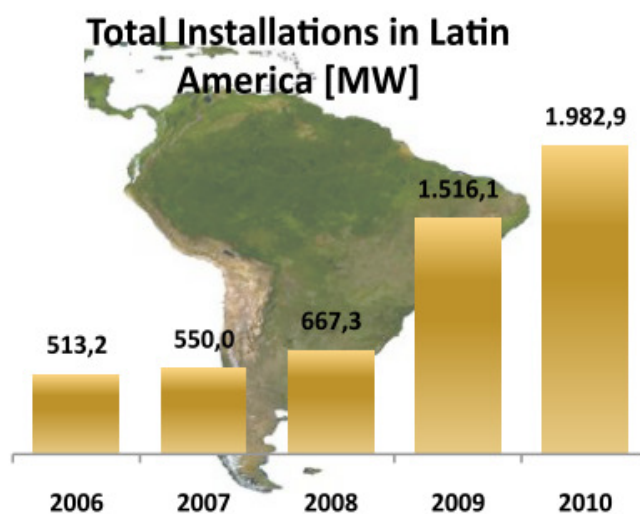


Figura 1.3- Potência eólica instalada na América Latina (WWEA, 2011).

No Brasil, também pode ser observado o crescimento dos parques eólicos impulsionados pelo Programa de Incentivos às Fontes Alternativas (PROINFA). Destacando-se os estados do Rio Grande do Sul, Rio Grande do Norte e Ceará.

A tabela 1.1 mostra a expansão de fontes renováveis, já contratadas e em construção no horizonte de 2011 a 2013. Observa-se que a região Nordeste terá a maior potência eólica instalada em 2013. Atualmente, a região Nordeste lidera a geração nacional de energia eólica com destaque para os estados do Ceará e do Rio Grande do Norte.

Tabela 1.1- Expansão de fontes alternativas de 2011 a 2013(EPE, 2011).

Tipo	Região	Potência (MW)		
		2011	2012	2013
Biomassa	Sudeste	887	799	329
	Sul	0	0	0
	Nordeste	61	30	0
	Norte	0	0	80
	<b>TOTAL</b>	<b>948</b>	<b>829</b>	<b>409</b>
PCH	Sudeste	245	24	97
	Sul	120	6	49
	Nordeste	26	0	0
	Norte	4	0	0
	<b>TOTAL</b>	<b>395</b>	<b>30</b>	<b>146</b>
Eólica	Sudeste	0	135	0
	Sul	295	186	246
	Nordeste	157	1.620	1.802
	Norte	0	0	0
	<b>TOTAL</b>	<b>452</b>	<b>1.941</b>	<b>2.048</b>
<b>TOTAL</b>		<b>1.795</b>	<b>2.800</b>	<b>2.603</b>

Obs.: Inclui a capacidade contratada nos leilões de energia de reserva.  
Fonte: EPE.

Neste contexto, o Estado do Ceará, com um litoral de 543 km<sup>2</sup> de dunas formadas por ventos intensos e constantes, de baixa turbulência, de velocidade adequada e com pouca mudança de direção, está entre as melhores regiões do mundo para o aproveitamento eólico conforme o Atlas do Potencial Eólico publicado em 2002(SEINFRA, 2002).

O potencial eólico cearense já confirmado é de 25 mil MW de energia eólica em terra e outros 10 mil MW no mar (off-shore). Na prática, os 35 mil MW (ou 35 gigawatts - GW) representam aproximadamente 25% do potencial do Brasil (que é de 143,5 GW) e quase metade do Nordeste (de 75 GW).

O Estado está recebendo diversos investimentos mediante o Programa de Incentivo às Fontes de Energia Alternativas (PROINFA) e Parceria Público-Privada (PPP) para a construção de usinas eólicas. Atualmente, a capacidade eólica no Estado do Ceará é de



518.934 kW de potência em geração eólica, com um total de 17 usinas instaladas conforme apresentado na tabela 1.2 (ANEEL, 2011).

Tabela 1.2- Capacidade de Geração do Estado CEARÁ (ANEEL, 2011).

<b>Usinas Eólicas em Operação</b>				
<b>Usina</b>	<b>Potência (kW)</b>	<b>Destino da Energia</b>	<b>Proprietário</b>	<b>Município</b>
<b>Eólica de Prainha</b>	10.000	PIE	100% para <b>Wobben Wind Power Indústria e Comércio Ltda</b>	Aquiraz - CE
<b>Eólica de Taíba</b>	5.000	PIE	100% para <b>Wobben Wind Power Indústria e Comércio Ltda</b>	São Gonçalo do Amarante - CE
<b>Parque Eólico de Beberibe</b>	25.600	PIE	100% para <b>Eólica Beberibe S.A.</b>	Beberibe - CE
<b>Mucuripe</b>	2.400	REG	100% para <b>Wobben Wind Power Indústria e Comércio Ltda</b>	Fortaleza - CE
<b>Praia do Morgado</b>	28.800	PIE	100% para <b>Central Eólica Praia do Morgado S/A</b>	Acaraú - CE
<b>Volta do Rio</b>	42.000	PIE	100% para <b>Central Eólica Volta do Rio S/A</b>	Acaraú - CE
<b>Foz do Rio Choró</b>	25.200	PIE	100% para <b>SIIF Cinco Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Beberibe - CE
<b>Praia Formosa</b>	104.400	PIE	100% para <b>Eólica Formosa Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Camocim - CE
<b>Eólica Canoa Quebrada</b>	10.500	PIE	100% para <b>Rosa dos Ventos Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Aracati - CE
<b>Lagoa do Mato</b>	3.230	PIE	100% para <b>Rosa dos Ventos Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Aracati - CE
<b>Eólica Icaraizinho</b>	54.600	PIE	100% para <b>Eólica Icaraizinho Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Amontada - CE
<b>Eólica Paracuru</b>	23.400	PIE	100% para <b>Eólica Paracuru Geração e Comercialização de Energia S.A.</b>	Paracuru - CE
<b>Eólica Praias de Parajuru</b>	28.804	PIE	100% para <b>Central Eólica Praia de Parajuru S/A</b>	Beberibe - CE
<b>Parque Eólico Enacel</b>	31.500	PIE	100% para <b>Bons Ventos Geradora de Energia S.A.</b>	Aracati - CE
<b>Canoa Quebrada</b>	57.000	PIE	100% para <b>Bons Ventos Geradora de Energia S.A.</b>	Aracati - CE
<b>Taíba Albatroz</b>	16.500	PIE	100% para <b>Bons Ventos Geradora de Energia S.A.</b>	São Gonçalo do Amarante - CE
<b>Bons Ventos</b>	50.000	PIE	100% para <b>Bons Ventos Geradora de Energia S.A.</b>	Aracati - CE
Total: 17 Usina(s)			Potência Total: 518.934 kW	

**Legenda:** PIE- Produção Independente de Energia; REG- Registro.

## 1.1 TECNOLOGIAS PARA TURBINAS EÓLICAS

Quanto à velocidade as turbinas eólicas podem ser classificadas como: velocidade fixa ou velocidade variável.

A Figura 1.4 mostra uma turbina de velocidade fixa que utiliza o gerador de indução com rotor em gaiola de esquilo com uma turbina que opera em velocidade constante. Neste tipo de tecnologia, o estator da máquina é conectado diretamente à rede elétrica sem o uso de conversores (PETERSSON, 2005).

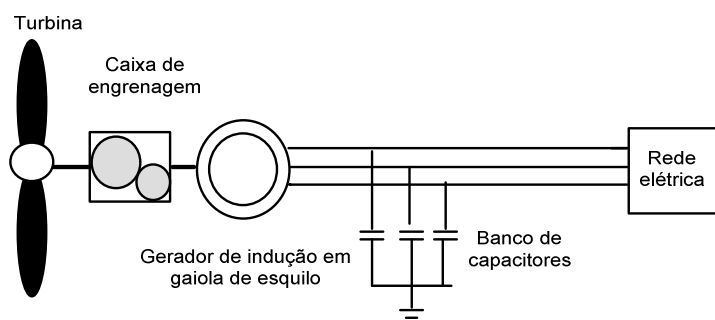


Figura 1.4- Turbina eólica de velocidade fixa com gerador de indução de rotor em gaiola de esquilo.

As turbinas eólicas que trabalham com velocidade fixa têm como vantagem um custo relativamente baixo e uma boa robustez, e como principais desvantagens a limitada eficiência aerodinâmica, constante necessidade de manutenção de sua caixa de transmissão e a instalação de banco de capacitores para compensar a potência reativa (ULLAH, 2006).

Diversos trabalhos como os de MULLER *et al.* (2002) e NUNES (2003), evidenciaram as vantagens do sistema de velocidade variável em relação ao de velocidade fixa.

As turbinas eólicas que trabalham com velocidade variável podem ser utilizadas em conjunto com diferentes tipos de geradores elétricos. Os principais geradores elétricos que normalmente são utilizados nas turbinas eólicas são os geradores síncronos e assíncronos ou de indução.

Dentre os tipos de geradores síncronos que são utilizados nas turbinas eólicas de velocidade variável, serão destacados dois tipos de geradores: o gerador síncrono de rotor bobinado e o gerador a imã permanente.

A tecnologia que adota os geradores síncronos de rotor bobinado para aplicações em sistemas eólicos normalmente utiliza uma grande quantidade de polos, eliminando a necessidade da caixa de engrenagens multiplicadora de velocidade. Com isso, propicia o acoplamento direto do gerador com a turbina eólica, devido a sua baixa velocidade de rotação terá menor manutenção.

O sistema que utiliza a máquina síncrona, se analisado pelo aspecto dos custos, apresenta uma desvantagem que é a necessidade de utilização de um conversor estático de potência idêntica à potência do gerador elétrico para processamento da energia proveniente do estator, tornando este sistema uma solução de custo elevado.

A participação do gerador síncrono como uma das principais tecnologias pode ser justificada pela possibilidade de utilização de retificadores não controlados, ou seja, os retificadores a diodo e principalmente devido à possibilidade de estruturas sem caixas de transmissão.

A máquina síncrona de rotor bobinado apresentada na Figura 1.5 possui uma realimentação no enrolamento de campo do rotor a partir da rede elétrica com o uso de retificadores, o que propicia a regulação automática da tensão.

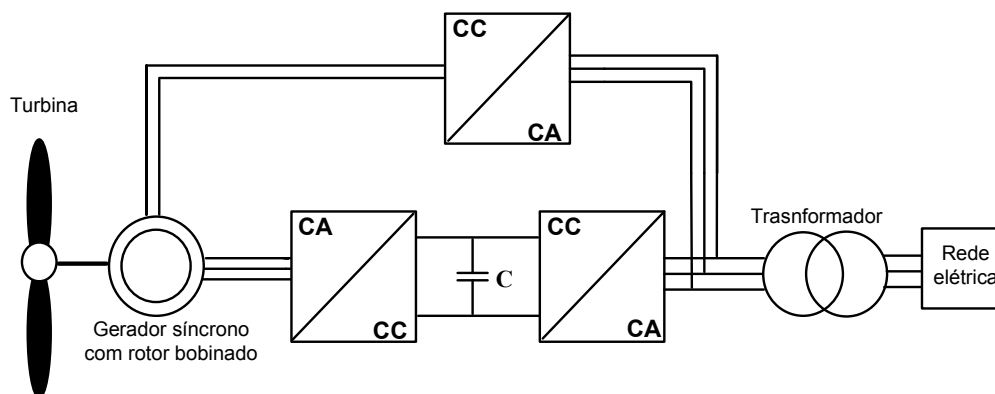


Figura 1.5 - Gerador Síncrono de Rotor Bobinado.

A Figura 1.6 ilustra um Sistema Eólico com o Gerador a Imã Permanente. Neste gerador toda a potência elétrica gerada pela máquina é processada pelo conversor de potência que faz a interface com a rede elétrica. Possui uma grande quantidade de polos eliminando a necessidade da caixa de engrenagens e é acoplado diretamente ao rotor da turbina.

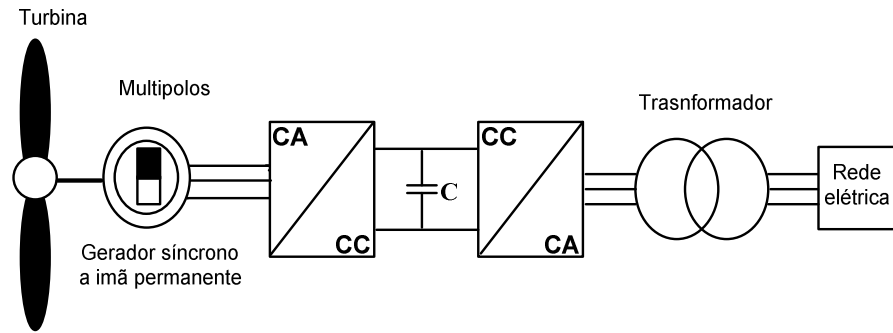


Figura 1.6 - Sistema Eólico com Gerador a Ímã Permanente.

O bom desempenho dessa tecnologia depende do conhecimento dos parâmetros do gerador que variam com temperatura e frequência (MARQUES *et al.*, 2003). Uma desvantagem dessa tecnologia é o custo do ímã permanente que aumenta o preço final do sistema e quando ocorre à desmagnetização do material do ímã permanente não é possível controlar o fator da potência da máquina (NUNES, 2003).

Dentre os tipos de geradores de indução que são usados nas turbinas eólicas de velocidade variável, pode-se destacar: o gerador em gaiola de esquilo e o gerador de indução duplamente alimentado.

A configuração do gerador de indução tipo gaiola de esquilo é mostrada na Figura 1.7 onde o enrolamento do estator é conectado à rede através de um conversor *ca-cc-ca*.

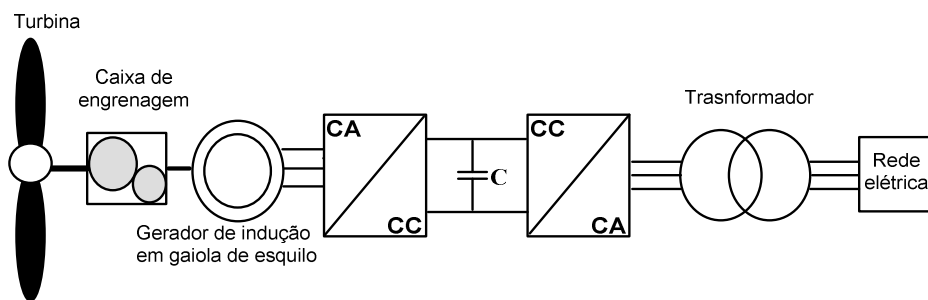


Figura 1.7- Gerador de Indução tipo gaiola de esquilo.

A tecnologia que adota os geradores de indução tipo gaiola de esquilo é uma boa opção para ser utilizada como gerador eólico, pois é extremamente robusta, segura, econômica e universalmente popular. No entanto, apresenta como principal desvantagem um custo maior devido à utilização de um conversor pleno e caixa de engrenagem, o que resulta também em maiores perdas mecânicas e elétricas (COSTA, 2010).

A Figura 1.8 apresenta a tecnologia que adota o gerador de indução duplamente alimentado (*Doubly-Fed Induction Generator – DFIG*). O DFIG é uma máquina de indução com rotor bobinado onde um conversor é conectado à rede e o outro é conectado aos enrolamentos do rotor, sendo que os dois conversores são interligados através de um elo CC.

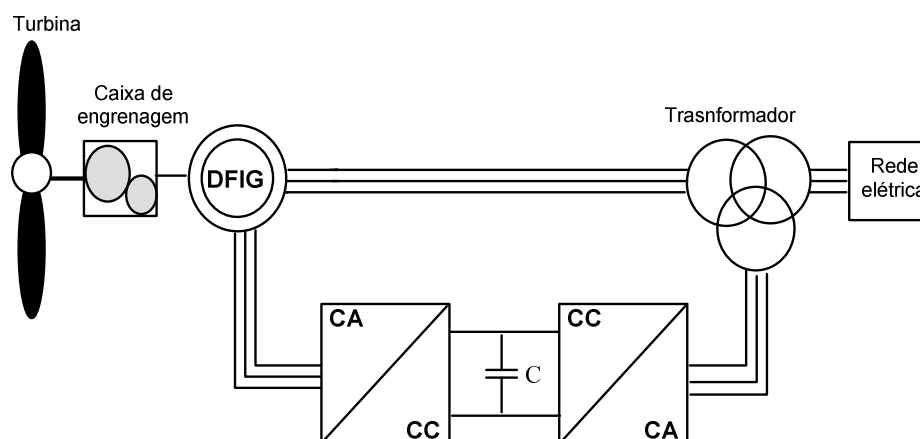


Figura 1.8 - Gerador de Indução Duplamente Alimentado – DFIG.

A possibilidade de trabalhar com velocidade variável em frequência constante com uso de conversores de custo reduzido, além da conexão direta do estator à rede elétrica e à versatilidade de controle independente de potência ativa e reativa são as principais vantagens que tornam o DFIG atrativo para sistemas de conversão de energia eólica (SCEE), especialmente para potência acima de 1MW (COSTA *et al.*, 2006). Outra vantagem que pode ser mencionada é a redução do custo do conversor em comparação às demais máquinas elétricas, pois os terminais do estator do DFIG são conectados diretamente à rede elétrica trifásica e o rotor é alimentado por conversor “back-to-back” de modo que o fluxo de potência que passa pelo conversor fica na faixa de 20 % a 30% da potência total.

Segundo VIEIRA (2009), a integração de aerogeradores DFIG nas redes elétricas é uma tendência generalizada em muitos países na atualidade. Já OLIVEIRA (2009) destaca que o DFIG é a tecnologia mais promissora e que mais é comercializada no mundo. De acordo com COSTA (2010), atualmente o DFIG é uma das tecnologias mais utilizadas para geração eólica no mundo. De acordo com RUNCOS (2006), esta tecnologia tem o inconveniente do sistema de escovas que apresentar pouca confiabilidade e um índice muito alto de manutenção. Além da caixa de engrenagens e conexão do estator diretamente à rede elétrica que faz com que a máquina seja bastante suscetível a distúrbios provenientes do sistema elétrico (OLIVEIRA, 2009), (LIMA *et al.*, 2011) e (WESSELS, 2011).

Dentre as topologias utilizadas para geração eólica, optou-se por aquela que utiliza o gerador de indução duplamente alimentado com dois conversores fonte de tensão “*back-to-back*” com modulação PWM, que será detalhada no decorrer desta tese.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA SOBRE O TEMA

Nesta seção, será apresentada uma revisão bibliográfica com o objetivo de evidenciar o atual estado da arte para o tema em estudo. As referências estão relacionadas principalmente às tecnologias de geração eólica que adotam os geradores de indução duplamente alimentados (DFIG) e as diversas estratégias de controle que foram propostas na literatura ao longo dos anos. Também será apresentada uma revisão bibliográfica sobre controle ótimo e controladores robustos e suas aplicações.

### 1.2.1 PARTE I

Um sistema experimental utilizando um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) é apresentado por PENA *et al.* (1996). Este trabalho descreve o DFIG interligado a um conversor *ca-cc-ca* em configuração “*back-to-back*”. Um dos conversores é conectado à rede e o outro é conectado aos enrolamentos do rotor do gerador, sendo que os dois conversores são interligados através de um circuito capacitivo e com controle PWM. O protótipo experimental representa um sistema de geração de velocidade variável de 7,5 kW, que apresenta resultados bem satisfatórios através da utilização de controle vetorial junto aos conversores de potência que podem operar nos quatro quadrantes, de forma a proporcionar a bidirecionalidade da potência ativa, ampla faixa de variação de velocidade e baixa distorção harmônica.

O trabalho apresentado por PAPADOPOULOS & PAPATHANASSIOU (1999) apresentou várias topologias utilizadas para o gerador de indução com diferentes tipos de conversores de potência. Foi avaliado também o desempenho dinâmico dos sistemas eólicos de velocidade constante em relação aos de velocidade variável. O artigo ressalta também que os sistemas eólicos de velocidade variável que utilizam o princípio de controle vetorial com conversores fonte de tensão apresentam uma significativa redução na variação do torque

mecânico e da potência de saída das turbinas eólicas, o que implica na redução das perdas mecânicas e esforços do eixo.

A modelagem e simulação do gerador de indução duplamente alimentado com uma potência de 2MW são apresentadas em SLOOTWEG (2003), onde os conversores são modelados como fonte de tensão alimentando o circuito de rotor. Neste trabalho também estão incluídos o controle da tensão terminal da máquina e junto com o controlador de velocidade do rotor, o controlador do ângulo do passo (Pitch), que estão representados por seus diagramas de blocos.

MULLER *et al.* (2002) mostraram que as turbinas eólicas de velocidade variável tornam-se mais vantajosas que as de velocidade fixa à medida que a potência ultrapassa 1 MW. Também são destacadas as vantagens do DFIG, dentre elas, a redução do custo do conversor em comparação às demais máquinas elétricas, pois os terminais do estator do DFIG são conectados diretamente à rede elétrica trifásica e o rotor é alimentado por conversor “back-to-back” de modo que o fluxo de potência que passa pelo conversor fica na faixa de 20 % a 30% da potência total.

As principais tecnologias adotadas para geração eólica podem ser encontradas em MARQUES *et al.* (2003) que apresentaram uma revisão dos principais tipos de geradores síncronos e de indução e dos conversores de potência usados para conectar a turbina eólica de velocidade variável à rede elétrica, mostrando as principais vantagens e desvantagens de se adotar cada topologia. São apresentadas também as características estáticas e dinâmicas das turbinas eólicas e as principais técnicas de controle adotadas para maximizar a potência de saída da turbina eólica, destacando-se os conversores “back-to-back” com modulação PWM com a utilização do controle vetorial.

NUNES (2003) apresentou os principais componentes de um sistema eólico e as tecnologias dos sistemas de velocidade fixa e variável evidenciando seus aspectos econômicos e técnicos. Apresenta como soluções para o problema de distúrbios na rede elétrica a utilização do gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) para os esquemas de velocidade variável apresentado em detalhe no seu trabalho de doutorado.

O controle do DFIG é realizado tradicionalmente por controladores proporcional e integral (PI). Inicialmente foi proposto por PENA *et al.* (1996) e continua sendo amplamente

utilizado (BOLDEA, 2006), (QIAO, 2008), (XU, 2008), (OLIVEIRA, 2009), (POITIERS *et al.*, 2009), (LIMA, 2009), (COSTA, 2010), (FERRÉ *et al.*, 2010) e (QU; QIAO, 2011).

As estratégias de controle referenciadas em diversas literaturas aplicadas no controle do DFIG evidenciam o uso dos controladores clássicos PI, cujos ganhos e constantes de tempo são ajustados por tentativa e erro (BARROS, 2006), (FERREIRA, 2009), Zeiglar-Nicholas, (HARRIS, 2009) e alocação de pólos (VIEIRA *et al.*, 2009), (OLIVEIRA, 2009).

BARROS (2006) destaca que para evitar trabalhar com controladores não-lineares utilizam-se os controladores clássicos PI, cujos ganhos são ajustados por tentativa e erro até propiciarem a resposta desejada. O ajuste por tentativa e erro não é uma tarefa trivial, e necessita do conhecimento do comportamento dinâmico do sistema eólico. Além disso, os ganhos e constantes de tempo devem ser reajustados para diferentes condições de operação.

A topologia clássica com PI tem como vantagem a simplicidade de implementação do controlador. Porém, essa estrutura não garante a robustez com relação a variações paramétricas segundo BELFEDAL *et al.* (2010). Para aumentar a robustez do controlador clássico PI, o trabalho desenvolvido por POLLER (2003) utilizou termos adicionais nas malhas de controle. Porém, a inclusão de mais termos dificultou o processo de ajuste dos ganhos e constantes de tempo.

Muitas estratégias de controle foram propostas na literatura ao longo dos anos para o controle do DFIG para substituir ou melhorar a sintonia dos controladores clássicos PI.

ALMEIDA *et al.* (2004) propuseram o controlador de lógica *fuzzy* aplicado nas malhas de controle de velocidade do rotor e da tensão terminal do conversor interligado ao rotor da máquina DFIG, em substituição aos controladores PI fixos, ajustados por tentativa e erro. Os resultados apresentados mostram que a estratégia de controle *fuzzy* proposta proporcionou um maior amortecimento das correntes do rotor, em relação aos controladores PI convencionais quando simularam um curto-circuito trifásico, com duração de 100ms, em uma barra distante do parque eólico.

DATTA & RANGANATHAN (2006) propuseram uma estratégia de controle para a máquina de indução com rotor bobinado onde a potência ativa e reativa são reguladas a partir de um controle por histerese.



WU *et al.* (2007) desenvolveram uma metodologia para o ajuste ótimo dos parâmetros dos controladores aplicado ao DFIG utilizando Otimização por Enxame de Partícula (PSO). Os resultados evidenciaram a melhoria da estabilidade a pequenas perturbações do sistema em relação à técnica de ajuste por tentativa e erro.

OLIVEIRA *et al.* (2008) propuseram uma nova estratégia de controle de potência reativa utilizando controladores PI aplicado em uma máquina de indução de dupla alimentação. O trabalho destaca que uma das vantagens desta tecnologia é a capacidade de se controlar a potência reativa independente da potência ativa, em cada um dos conversores e que o controle da potência reativa e, principalmente, do fator de potência, faz mais sentido no ponto de conexão da turbina eólica com a rede elétrica.

No estudo apresentado VIEIRA (2009) foi proposto uma metodologia de ajuste ótimo dos controladores do conversor interligado ao rotor do DFIG utilizando algoritmos genéticos (AG). Os resultados de simulação apresentados mostraram que o método proposto para projeto de controladores PIs com estrutura fixa fornece um desempenho dinâmico satisfatório para distintas condições operacionais, quando comparado a uma técnica formal de controle por alocação de pólos. Tornando-se uma alternativa eficaz e robusta de controle a ser explorada nas máquinas DFIG.

A técnica “Evolutionary Particle Swarm Optimization” (EPSO) também foi usada no ajuste dos parâmetros dos controladores PI do conversor do lado do rotor do DFIG, tal como apresentado em LEITE *et al.* (2009). Os resultados apresentados comprovam que a metodologia proposta permitiu que o DFIG continuasse em operação mesmo diante de uma falta na rede elétrica, o que não acontece quando foi utilizado o PI ajustado por tentativa e erro.

O projeto do controle por modelo interno (IMC) é proposto para encontrar os parâmetros do controlador (WONG; CHENG, 2009). Em HU *et al.* (2010) foi proposto o controlador SMC (*sliding-mode control*) para o controle da potência ativa e reativa. Em ZHI *et al.* (2010) é proposto um controle PDPC (*Predictive Direct Power Control*) em um sistema de geração de energia eólica utilizando o DFIG com uma frequência de operação fixa. Em SGUAREZI FILHO & RUPPERT (2010) um esquema de controle para o DFIG é proposto utilizando o controlador *deadbeat*. Os resultados apresentados são utilizados para a validação da eficiência e robustez do controlador durante várias condições operacionais e variações dos parâmetros da máquina.

Em COSTA (2010) foi proposto um controlador não linear de alto desempenho baseado em modos deslizantes para o controle do gerador de indução duplamente alimentado (GIDA). O controlador proposto melhora o comportamento transitório principalmente durante distúrbios na tensão no ponto de conexão e permitiu a operação do GIDA mesmo em condições de faltas assimétricas. Resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos e comprovam a análise teórica apresentada.

## 1.2.2 PARTE II

As metodologias de controle ótimo são apresentadas em KWAKERNAAK & SIVAN (1972) e revisadas no trabalho de JOHNSON & GRIMBLE (1987) para a solução do problema ótimo através do regulador linear quadrático (LQR) e regulador linear quadrático Gaussiano (LQG). Também são apresentados métodos para a escolha das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$  que caracterizam o desempenho do sistema de controle. Sobre as escolhas das matrizes de ponderação devem ser destacados também as contribuições apresentadas em KRISTIENSEN (2000), FONSECA NETO (2000), KWAKERNAAK & BOSGRA (2001), BRITO FILHO (2006), ABREU (2008) e FONSECA NETO; ABREU; SILVA (2010).

Sobre controladores robustos multivariáveis e suas relações com o maior e o menor valor singular das funções de sensibilidade, sensibilidade complementar e da função de transferência de malha estão disponíveis em DOYLE & STEIN (1981), LEWIS & SYRMOS (1995), CRUZ (1996), MACIEJOWSKI (1989), (RÚBIO & SÁNCHEZ (1996), (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE (2005) e SINHA (2007).

Diversos trabalhos mostram que os sistemas de controle do tipo LQR, LQG e LQG/LTR estão sendo incorporados nos diversos segmentos produtivos e estratégicos das sociedades industrializadas (BRITO FILHO, 2006).

Em MATOS (2008) foi abordado o problema do projeto de controladores do tipo LQG/LTR para sistemas multivariáveis e proposto um projeto de um pré-compensador estabilizador para estabilizar o sistema antes de se projetar o controlador LQG/LTR final. Resultados de simulações com um sistema multivariável de sexta ordem, com duas entradas e duas saídas constataram que a estabilização prévia do sistema, feita através de um pré-compensador dinâmico, contribui positivamente para que o controlador LQG/LTR, projetado

após a estabilização do sistema, apresente um desempenho dinâmico muito superior em comparação com o desempenho do controlador LQG/LTR projetado sem a estabilização prévia do sistema controlado.

As técnicas de Projeto LQR, LQG e LQG/LTR são atualmente utilizadas em diversos segmentos como podem ser evidenciadas pelos trabalhos recentemente publicados por KEDJAR *et al.* (2009) e HAIBO *et al.* (2009), dentre outros.

CASTRO (2009) desenvolveu um estudo experimental da dinâmica e do sistema de controle de um satélite rígido flexível utilizando as técnicas LQR e LQG.

O trabalho realizado por DELATORE *et al.* (2010) utilizou o controle ótimo através do regulador linear quadrático (LQR) em uma rede de trocadores de calor. Apesar de a metodologia ser amplamente conhecida, o autor relata ter escolhido devido ao caráter inédito da aplicação.

### 1.2.3 PARTE III

Sistemas eólicos controlados por um controlador linear quadrático (LQR) já vem sendo alvo de diversos estudos. Em BARROS (2006) foi proposta a estratégia de controle baseada na realimentação ótima dos estados do DFIG conectado à rede elétrica. Resultados de simulações comprovam que a estratégia proposta melhora o comportamento dinâmico do DFIG comparado com o controlador PI convencional.

Sobre controle ótimo aplicado a geradores eólicos, também devem ser destacados o trabalho apresentado por MOTA (2006) com a publicação de seu livro, que no capítulo 9 utilizou a teoria de controle ótimo no projeto de sinais estabilizadores na análise da estabilidade dinâmica.

Ainda sobre controle ótimo aplicado ao DFIG, também deve ser destacado o trabalho desenvolvido por PINTO & CAMPOS (2007) que adotou como estratégia de controle o controlador LQR onde foi verificada a eficiência do controlador adotado através da escolha apropriada das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$ , que resultou em uma solução ótima. Destacando que o LQR tem as vantagens da simplicidade de implementação e a qualidade de estabilidade robusta, mas apresenta como principal problema a necessidade de disponibilidade dos estados para medições para realimentação do sinal de controle.

Um projeto de controle ótimo para o DFIG foi apresentado por BARROS *et al.* (2010), onde foi enfatizado que atualmente as malhas são dotadas com os controladores PI (proporcional-integral), e que os ganhos e as constantes de tempo dos controladores são ajustados por tentativa e erro. Dos resultados obtidos, observou-se que para as perturbações simuladas, o controlador proposto apresentou um melhor desempenho que o controlador PI.

Em PINTO *et al.* (2010) foi proposto o controle ótimo através do LQR com ação integral no controle do conversor do lado do rotor, em um sistema de geração eólica com máquinas DFIG.

Em PINTO *et al.* (2011) foi proposto uma nova aplicação do controlador robusto multivariável LQG/LTRI para malhas de controle do conversor do lado do rotor e da rede elétrica. Os resultados apresentados em um protótipo de laboratório com uma máquina de 2kW demonstraram a robustez e o desempenho do controlador proposto em um sistema de geração eólica com máquinas DFIG.

Sobre testes de robustez e desempenho aplicado ao DFIG em PATIN (2007) foi proposto o controlador SMC (*sliding-mode control*). Foram realizados os testes diante de uma mudança de referência da velocidade mecânica e das variações paramétricas das resistências do rotor em 50%. Os resultados apresentados comprovam um bom desempenho e a robustez do controlador proposto comparado com um controlador linear.

Em BELFEDAL *et al.* (2010) foi proposto o controlador robusto  $H_\infty$  para a malha de controle do conversor do lado do rotor do DFIG. Para avaliar a robustez e o desempenho do controlador proposto em relação ao PI clássico, foram realizados os seguintes testes independentes: Um degrau de tensão no estator; diferentes cargas resistivas e indutivas; variação da velocidade da máquina de 500 rpm para 800 rpm; variação dos parâmetros internos da máquina através de incremento das resistências do rotor e estator de até 100% e decremento das indutâncias de 50%. Os resultados experimentais são apresentados e comprovam o bom desempenho e robustez do controlador proposto em todos os testes, comparado com o regulador de PI clássico. BELFEDAL *et al.* (2010) enfatiza que o regulador PI não garantiu robustez para variações paramétricas porque o sistema ficou instável para uma variação de 10%.

Em (CHWA; LEE, 2010) é proposto um controle DPC (*Direct Power Control*) em um sistema de geração de energia eólica utilizando o DFIG. Os resultados de simulação e experimentais demonstram que o método proposto é efetivamente robusto diante de variações paramétricas e variações da potência ativa e reativa.

### 1.3 MOTIVAÇÃO E OBJETIVO

Diante de um cenário promissor e de plena expansão de novos parques eólicos em nível mundial, nacional e no estado do Ceará, além da aplicabilidade dos sistemas de controle ótimo e robusto dentro dos diversos segmentos produtivos e estratégicos das sociedades industrializadas, foram os motivadores para o tema deste trabalho, tendo como objetivo propor uma nova aplicação do controlador robusto LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery*) com ação integral (LQG/LTRI) para o controle de um sistema de conversão de energia eólica utilizando um gerador de indução duplamente alimentado.

O desenvolvimento desta proposta de trabalho visa apresentar soluções originais para o projeto de controladores robustos, aplicado ao controle de uma planta eólica, de tal forma que a referida proposta possa contribuir para a melhoria do desempenho da estabilidade dinâmica e transitória do DFIG integrado à rede elétrica.

### 1.4. PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

- Apresentação da estrutura do controlador robusto LQG/LTR com ação integral;
- Apresentação do projeto do controlador robusto proposto, com a finalidade de atingir características de desempenho e estabilidade em diversos pontos de operação;
- Desenvolvimento e implementação dos projetos dos controladores robustos da malha internas de corrente, bem como dos controladores robustos das malhas externas tanto do conversor do lado da máquina quanto do lado da rede;

- Realização de testes de robustez e desempenho do controlador proposto em relação à rejeição do erro de rastreamento e insensibilidade a variações paramétricas;
- Avaliar a resposta dos controladores clássicos tradicionalmente utilizados no controle do DFIG comparados com o controlador proposto;
- Validação do modelo matemático através de resultados de simulação experimentais obtidos em um protótipo de laboratório com uma máquina de 2kW;

## 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho é constituído por sete capítulos, organizados da seguinte forma:

O Capítulo 1 apresenta uma breve introdução sobre energia eólica, mostrando a atual situação e a perspectiva de crescimento no mundo, no Brasil e no estado do Ceará. A partir de uma pesquisa bibliográfica, é apresentado o histórico dos trabalhos mais significativos, encontrados na literatura científica e por fim as principais contribuições do presente trabalho.

No capítulo 2, serão descritos os principais componentes de um sistema de conversão de energia eólica (SCEE) e o controle do conversor do lado da máquina (CLM) ou conversor do lado do rotor e do conversor do lado da rede (CLR). Será apresentada também a topologia de controle clássica para o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) e a linearização dos sistemas dinâmicos através da expansão em série de Taylor em torno do ponto de operação, resultando em um modelo linearizado completo para o DFIG.

O capítulo 3 apresenta os principais conceitos de Sistemas Multivariáveis para a análise e projeto no domínio da frequência. Esta análise será feita em função dos seus valores singulares, das funções sensibilidade e sensibilidade complementar. Também serão descritos os vários tipos de incertezas existentes e como elas são organizadas e tratadas. Também serão destacados os objetivos de um controlador robustos e definidas as barreiras de desempenho e estabilidade robusta.

O capítulo 4 apresenta a metodologia para o projeto dos controladores Robustos que será aplicado ao sistema eólico. Serão apresentadas as principais equações do Regulador Linear Quadrático (LQR), do Filtro de Kalman e do Regulador Linear Quadrático Gaussiano (LQG) até chegar ao controlador robusto LQG/LTRI que será aplicado no controle do conversor do lado da máquina e no conversor do lado da rede. Para as incertezas, será considerado o caso em que as incertezas do modelo nominal do sistema são representadas na forma multiplicativa não-estruturada, na saída da planta.

O capítulo 5 apresenta o projeto dos controladores PI aplicado nas malhas de controle do conversor do lado da máquina e do lado da rede do DFIG sintonizados pelo método de Ziegler-Nichols. Também serão apresentados os procedimentos práticos para o projeto do controlador robusto proposto.

O capítulo 6 apresenta os resultados de simulação e experimentais obtidos para o controlador PI clássico bem como para o controlador proposto aplicado em um gerador de indução duplamente alimentado, com o intuito de avaliar o desempenho dos controladores e dar suporte à teoria apresentada. Testes de robustez e desempenho foram realizados diante de variações paramétricas e de velocidade evidenciando que o desempenho dinâmico do DFIG com o controlador proposto permanece estável e satisfatório. Já o controle baseado em reguladores PI clássico não assegurou a robustez e desempenho com respeito a grandes variações dos parâmetros da máquina.

O Capítulo 7 trata das conclusões sobre o trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

Alguns conceitos matemáticos e os parâmetros da máquina utilizadas neste trabalho encontram-se nos Apêndices.

## 1.6 PUBLICAÇÕES ORIGINADAS DESTE TRABALHO

Alguns dos resultados apresentados nesta tese foram publicados em anais de congressos e revista especializada. A seguir, apresenta-se a lista destes trabalhos:

PINTO, V. P, CAMPOS, J. C. T, REIS, L.L, JACOBINA, C. B, ROCHA, N. “Robustness and Performance Analysis for the Linear Quadratic Gaussian/Loop Transfer Recovery with Integral Action Controller Applied to Doubly Fed Induction Generators in Wind Energy Conversion Systems, **Electric Power Components and Systems**, Vol 40:2, pp.131-146, 2012.

- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C. T, ROCHA, N, JACOBINA, C. B. “Controlador Robusto Multivariável com ação integral aplicado em um sistema de geração eólica”, **Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, vol. 16, no. 2, pp. 147- 157, mar./mai. 2011
- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C. T, ROCHA, N, JACOBINA, C. B. “Controle Ótimo Aplicado à Máquina de Indução com Rotor Bobinado Operando Como Gerador”, Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito. **XVIII Congresso Brasileiro de Automática**, 2010.
- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C. T, REIS, Laurinda L N dos, JUNIOR, Antônio Barbosa, OLIVEIRA, Davi. Nunes , ALMEIDA, Otacílio da Mota. “Robust Controller Applied to Doubly- Fed Induction Machine Operating as Wind Generation- **9TH Portuguese Conference on Automatic Control**”, **CONTROLO' 2010**, Coimbra – PT.
- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C. T, REIS, Laurinda L N. “Controladores Robustos LQG/LTR- Aplicação em um Gerador Eólico-DFIG”, **XIV Congresso Latinoamericano de Control Automático 2010**, Santiago – CH.
- PINTO, V. P, COSTA, M. V. S ,CAMPOS, J. C. T, REIS, L. L. N, “Modelagem, Simulação e Controle Ótimo de Geradores Eólicos Interligados ao Sistema de Distribuição de Energia Elétrica”, **III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE/2010**, 2010, Belém-Pa.
- PINTO, V.P, CAMPOS, J. C. T. PONTES, R. S. T.“Análise Teórica e Experimental da Máquina de Indução Atuando como Gerador Eólico”, **III Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos - SBSE/2010**, 2010, Belém-Pa.
- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C.T. “Sistemas multivariáveis no espaço de estado na análise da estabilidade dinâmica de motores de indução utilizados como geradores eólicos”, **Revista Eletroevolução Sistemas de potência**, ISSN- 1808 1877, nº 49. pp. 35-41, 2008.
- PINTO, V. P, CAMPOS, J. C.T. “Modeling and Simulation of a Wind Plant Controlled By Quadratic Linear Regulator Connected To Electric Distribution System”, **Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2007**.



---

## CAPÍTULO 2

---

# SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

Neste capítulo, serão descritos os principais componentes de um sistema de conversão de energia eólica (SCEE) e o controle do conversor do lado da máquina (CLM) e do conversor do lado da rede (CLR). Para o controle dos conversores utilizou-se a técnica de controle vetorial orientado pelo campo, que proporciona o controle da potência ativa e reativa de forma independente. Será apresentada também a topologia de controle clássico para o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) e a linearização dos sistemas dinâmicos através da expansão em série de Taylor em torno de um ponto de operação, resultando em um modelo linearizado completo para o DFIG.

### 2.1 SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

O sistema de conversão de energia eólica apresentado na Figura 2.1 é composto por um gerador de indução duplamente alimentado, uma turbina eólica, uma rede elétrica trifásica, um conversor *ca-cc-ca* (formado pelo CLM e CLR e pelo barramento CC), pelos indutores do filtro trifásicos  $L_f$ , e pelos indutores  $L_g$ . Os indutores  $L_g$  representam de forma simplificada as características da rede e do transformador no ponto de conexão comum (PCC) da rede elétrica com o gerador eólico.

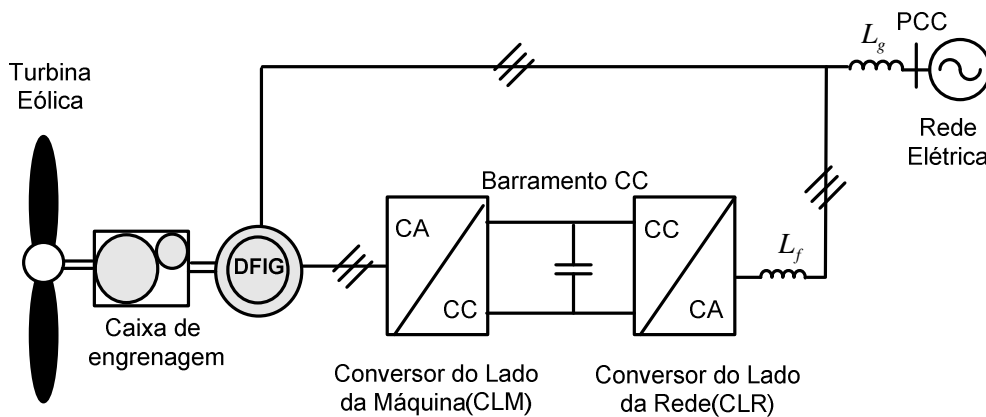


Figura 2.1- SCEE com o DFIG.

O gerador é acoplado à turbina eólica a partir de uma caixa de engrenagens (*Gear Box*), com os terminais do estator conectados diretamente à rede elétrica trifásica enquanto o rotor é conectado ao conversor do lado da máquina. O conversor *ca-cc-ca* é formado por dois conversores estáticos interligados através de um barramento CC.

Para o acionamento do DFIG existem duas concepções normalmente utilizadas: a primeira, conhecida como acionamento Kramer Estático é apresentada na Figura 2.2. O circuito é simples, porém limitado, pois trabalha somente no modo super-síncrono para gerador, pois o fluxo de potência do circuito rotórico é unidirecional. Desta forma, este acionamento não é apropriado para aplicações em sistemas de geração eólica (MARQUES, 2004).

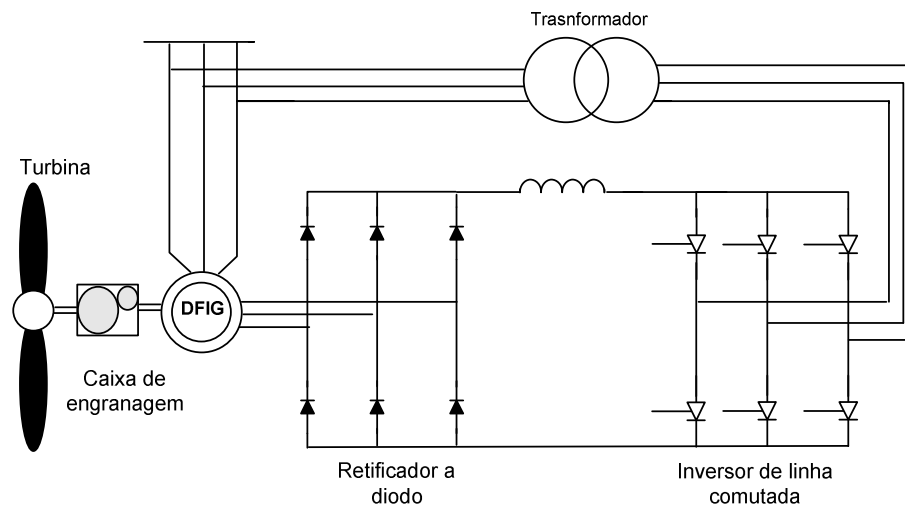


Figura 2.2 - Configuração do DFIG com acionamento Kramer Estático.

A segunda configuração conhecida como acionamento Scherbius Estático (BOSE, 2001), (MARQUES, 2004) é mostrada na Figura 2.3. Onde ocorre a substituição dos retificadores a diodo em ponte e dos inversores a tiristor, por conversores constituídos por IGBT. Permitindo o fluxo bidirecional de potência no circuito rotórico, podendo trabalhar nas velocidades sub-síncrona, síncrona e super-síncrona.

Os dois conversores interligados através de um barramento CC na topologia “*back-to-back*” têm como função fazer com que a dinâmica do sistema eólico seja independente da rede. É conhecido também como inversor fonte de tensão (*VSI*) de forma que o capacitor pode ser visto pelos dois conversores como uma fonte de tensão contínua (OLIVEIRA, 2009).

A configuração Scherbius Estático foi a escolhida para o desenvolvimento do referido trabalho. Essa topologia permite o fluxo de potência bidirecional, sendo amplamente aplicado em sistemas eólicos.

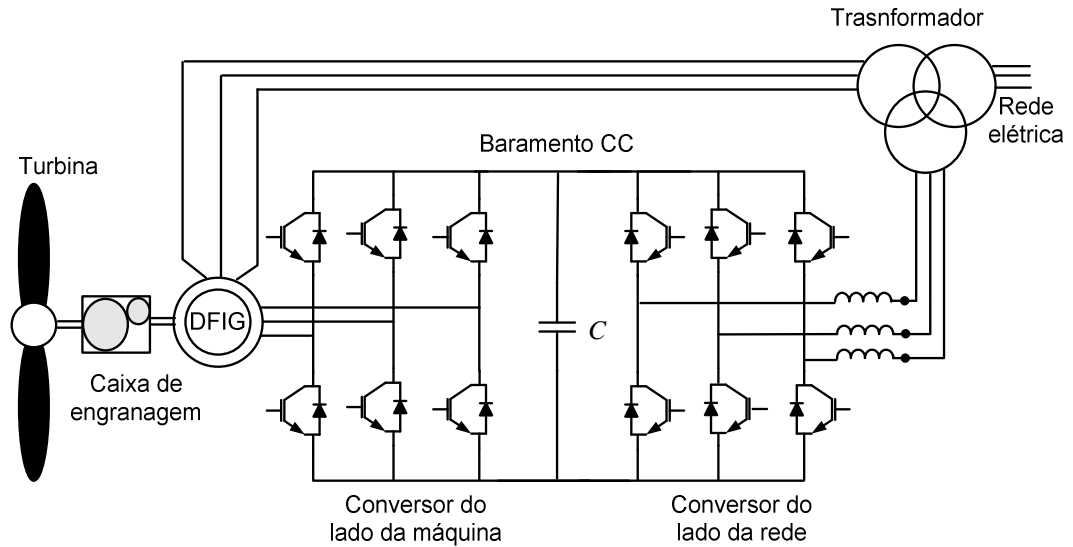


Figura 2.3- Configuração do DFIG com acionamento Scherbius- Estático.

## 2. 2 MODELO DA TURBINA EÓLICA

Uma turbina eólica capta uma parte da energia cinética do vento que passa através da área varrida pelas pás que aciona o eixo do gerador e o mesmo transforma em energia elétrica. A potência mecânica é função do cubo da velocidade do vento e pode ser calculada segundo a equação (2.1) (SLOOTWEG, 2003):

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A_p V_w^3 C_p(\lambda, \beta), \quad (2.1)$$

sendo  $\rho$  a densidade do ar ( $\text{kg/m}^3$ ),  $V_w$  é a velocidade do vento (m/s),  $A_p$  é a área varrida pelas pás da turbina ( $\text{m}^2$ ),  $\beta$  é o ângulo de passo “pitch angle” e ( $C_p$ ) é o coeficiente de potência, que corresponde ao rendimento aerodinâmico da turbina.

As curvas que relacionam  $C_p(\lambda, \beta)$  são obtidas experimentalmente e fornecidas pelo fabricante da turbina eólica através de testes realizados em túneis de vento e podem ser obtidas segundo o modelo matemático bastante utilizado na literatura (SLOOTWEG, 2003):

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \left( \frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) e^{\frac{C_5}{\lambda_i}} + C_6 \lambda, \quad (2.2)$$

sendo que  $C_1=0,5176$ ,  $C_2=116$ ,  $C_3=0,4$ ,  $C_4=5$ ,  $C_5=21$  e  $C_6=0,0068$  são constantes de uma turbina específica como a que foi apresentada por (SLOOTWEG, 2003) que são relacionadas

com o projeto aerodinâmico da turbina e  $\lambda_i$  um parâmetro dado pela equação abaixo (SLOOTWEG, 2003):

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1}. \quad (2.3)$$

A potência desenvolvida pela turbina eólica depende da velocidade do vento e da velocidade angular de rotação do eixo. Um fator adimensional bastante utilizado é a relação entre a velocidade tangencial na ponta da pá (m/s) e a velocidade do vento (m/s), representado por uma razão de velocidade ( $\lambda$ ), sendo dada por:

$$\lambda = \frac{v_{tg}}{V_w} = \frac{\omega_r R_p}{V_w}, \quad (2.4)$$

onde  $v_{tg}$  é a velocidade tangencial na ponta da pá (m/s),  $\omega_r$  é a velocidade do rotor (rad/s) e  $R_p$  é o raio do rotor eólico medido na ponta da pá (m).

A Figura 2.4 apresenta o comportamento de  $C_p$  para diversos valores do ângulo de passo “ $\beta$ ” em função da razão de velocidade ( $\lambda$ ) utilizando o modelo matemático dado pelas equações (2.2) e (2.3). Observa-se que à medida que aumenta o ângulo “ $\beta$ ”, diminui o coeficiente de potência e conseqüentemente a potência elétrica gerada pela turbina.

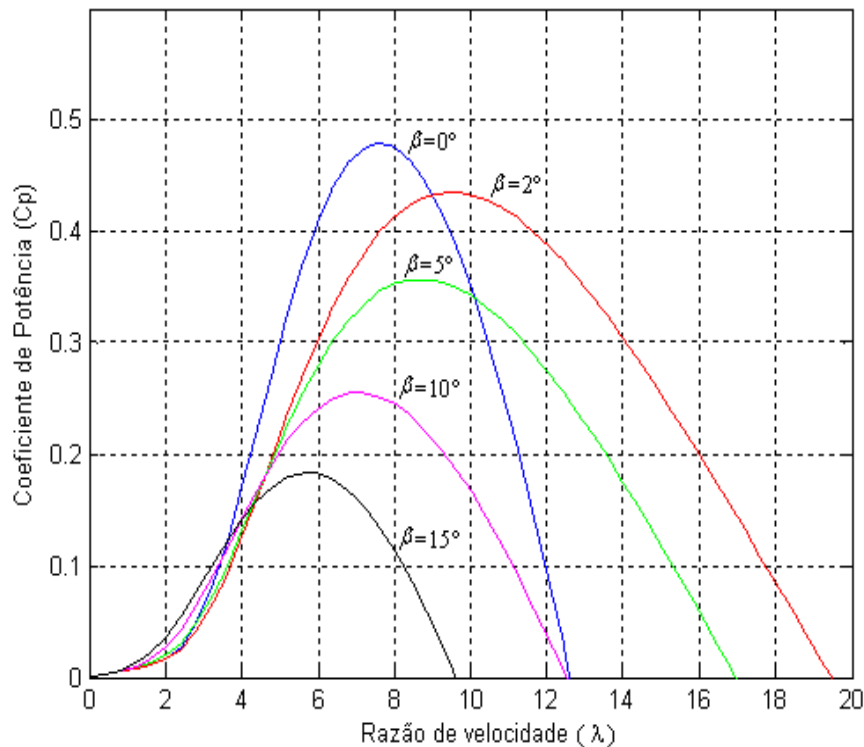


Figura 2.4 – Coeficiente de potência em função de  $\lambda$ .

Observa-se também que existe um valor da razão de velocidade ( $\lambda$ ) para o qual o coeficiente de potência é máximo ( $C_p$  ótimo), para cada  $\beta$ .

A Figura 2.5 mostra a trajetória de máxima potência de uma turbina eólica genérica para várias velocidades do vento. A curva de máxima potência (MPPT-*Maximum Power Point Tracking*) tem o objetivo de manter a turbina operando no ponto ótimo. Os algoritmos do MPPT estão fora do escopo deste trabalho, sendo maiores detalhes obtidos em (KOUTROULIS; KALAITZAKIS, 2006), (VOLTOLINI, 2007) e (BAZZO, 2007).

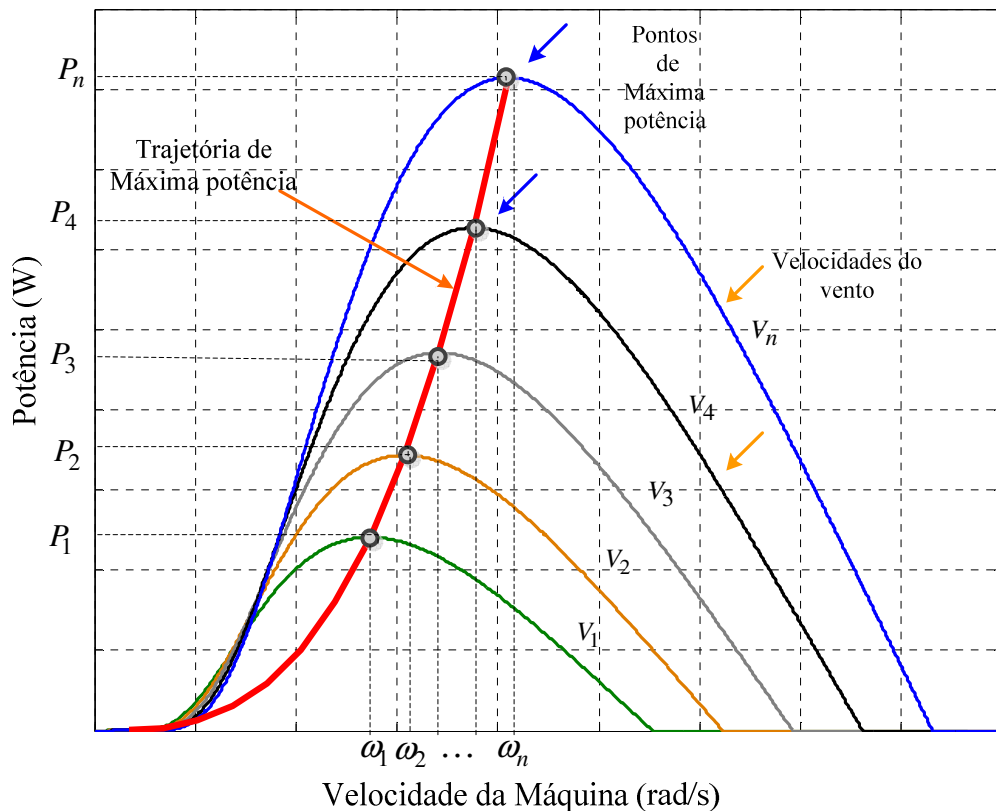


Figura 2.5 - Trajetória de máxima potência.

O torque mecânico da turbina eólica é a razão da potência mecânica em relação à velocidade do eixo  $\omega_r$ , dado por:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_r}. \tag{2.5}$$

A relação que define o coeficiente de conjugado ( $C_q$ ) com o coeficiente de potência ( $C_p$ ) e a razão de velocidade  $\lambda$  é dada por:

$$C_p(\lambda, \beta) = \lambda C_q(\lambda, \beta). \tag{2.6}$$

Desta forma, o torque mecânico produzido pela turbina em função do coeficiente de conjugado pode ser expresso pela seguinte equação:

$$T_m = \frac{1}{2} \rho R_p^3 V_w^2 C_q(\lambda, \beta). \quad (2.7)$$

Adotando-se o modelo tradicional de massa única ou massa global “*lumped mass*”, o acoplamento mecânico entre a turbina eólica e o gerador pode ser representado pela seguinte equação (AKHMATOV, 2003):

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{2H_T} (T_m - T_e - D_t \omega_m), \quad (2.8)$$

sendo  $T_e$  o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina em (N.m),  $T_m$  o conjugado mecânico aplicado no eixo do rotor em (N.m),  $\omega_m$  a velocidade mecânica da máquina em (rad/s) e  $D_t$  a constante de amortecimento do sistema concentrado no eixo do gerador.

A constante de inércia total concentrada do sistema eólico é a soma da constante de inércia da turbina e a constante de inércia do rotor do gerador como pode ser evidenciado pela seguinte equação (AKHMATOV, 2003):

$$H_T = H_t + H_G, \quad (2.9)$$

sendo  $H_T, H_t$  e  $H_G$  as constantes de inércia total concentrada, da turbina e do gerador, respectivamente.

De acordo com (SLOOTWEG, 2003) e (VIEIRA, 2009), o modelo de massa única representa adequadamente o sistema do eixo mecânico de aerogeradores que trabalham com velocidade variável como no caso do DFIG, pois o comportamento do eixo da turbina raramente é refletido na rede elétrica devido ao controle do conversor do lado da máquina que permite o controle das potências ativa e reativa de forma independente. Porém, em uma turbina que utiliza aerogeradores de velocidade fixa, o sistema de eixo mecânico é melhor representado pelo modelo de duas massas (SALMAN ; TEO, 2003) ,(VIEIRA, 2009).

### 2.3 GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO

O gerador de indução com dupla alimentação é uma máquina de indução com o rotor bobinado, onde o estator é conectado diretamente à rede elétrica e o rotor é alimentado através de dois conversores “*back-to-back*”. Esta configuração permite à máquina trabalhar nas velocidades sub-síncrona, síncrona e super-síncrona.

O princípio de funcionamento do DFIG pode ser visualizado através da Figura 2.6. Admitindo-se o sentido positivo para o consumo de energia e negativo para o fornecimento,

observa-se que a potência elétrica fornecida pelo gerador à rede pode ser transferida através do estator e simultaneamente fornecida ou consumida pelo rotor através de um conversor de potência bidirecional.

Dessa forma, é possível gerar energia para a rede, com a máquina trabalhando abaixo, acima e, inclusive, na velocidade síncrona (HANSEN *et al.*, 2003).

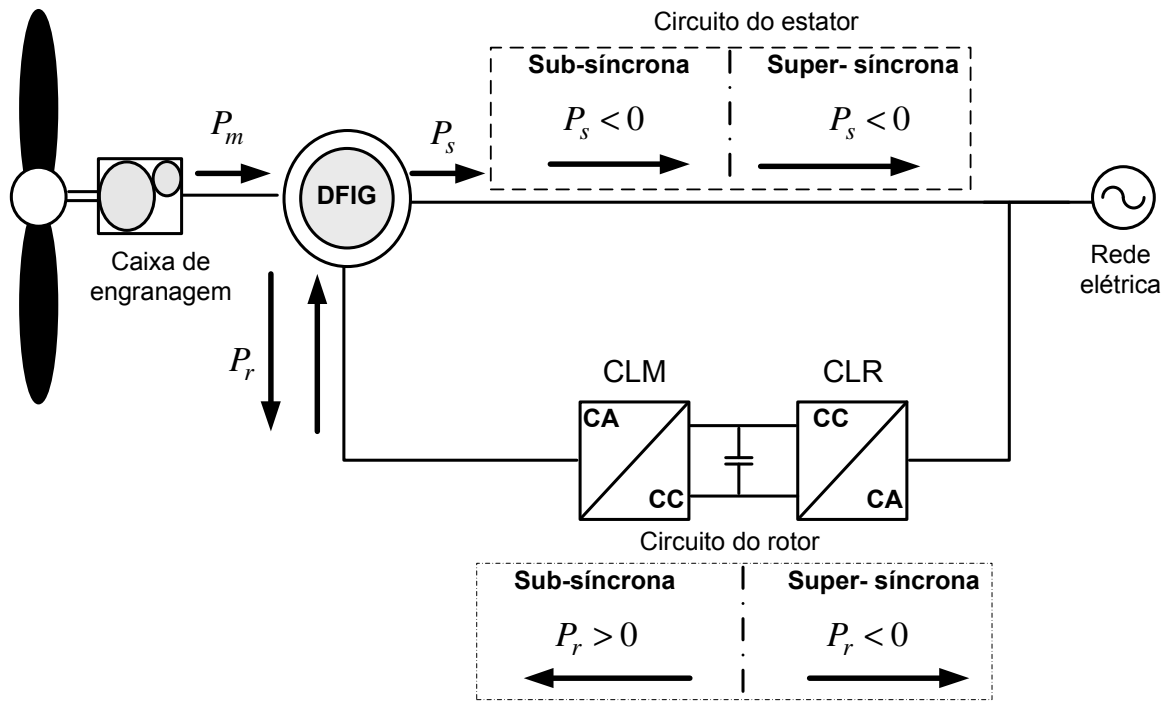


Figura 2.6 - O princípio de funcionamento do DFIG.

O escorregamento é dado por:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}, \quad (2.10)$$

sendo  $\omega_s$  a velocidade síncrona e  $\omega_r$  a velocidade do rotor.

Quando a máquina encontra-se na região sub-síncrona, ou seja, quando a velocidade do rotor é menor que a velocidade síncrona da máquina, o escorregamento é positivo ( $s > 0$ ) e quando a máquina encontra-se na região super-síncrona, ou seja, quando a velocidade do rotor é maior que a velocidade síncrona da máquina o escorregamento é negativo ( $s < 0$ ).

Desprezando-se as perdas e considerando a máquina em regime permanente, a potência total gerada e entregue para a rede é dada por:

$$P_T = P_s + P_r. \quad (2.11)$$

As relações entre as potências mecânica, do rotor e do estator, desprezando-se as perdas são (HANSEN *et al.*, 2003) e (SALLES, 2009):

$$P_r = -sP_s, \quad (2.12)$$

$$P_m = P_s(1 - s). \quad (2.13)$$

Desta forma, é possível verificar que quando o DFIG encontra-se na velocidade super-síncrona ( $s < 0$ ), que convencionalmente caracterizaria a operação como gerador em uma máquina de rotor em gaiola, a potência será fornecida à rede simultaneamente pelo rotor através dos conversores e pelo estator conforme Figura 2.6. Deste modo ( $P_r < 0$ ) indica o fornecimento de potência ativa para a rede. Mas, quando a máquina encontra-se na velocidade sub-síncrona ( $s > 0$ ), caracterizaria a operação como motor em uma máquina de rotor em gaiola, o fluxo da potência será da rede para o rotor. Desta forma ( $P_r > 0$ ) indica que o rotor consome potência ativa da rede. Em ambos os casos (velocidade super-síncrona e sub-síncrona) o estator fornece potência ativa à rede elétrica (HANSEN *et al.*, 2003), (BOLDEA, 2006) e (OLIVEIRA, 2009)

### 2.3.1 MODELAGEM DO DFIG

Com o intuito de se obter um modelo matemático para representar o gerador de indução duplamente alimentado, serão feitas algumas considerações normalmente utilizadas (KRAUSE, 1995): os enrolamentos do estator e rotor são idênticos e estão defasados de  $120^\circ$ ; o entreferro é considerado constante; o circuito magnético é considerado ideal, não existe saturação; a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal; não serão consideradas as perdas magnéticas e mecânicas.

As equações que descrevem as tensões do estator e rotor para a máquina de indução duplamente alimentada podem ser representadas pelas equações (2.14-2.19) (KRAUSE, 1995) e (CHEE-MUN, 1998):

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + \frac{d\lambda_{s1}}{dt}, \quad (2.14)$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + \frac{d\lambda_{s2}}{dt}, \quad (2.15)$$



$$v_{s3} = R_s i_{s3} + \frac{d\lambda_{s3}}{dt}, \quad (2.16)$$

$$v_{r1} = R_r i_{r1} + \frac{d\lambda_{r1}}{dt}, \quad (2.17)$$

$$v_{r2} = R_r i_{r2} + \frac{d\lambda_{r2}}{dt}, \quad (2.18)$$

$$v_{r3} = R_r i_{r3} + \frac{d\lambda_{r3}}{dt}. \quad (2.19)$$

As equações da tensão do estator e do rotor representadas pelas equações (2.14-2.19) podem ser transformadas para um sistema em coordenadas  $dq$  ( $d$  é o eixo direto e  $q$  é o eixo em quadratura), que no referencial síncrono podem ser escritas como (BOSE, 2001):

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt}, \quad (2.20)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt}, \quad (2.21)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt}, \quad (2.22)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt}. \quad (2.23)$$

Onde  $\omega_{sl}$  é a frequência angular de escorregamento, apresentada em (2.24):

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta_{sl}}{dt}. \quad (2.24)$$

As equações dos fluxos magnéticos do estator e rotor no referencial síncrono podem ser escritas em função das indutâncias e correntes do rotor e estator e representadas segundo as equações (2.25.-2.28):

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (2.25)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (2.26)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (2.27)$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}. \quad (2.28)$$

sendo  $L_s = L_{ls} + L_m$  e  $L_r = L_{lr} + L_m$ .

Substituindo (2.25) em (2.20) e (2.26) em (2.21) obtém-se:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + L_{ls} \frac{di_{ds}}{dt} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} (i_{ds} + i_{dr}), \quad (2.29)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + L_{ls} \frac{di_{qs}}{dt} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} (i_{qs} + i_{qr}). \quad (2.30)$$

Substituindo (2.27) e (2.24) em (2.22) e (2.28) e (2.24) em (2.23) obtém-se:

$$v_{dr} = R_s i_{ds} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{qr} + L_{ls} \frac{di_{dr}}{dt} + L_m \frac{di_{ds}}{dt} (i_{dr} + i_{ds}), \quad (2.31)$$

$$v_{qr} = R_s i_{qs} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{dr} + L_{ls} \frac{di_{qr}}{dt} + L_m \frac{di_{qs}}{dt} (i_{qr} + i_{qs}). \quad (2.32)$$

As equações (2.29-2.32) representam o circuito equivalente para a máquina de indução duplamente alimentada nos eixos  $dq$ , conforme mostrado nas Figuras 2.7(a) e (b) (BOSE, 2001).

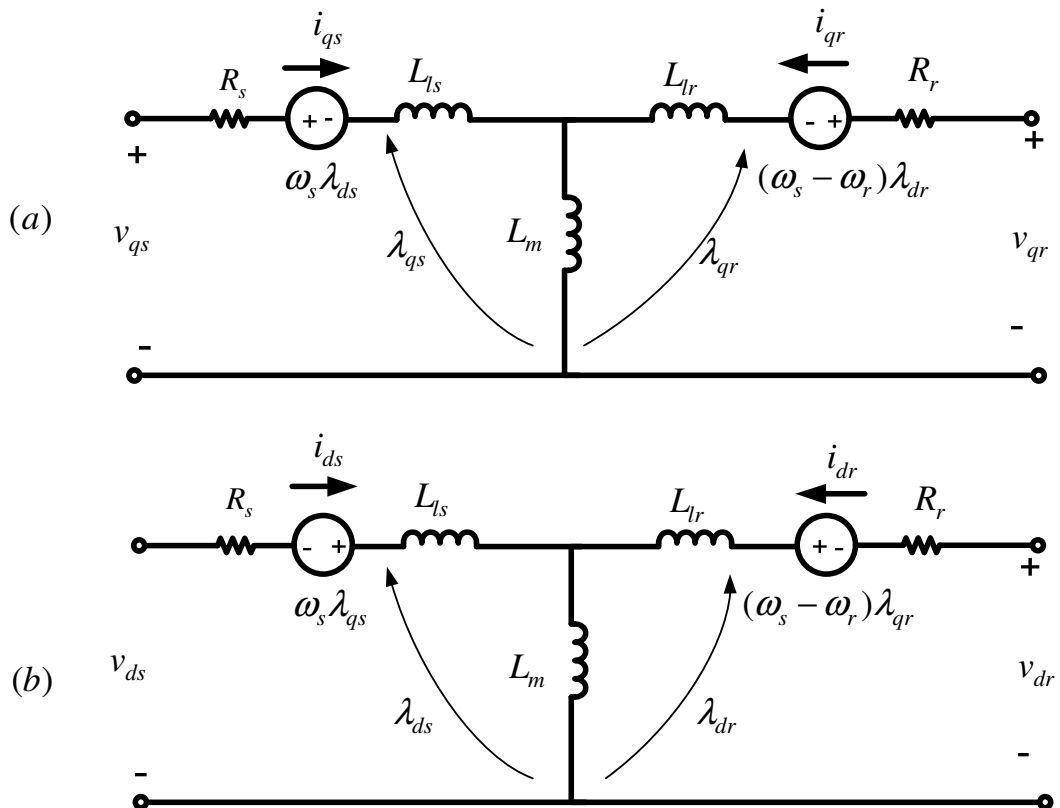


Figura 2.7 - Circuito equivalente da máquina de indução duplamente alimentada. (a) eixo  $q$ .(b) eixo  $d$ .

## 2.4. O PRINCÍPIO DO CONTROLE VETORIAL

A estratégia de Controle Vetorial é a forma utilizada para conseguir que o controle da máquina de indução se comporte como se fosse uma máquina de corrente contínua (NOVOTNY; LIPO, 1996) e (BOSE, 2001).

O conceito de orientação de fluxo consiste em fixar no eixo direto, em um sistema de coordenadas síncronas, um dos três fluxos magnéticos da máquina: o do estator, o do rotor e do entreferro. De forma prática, o que se busca com Controle Vetorial é desacoplar os eixos direto e de quadratura.

Como exemplo, pode ser utilizado a orientação do fluxo do rotor em um referencial de coordenadas  $dq$ , o eixo direto  $d$  é alinhado com o vetor fluxo do rotor, conforme Figura 2.8. A componente do vetor fluxo do rotor no eixo em quadratura  $q$  é nula ( $\lambda_{qr} = 0$ ) e o fluxo do eixo direto é próprio fluxo do rotor (BIM, 2009).

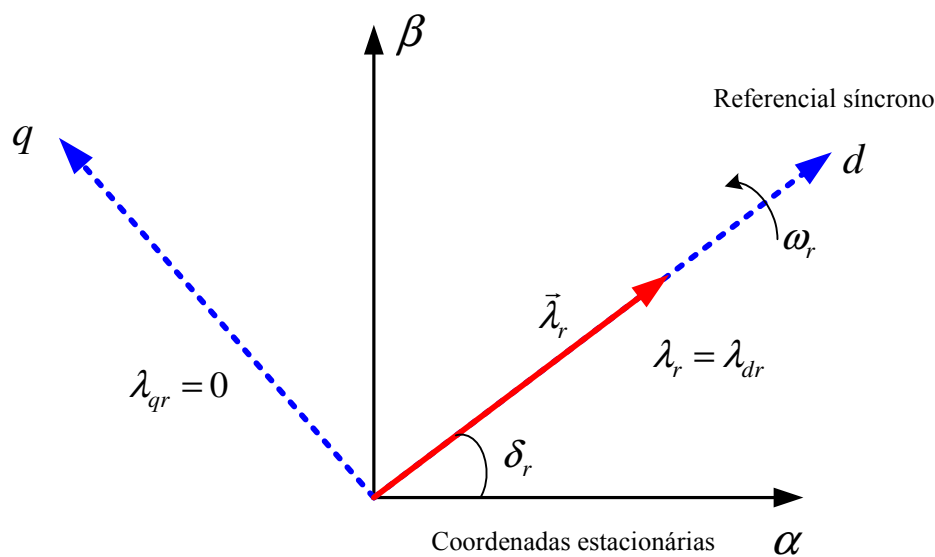


Figura 2.8-Disposição do vetor de fluxo do rotor orientado com eixo  $dq$ .

### 2.4.1 CONTROLE DO CONVERSOR DO LADO DA MÁQUINA

Para o controle do conversor do lado da máquina, utilizou-se o controle vetorial orientado pelo campo a partir do fluxo do estator, cujo diagrama vetorial das variáveis da máquina de indução e os ângulos utilizados no controle estão mostrados conforme Figura 2.9.

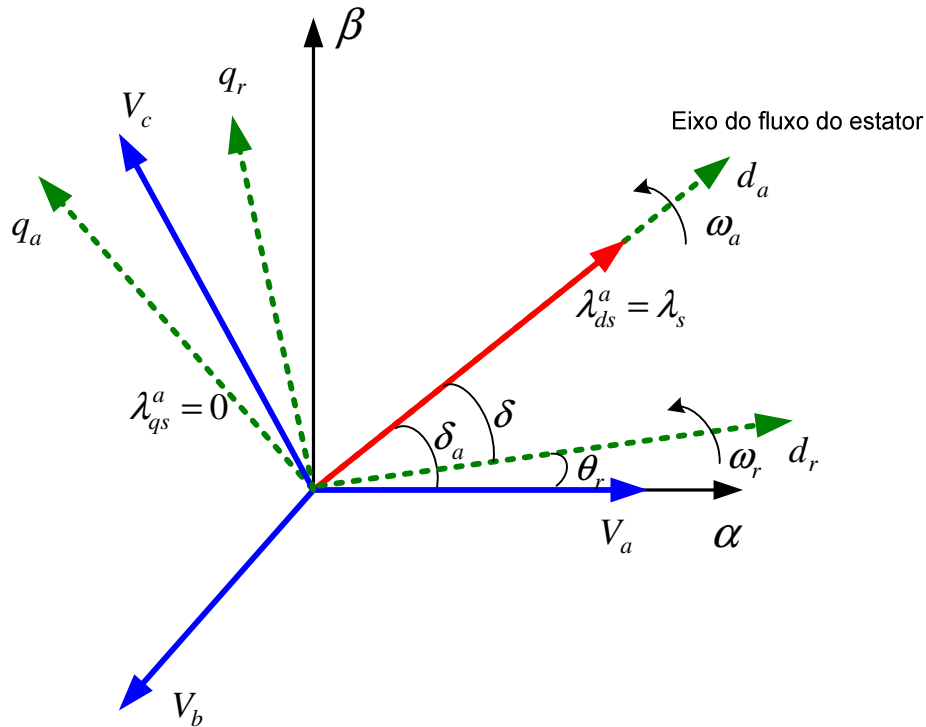


Figura 2.9 - Orientação pelo fluxo do estator.

No diagrama vetorial o eixo direto do estator  $d_a$  com frequência de rotação do vetor do fluxo estatórico  $\omega_a$ , faz um ângulo  $\delta_a$  com o sistema de eixos estacionários fixos no estator  $(\alpha, \beta)$ . O eixo direto do rotor  $d_r$  com frequência de rotação do rotor  $\omega_r$  está fazendo um ângulo  $\theta_r$  com o mesmo sistema de eixos fixos no estator.

O eixo  $d_a$  é alinhado com o eixo do referencial do fluxo do estator  $\lambda_s$  de tal forma que a componente do vetor fluxo do estator no eixo em quadratura é nula e o fluxo do eixo direto é o próprio fluxo do estator, ou seja:

$$\begin{cases} \lambda_{ds}^a = \lambda_s \\ \lambda_{qs}^a = 0 \end{cases}, \quad (2.33)$$

onde o sobrescrito “a” representa o referencial do fluxo do estator.

As tensões no estator  $v_{ds}$  e  $v_{qs}$  explicitadas nas equações (2.20) e (2.21) podem ser obtidas desprezando-se a resistência do estator ( $R_s \cong 0$ ), o que pode ser considerado uma aproximação aceitável (PENA *et al.*, 1996), (SLOOTWEG, 2003) e (BOLDEA, 2006).

Os transitórios do estator representados pelos termos das derivadas do fluxo do estator podem ser desprezados, ou seja, (AKHMATOV, 2003), (SLOOTWEG, 2003) e (ALMEIDA *et AL.*, 2004):

$$\frac{d\lambda_{ds}^a}{dt} = \frac{d\lambda_{qs}^a}{dt} = 0. \quad (2.34)$$

Substituindo as equações (2.33) e (2.34) em (2.20) e (2.21), encontra-se (PENA *et al.*, 1996), (HOLDSWORTH, *et al.*, 2003), (SLOOTWEG, 2003) e (BOLDEA, 2006):

$$v_{ds}^a = 0, \quad (2.35)$$

$$v_{qs}^a = \lambda_{ds}^a \omega_s. \quad (2.36)$$

Das equações (2.25) e (2.26) chega-se às equações (2.37) e (2.38), que representam as correntes do estator nos eixos direto e quadratura na referência do estator, respectivamente.

$$i_{ds}^a = \frac{\lambda_s - L_m i_{dr}^a}{L_s}, \quad (2.37)$$

$$i_{qs}^a = -\frac{L_m i_{qr}^a}{L_s}. \quad (2.38)$$

Substituindo-se as equações (2.37) e (2.38) em (2.27), obtém-se:

$$\lambda_{dr}^a = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr}^a + \frac{L_m}{L_s} \lambda_s. \quad (2.39)$$

Substituindo-se as equações (2.33) e (2.38) em (2.28), obtém-se:

$$\lambda_{qr}^a = \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr}^a. \quad (2.40)$$

Substituindo-se as equações (2.40) e (2.34) em (2.22) obtém-se:

$$v_{dr}^a = R_r i_{dr}^a - \omega_{sl} \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr}^a + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}^a}{dt}, \quad (2.41)$$

$$v_{dr}^a = R_r i_{dr}^a - \omega_{sl} L_r \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right) i_{qr}^a + L_r \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right) \frac{di_{dr}^a}{dt}. \quad (2.42)$$

Substituindo-se as equações (2.39) e (2.44) em (2.23) obtém-se:

$$v_{qr}^a = R_r i_{qr}^a + \omega_{sl} \left[ \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr}^a + \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right] + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}^a}{dt}, \quad (2.43)$$

$$v_{qr}^a = R_r i_{qr}^a + \omega_{sl} L_r \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right) i_{dr}^a + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right) + L_r \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right) \frac{di_{qr}^a}{dt}. \quad (2.44)$$

O fator de dispersão da máquina é dado:

$$\sigma = \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right). \quad (2.45)$$

Substituindo a equação (2.45) nas equações (2.42) e (2.44), obtêm-se as equações que representam as tensões nos eixos direto e de quadratura do rotor no referencial do fluxo do estator, ou seja:

$$v_{dr}^a = R_r i_{dr}^a - \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}^a + L_r \sigma \frac{di_{dr}^a}{dt}, \quad (2.46)$$

$$v_{qr}^a = R_r i_{qr}^a + \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr}^a + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right) + L_r \sigma \frac{di_{qr}^a}{dt}. \quad (2.47)$$

As equações (2.46) e (2.47) serão utilizadas para o projeto da malha interna das correntes do rotor. Porém, observa-se que existe um acoplamento entre as malhas de correntes. A corrente  $i_{dr}^a$  interfere na referência de tensão do rotor do eixo  $q$  e a corrente  $i_{qr}^a$  interfere na referência de tensão do eixo  $d$ . Como o acoplamento entre as malhas das correntes do rotor é proporcional ao escorregamento, que pode chegar a 30% para o DFIG então é comum compensá-las por sinais diretos ( $v_{drcomp}$  e  $v_{qrcomp}$ ) nas saídas dos controladores das correntes para garantir um melhor desacoplamento dos controles das correntes  $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$  (DA SILVA, 2006).

Para o projeto da malhas internas de corrente pode-se definir:

$$v_{dr}' = R_r i_{dr}^a + L_r \sigma \frac{di_{dr}^a}{dt}, \quad (2.48)$$

$$v_{qr}' = R_r i_{qr}^a + L_r \sigma \frac{di_{qr}^a}{dt}. \quad (2.49)$$

As tensões de referência do rotor  $v_{dr}^{a*}$  e  $v_{qr}^{a*}$  que acionam o conversor do lado da máquina podem ser escritas como:

$$v_{dr}^{a*} = v_{dr}' - \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}^a, \quad (2.50)$$

$$v_{qr}^{a*} = v_{qr}' + \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr}^a + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right), \quad (2.51)$$

onde os termos de compensação são dados por:

$$v_{drcomp} = -\omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}^a, \quad (2.52)$$

$$v_{qrcomp} = \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr}^a + \omega_{sl} \left( \frac{L_m}{L_s} \lambda_s \right). \quad (2.53)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.52) e (2.53) obtêm-se as funções de transferência das malhas de correntes do rotor representadas por (DA SILVA, 2006):

$$I_{dr}(s) = \frac{1}{s\sigma L_r + R_r} V_{dr}'(s), \quad (2.54)$$

$$I_{qr}(s) = \frac{1}{s\sigma L_r + R_r} V_{qr}'(s). \quad (2.55)$$

A Figura 2.10 mostra os esquemas de desacoplamento do DFIG nos eixos direto e de quadratura (LIMA, 2009). Observa-se que os termos de compensação são utilizados para garantir um desacoplamento entre as malhas de controle.

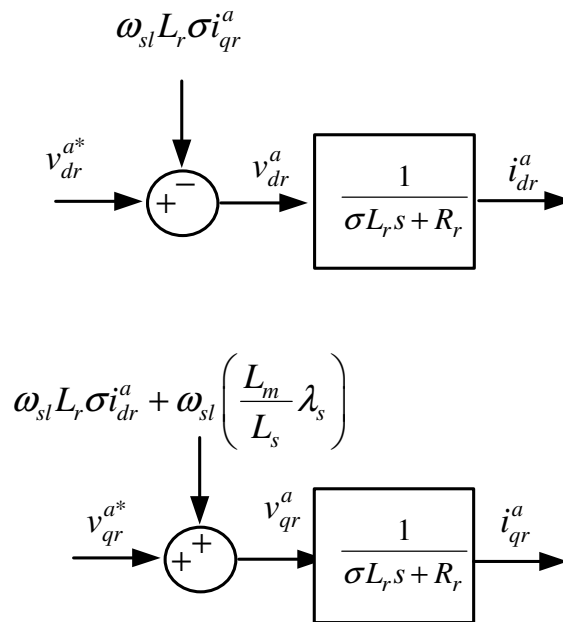


Figura 2.10 – Desacoplamento das correntes do rotor  $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$ .

## 2.4.2 O CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO

O conjugado eletromagnético da máquina é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}), \quad (2.56)$$

sendo  $p$  o número de pares de pólos da máquina.

Da equação (2.33) o fluxo magnético do estator no eixo de quadratura é nulo, ou seja,  $\lambda_{qs}^a = 0$ , desta forma substituindo (2.33) e (2.38) em (2.56) resulta na seguinte equação:

$$T_e = -\frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \frac{L_m}{L_s} \lambda_s i_{qr}^a. \quad (2.57)$$

De acordo com equação (2.57), é possível observar que o conjugado elétrico é uma função diretamente proporcional à componente do eixo em quadratura da corrente do rotor  $i_{qr}^a$ .

### 2.4.3 AS POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA

Desprezando-se as perdas de potência associadas com as resistências do estator, as potências ativa e reativa no estator, podem ser calculadas por (QIAO, 2008):

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}), \quad (2.58)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}). \quad (2.59)$$

Como já foi mencionado anteriormente, na equação (2.34) os termos das derivadas do fluxo do estator foram desprezados  $\left( \frac{d\lambda_{ds}^a}{dt} = \frac{d\lambda_{qs}^a}{dt} = 0 \right)$ . Já nas equações (2.35) e (2.36) foram desprezadas as resistências do estator ( $R_s \cong 0$ ). Alinhado o eixo  $d$  com eixo do referencial do fluxo estatórico, ou seja,  $\lambda_{ds}^a = \lambda_s$  e  $\lambda_{qs}^a = 0$  e realizando as substituições, resulta em:  $v_{ds}^a = 0$  e  $v_{qs}^a = \lambda_{ds}^a \omega_s$ . Logo considerando-se este fato e as equações (2.37) e (2.38) em (2.58-2.59), tem-se:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m \lambda_s \omega_s}{L_s} i_{qr}^a, \quad (2.60)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\lambda_s^2 \omega_s}{L_s} - \frac{3}{2} \frac{\omega_s \lambda_s L_m}{L_s} i_{dr}^a. \quad (2.61)$$

De acordo com as equações (2.60) e (2.61), pode-se observar que a potência ativa é diretamente proporcional à componente do eixo em quadratura da corrente do rotor  $i_{qr}^a$  e a potência reativa à componente do eixo direto da corrente do rotor  $i_{dr}^a$ .



### 2.5 O CONVERSOR DO LADO DA REDE

O circuito da Figura 2.11 representa um conversor com comutação forçada conectado à rede. A corrente do barramento CC do conversor do lado da máquina é denotada por  $i_{cm}$  e a corrente do barramento CC do conversor ligado à rede por  $i_{cg}$  e o capacitor do barramento CC é chamado de  $C_c$ . As tensões trifásicas são representadas por  $e_{g1}, e_{g2}$  e  $e_{g3}$ ,  $v_{g1}, v_{g2}$  e  $v_{g3}$  são as componentes fundamentais das tensões obtidas no terminal do conversor ligado à rede,  $i_{g1}, i_{g2}$  e  $i_{g3}$  são as correntes na rede elétrica,  $i_{s1}, i_{s2}$  e  $i_{s3}$  são as correntes do estator e  $i_{f1}, i_{f2}$  e  $i_{f3}$  são as correntes nas fases do filtro.

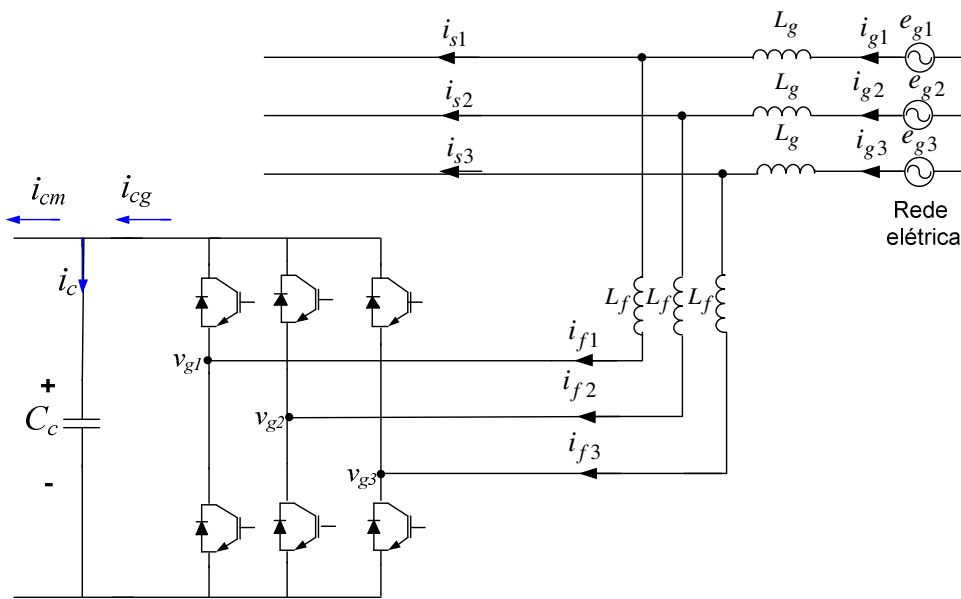


Figura 2.11-Circuito do conversor conectado à rede.

A equação que representa o balanço de tensão entre o ponto de conexão do gerador à rede e o terminal do conversor, mostrado na Figura 2.11, é dada a seguir (BOLDEA, 2006):

$$\begin{bmatrix} e_{g1} \\ e_{g2} \\ e_{g3} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{g1} \\ i_{g2} \\ i_{g3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g1} \\ v_{g2} \\ v_{g3} \end{bmatrix}. \quad (2.62)$$

Os símbolos  $R$  e  $L$  representam o somatório da resistência e a indutância dos indutores de filtro trifásicos  $L_f$  e dos indutores  $L_g$  que representam de forma simplificada as características da rede e do transformador no ponto de conexão comum da rede elétrica com o gerador eólico (PENA *et al.*, 1996), (DA SILVA, 2006) e (BOLDEA, 2006).

Para o controle do conversor do lado da rede utilizou-se o controle vetorial orientado no vetor tensão da rede elétrica conforme ilustrado na figura 2.12.

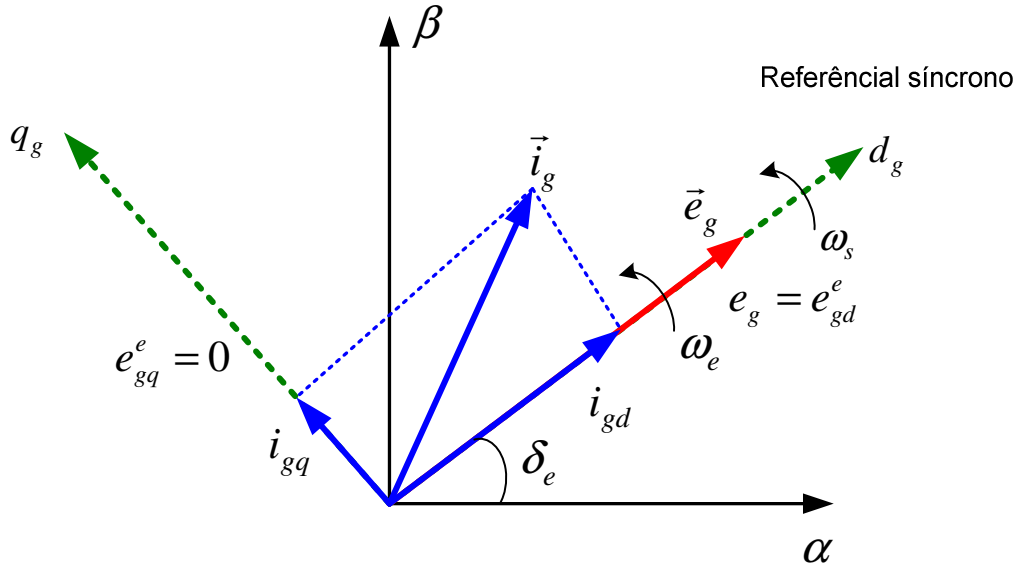


Figura 2.12 - Representação dos eixos coordenados em referencial síncrono orientado pela tensão da rede.

No referencial síncrono  $dq$ , o eixo  $d$  é alinhado com o vetor  $e_g$  de tensão da rede elétrica, resultando em (PENA *et al.*, 1996) e (BOLDEA, 2006):

$$\begin{cases} e_{gd}^e = e_g \\ e_{gq}^e = 0 \end{cases} \quad (2.63)$$

Transformando 2.62 através da transformação  $dq0$  conforme apresentado no Anexo A, no referencial síncrono  $dq$ , onde o eixo direto coincide com o vetor tensão da rede, tem-se:

$$e_{gd}^e = Ri_{gd}^e + L \frac{di_{gd}^e}{dt} - \omega_e Li_{gq}^e + v_{gd}^e, \quad (2.64)$$

$$e_{gq}^e = 0 = Ri_{gq}^e + L \frac{di_{gq}^e}{dt} + \omega_e Li_{gd}^e + v_{gq}^e, \quad (2.65)$$

As equações (2.64) e (2.65) serão utilizadas para o projeto da malha interna das correntes do conversor do lado da rede elétrica.

A corrente e a tensão através do barramento CC podem ser calculadas pelas seguintes equações (BOLDEA, 2006):

$$i_c = i_{cg} - i_{cm}, \quad (2.66)$$

$$C_c \frac{dv_c}{dt} = i_{cg} - i_{cm}. \quad (2.67)$$

Sendo  $v_c$  a tensão no barramento CC e as correntes  $i_{cm}$  e  $i_{cg}$  podem ser expressas pelas seguintes equações:

$$i_{cm} = \frac{P_r}{v_c}, \quad (2.68)$$

$$i_{cg} = \frac{P_{gc}}{v_c}. \quad (2.69)$$

Sendo  $P_r$  a potência ativa do rotor e  $P_{gc}$  a potência ativa do conversor do lado da rede elétrica.

Substituindo-se as equações (2.68) em (2.67) tem-se:

$$C_c \frac{dv_c}{dt} = i_{cg} - \frac{P_r}{v_c}. \quad (2.70)$$

Desprezando-se os harmônicos devido ao chaveamento, as perdas na máquina e no conversor, a equação de balanço da potência ativa no rotor do conversor do lado da máquina pode ser escrita como (BOLDEA, 2006), (LIMA, 2009):

$$P_r = v_c i_{cm} = \frac{3}{2} v_{gd}^e i_{gd}^e. \quad (2.71)$$

Das equações (2.70) e (2.71) e com algumas manipulações algébricas simples, logo se obtém:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_{cg}}{C_c} - \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c}. \quad (2.72)$$

Observando-se a equação (2.72) verifica-se que ela é não-linear e deve ser linearizada em um ponto de operação, que será abordado em detalhes posteriormente.

O controlador adotado deve garantir que a tensão no barramento CC seja constante. Assim, para assegurar a estabilidade operativa do sistema, o controle deve garantir que o fluxo de potência entre os conversores não sofra variação, ou seja, o fluxo de potência ativa entre o rotor e o conversor ligado ao rotor  $P_r$  e o fluxo de potência ativa entre a rede e o conversor ligado ao sistema  $P_{gc}$  sejam iguais, ou seja.

$$P_r = P_{gc} \quad (2.73)$$

Com a ação do controlador proposto, a equação acima será satisfeita, ou seja, a tensão no barramento se manterá constante, apesar de que pequenas variações transitórias possam acontecer em processos de transferência de energia.

2.6. ESTRATÉGIA DE CONTROLE CLÁSSICA

A Figura 2.13 mostra a topologia de controle clássica para o DFIG utilizando controladores PI.

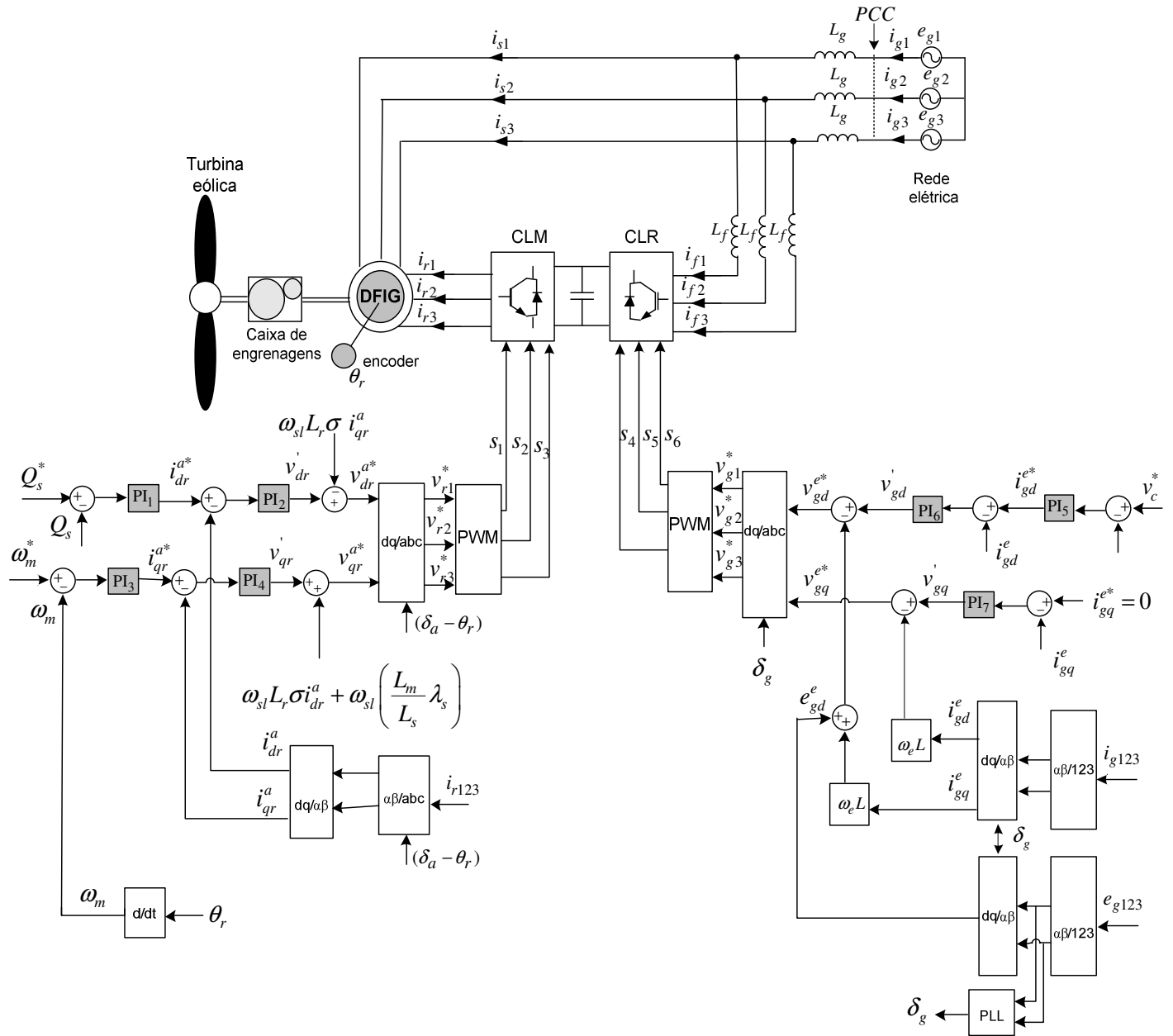


Figura 2.13- Estratégia de controle clássica com PI para o DFIG.

Inicialmente essa topologia de controle foi proposta por (PENA *et al.*, 1996) e continua sendo amplamente utilizada atualmente (BOLDEA, 2006), (QIAO, 2008), (XU, 2008), (OLIVEIRA *et al.*, 2009), (POITIERS *et al.*, 2009), (LIMA, 2009), (COSTA, 2010), (FERRÉ *et al.*, 2010) e (QU ; QIAO , 2011).

O conversor do lado da máquina tem como função o controle da velocidade da máquina, ou potência ativa do estator, que tem por sinal de referência a velocidade, que

possibilita a operação da turbina eólica em máximo rendimento, sendo definida a partir de medições da velocidade do vento (BARROS, 2006). Uma segunda função do CLM é o controle da potência reativa que o estator troca com a rede elétrica.

O sinal de erro da potência reativa do estator é a entrada do controlador  $PI_1$ . Esse controlador fornece o valor de referência da corrente do rotor do eixo  $i_{dr}^{a*}$ . De maneira análoga, o erro da corrente do eixo direto é processado pelo controlador  $PI_2$  que gera em sua saída o sinal  $v_{dr}'$  que será somado ao termo  $(-\omega_{sl}L_r\sigma i_{qr}^a)$  fornecendo a referência da tensão do eixo direto  $v_{dr}^{a*}$ .

O sinal de erro da malha externa de velocidade é a entrada do controlador  $PI_3$  que gera em sua saída a referência da malha interna da corrente do rotor do eixo em quadratura  $i_{qr}^{a*}$ . O sinal de erro da corrente em quadratura é processado pelo controlador  $PI_4$  que gera em sua saída o sinal  $v_{qr}'$  que será somado ao termo  $\omega_{sl}L_r\sigma i_{dr}^a + \omega_{sl}\left(\frac{L_m}{L_s}\lambda_s\right)$  gerando a referência da tensão do eixo em quadratura  $v_{qr}^{a*}$ .

As tensões de referência  $v_{dr}^{a*}$  e  $v_{qr}^{a*}$  são aplicadas ao bloco transformador de coordenadas  $dq/abc$  que geram as tensões de referência  $v_{r1}^*, v_{r2}^*$  e  $v_{r3}^*$  que serão moduladas por largura de pulso para gerar os pulsos e acionar as chaves do conversor.

O conversor do lado da rede tem como objetivo regular a tensão do barramento CC independente do sentido do fluxo de potência ativa e reativa que flui entre o rotor e a rede (BOLDEA, 2006). Uma segunda função é manter o fator de potência unitário no ponto de conexão comum com a rede (SALES, 2009) e, conseqüentemente, o controle de potência reativa.

As tensões da rede elétrica  $e_{g1}$ ,  $e_{g2}$  e  $e_{g3}$  são aplicadas ao bloco transformador de coordenadas  $abc/\alpha\beta$  que, através de um algoritmo PLL, calcula o ângulo da tensão  $\delta_g$ , como pode ser observado na Figura 2.13.

No diagrama de controle, a tensão  $v_c$  no barramento CC é controlada usando o controlador  $PI_5$ , que gera em sua saída a referência da malha interna da corrente  $i_{gd}^{e*}$ .

A corrente de referência do eixo de quadratura  $i_{gq}^{e*}$  é considerada igual a zero, tendo em vista que o conversor opera com fator de potência unitário.

Os sinais de erro das correntes dos eixos direto e quadratura são processados pelos controladores PI<sub>6</sub> e PI<sub>7</sub> gerando as tensões  $v_{gd}'$  e  $v_{gq}'$ .

Os termos de acoplamento ( $\omega_e Li_{gq}^e$ ) e ( $\omega_e Li_{gd}^e$ ) são compensados para que garanta o desacoplamento entre o eixo direto e quadratura.

As tensões de referências  $v_{gd}^{e*}$  e  $v_{gq}^{e*}$  são aplicadas ao bloco transformador de coordenadas  $dq/abc$ , que geram as tensões de referência  $v_{g1}^*$ ,  $v_{g2}^*$  e  $v_{g3}^*$  que são moduladas via PWM para acionar as chaves do conversor do lado da rede elétrica.

Como já foi mencionado, o conversor do lado da rede está operando com fator de potência unitário. Desta forma, o valor da corrente de referência no eixo em quadratura é nulo ( $i_{gq}^{e*} = 0$ ), mas dependendo da necessidade do sistema, se tiver trabalhando com carga isolada ou até mesmo na ligação à rede elétrica, esse valor pode ser diferente de zero ( $i_{gq}^{e*} \neq 0$ ), podendo assumir valores positivos ou negativos de tal forma que gerem reativos capacitivos ou indutivos (CAMPOS, 2004).

Segundo (LIU, 2011), a corrente  $i_{gq}^e$  pode ser utilizada para minimizar as perdas, controle do fator de potência, filtro ativo de potência ou fornecimento de potência reativa durante um AMT (Afundamento Momentâneo de Tensão). De acordo com (OLIVEIRA, 2009) o controle da potência reativa e, principalmente, do fator de potência, faz mais sentido no ponto de conexão da turbina eólica com a rede elétrica.

A estratégia de controle referenciada em diversas literaturas aplicada no controle do DFIG evidencia o uso dos controladores clássicos PI, cujos ganhos e constantes de tempo são ajustados por tentativa e erro (BARROS, 2006), (FERREIRA, 2009), Zeiglar-Nicholas (HARRIS, 2009) e alocação de pólos (VIEIRA *et al.*, 2009), (OLIVEIRA, 2009).

Segundo (BARROS, 2006) e (FERREIRA, 2009) e (VIEIRA, 2009) para evitar trabalhar com controladores não-lineares utilizam-se os controladores clássicos PI, cujos ganhos são ajustados por tentativa e erro até propiciarem a resposta desejada. O ajuste por tentativa e erro não é uma tarefa trivial, e necessita do conhecimento do comportamento dinâmico do sistema eólico.

A topologia clássica com PI tem como vantagem a simplicidade de implementação do controlador. Porém, essa estrutura não garante a robustez com relação a variações paramétricas (BELFEDAL *et al.*, 2010).

## 2.7 A LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR DO LADO DA MÁQUINA

Na modelagem que considera a dinâmica do rotor, o controle é feito através das correntes do rotor  $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$  respectivamente, de forma que o conversor do rotor seja controlado por correntes, mas modelado como fonte de tensão.

Explicitando-se  $\frac{di_{dr}^a}{dt}$  e  $\frac{di_{qr}^a}{dt}$  nas equações (2.46) e (2.47) tem-se:

$$\frac{di_{dr}^a}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left( v_{dr}^a - R_r i_{dr}^a + \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}^a \right), \quad (2.74)$$

$$\frac{di_{qr}^a}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left( v_{qr}^a - R_r i_{qr}^a - \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr}^a - \frac{\omega_{sl} L_m}{L_s} \lambda_s \right). \quad (2.75)$$

A malha interna de corrente do rotor será projetada utilizando as equações (2.74-2.75) linearizadas de acordo com o anexo B. Desta forma o modelo linearizado pode ser escrito na forma de equação de estados como:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{dr}^a}{dt} \\ \frac{di_{qr}^a}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr}^a \\ v_{qr}^a \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

A malha externa de velocidade pode ser representada na forma de equação de estados baseada em (CÂMARA, 2007) e (VIEIRA, 2008) e definida como:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega_m}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_t}{2H} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} T_e. \quad (2.77)$$

O modelo linearizado para o projeto dos controladores do conversor do lado da máquina pode ser escrito na forma de equação de estados como:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{dr}^a}{dt} \\ \frac{di_{qr}^a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_t}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr}^a \\ v_{qr}^a \\ T_e \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Definindo-se como vetor de estados

$$x = \begin{bmatrix} i_{dr}^a & i_{qr}^a & \omega_m \end{bmatrix}^T, \quad (2.79)$$

e vetor de entrada

$$u = \begin{bmatrix} v_{dr}^a & v_{qr}^a & T_e \end{bmatrix}^T. \quad (2.80)$$

Através da equação (2.78) e com a utilização do controlador robusto proposto, que será detalhado no capítulo 4, pode-se controlar as correntes do rotor  $i_{dr}^a$ ,  $i_{qr}^a$  e a velocidade mecânica da máquina  $\omega_m$ , de forma que o CLM seja controlado por correntes, mas modelado como fonte de tensão.

## 2.8 A LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR DO LADO DA REDE

Das equações (2.64-2.65) e (2.72) e com algumas manipulações algébricas simples, essas equações podem ser reescritas segundo as equações diferenciais (2.81-2.83):

$$\frac{di_{gd}^e}{dt} = -\frac{R}{L}i_{gd}^e + \omega_e Li_{gq}^e + \frac{1}{L}(e_{gd}^e - v_{gd}^e), \quad (2.81)$$

$$\frac{di_{gq}^e}{dt} = -\frac{R}{L}i_{gq}^e - \omega_e Li_{gd}^e + \frac{1}{L}(e_{gq}^e - v_{gq}^e), \quad (2.82)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_{cg}}{C_c} - \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c}. \quad (2.83)$$

A malha interna de corrente do conversor do lado da rede pode ser projetada utilizando as equações (2.81-2.83) linearizadas e escritas na forma de equação de estados como:



$$\begin{bmatrix} \frac{di_{gd}^e}{dt} \\ \frac{di_{gq}^e}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \end{bmatrix}. \quad (2.84)$$

O modelo linearizado para o projeto dos controladores do conversor do lado da rede elétrica pode ser escrito na forma de equação de estados a seguir:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{gd}^e}{dt} \\ \frac{di_{gq}^e}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c} & 0 & \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \\ i_{cg}^e \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

Definindo-se como vetor de estados

$$x = \begin{bmatrix} i_{gd}^e & i_{gq}^e & v_c \end{bmatrix}^T, \quad (2.86)$$

e vetor de entrada

$$u = \begin{bmatrix} v_{gd}^e & v_{gq}^e & i_{cg}^e \end{bmatrix}^T. \quad (2.87)$$

## 2.9 O MODELO LINEARIZADO DO SISTEMA EM ESTUDO

O modelo linearizado do DFIG para fins de projeto é composto pelos modelos dos conversores de potência e a modelagem da turbina eólica. A linearização do modelo do gerador de indução foi feita através da expansão em série de Taylor, desprezando-se os termos de ordem superior. Desta forma, podem-se considerar apenas os termos lineares. Estes termos devem ser suficientemente pequenos, isto é, os valores das variáveis se desviam apenas ligeiramente da condição de operação.

O modelo dinâmico linearizado em um ponto de operação que será utilizado nos projetos dos controladores é representado pela seguinte equação (PINTO *et al.*, 2011):

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_t}{2H} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c} & 0 & \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} + \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr}^a \\ v_{qr}^a \\ T_e \\ v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \\ i_{cg} \end{bmatrix} \quad (2.88)
\end{aligned}$$

Observa-se na equação (2.88) que as curvas  $C_p(\lambda)$  para diversos valores do ângulo de passo (*pitch*) não estão sendo considerados no modelo apresentado. Porém, facilmente pode-se encontrar um modelo para o sistema eólico considerando uma turbina eólica de passo variável.

Substituindo a equação (2.7) que representa o torque mecânico da turbina eólica em (2.8), resulta na seguinte equação diferencial:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\frac{1}{2} \rho A_p V_w^3 C_p(\lambda, \beta)}{2H \omega_m} - \frac{T_e}{2H} - \frac{D_t \omega_m}{2H}. \quad (2.89)$$

Linearizando o sistema, considerando a equação (2.89) tem-se o modelo completo que é composto pelos modelos da máquina de indução duplamente alimentada, dos conversores de potência, da turbina eólica e o controle do ângulo de passo, representados pela seguinte equação:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \xi = -\frac{\frac{1}{2}\rho A_p V_w^3 C_p(\lambda, \beta)}{2H\omega_m^2} + \frac{\frac{1}{2}\rho A_p V_w^3}{2H\omega_m} \cdot \frac{d C_p(\lambda, \beta)}{d\lambda} \cdot \frac{R_p}{V_w} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} & \omega_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c} & 0 & \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \\ i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr}^a \\ v_{qr}^a \\ T_e \\ v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \\ i_{cg} \end{bmatrix} \tag{2.89}
 \end{aligned}$$

O controle do ângulo de passo é uma estratégia de controle para limitar a potência gerada sempre que a potência nominal do gerador é ultrapassada. Devido a um aumento da velocidade do vento, as pás do rotor são giradas em torno do seu eixo longitudinal, ou seja, as pás mudam o seu ângulo de passo para reduzir o ângulo de ataque. Esta redução do ângulo de ataque diminui as forças aerodinâmicas atuantes e conseqüentemente a extração da potência mecânica.

## 2.10 CONCLUSÕES

No presente capítulo, foi desenvolvida detalhadamente a modelagem matemática do gerador de indução e controle dos conversores de potência aplicando a técnica de controle vetorial, que proporciona o controle independente do torque e da excitação do rotor. Os conversores foram modelados como fontes de tensão, mas controlados por correntes. Foi apresentada também a linearização dos sistemas dinâmicos através da expansão em série de Taylor em torno de um ponto de operação e, finalmente, desenvolveu-se um modelo linearizado completo para o DFIG e seus conversores de potência, sendo representado por um sistema no espaço de estados para fins de projeto de controle.

---

## CAPÍTULO 3

---

# SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS

Neste capítulo, apresentam-se os principais conceitos para análise e projeto de sistemas multivariáveis no domínio da frequência. Esta análise será feita em função dos seus valores singulares máximos e mínimos. Também são apresentados os tipos de incertezas e a maneira como elas são organizadas e tratadas. Serão definidas as barreiras de desempenho e estabilidade robusta e suas relações com as funções de sensibilidade e sensibilidade complementar e os principais objetivos de um controlador robusto.

### 3.1 SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS

Um sistema multivariável, também chamado sistema MIMO (*Multi-Input – Multi-Output, Múltiplas Entradas - Múltiplas Saídas*), é aquele em que uma entrada não afeta somente a sua saída correspondente, mas também as outras saídas da planta. Nesse tipo de sistema há uma interação ou acoplamento entre as entradas e as saídas (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Essa característica aumenta a complexidade na interpretação de seu comportamento e faz com que o projeto e a análise de sistemas multivariáveis sejam mais complexos do que para sistemas monovariáveis, também chamados SISO (*Single-Input – Single-Output, Única Entrada – Única Saída*).

Além do acoplamento, outra diferença fundamental entre um sistema escalar SISO e um sistema MIMO é a presença de direções nesse último (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005). Direções são relevantes para vetores e matrizes, mas não para escalares. Contudo, apesar das diferenças, a maioria das idéias e técnicas desenvolvidas para sistemas SISO podem ser generalizadas para sistemas MIMO.

A Figura 3.1 ilustra um diagrama em blocos padrão de um sistema com realimentação no domínio da frequência (LEWIS; SYRMOS, 1995), (CRUZ, 1996).

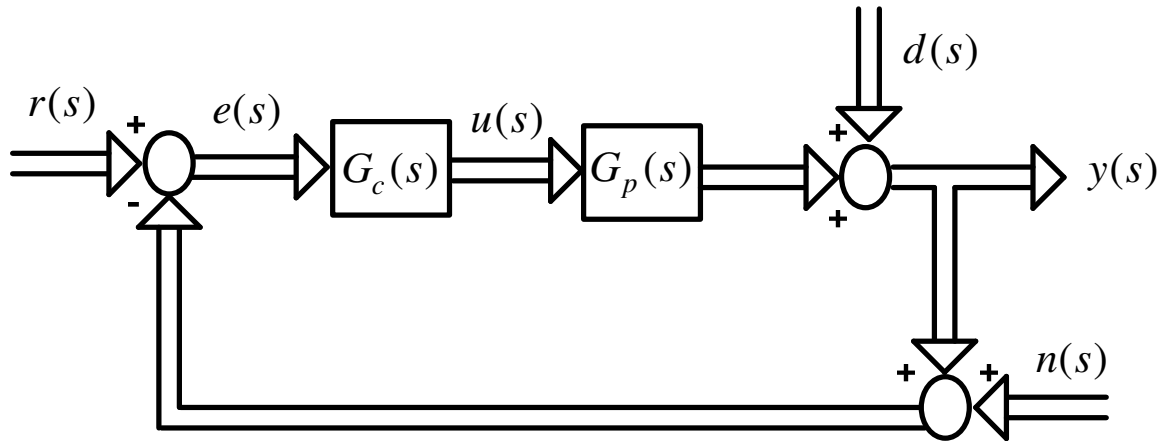


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do Sistema de Controle em malha fechada.

O sinal de erro é dado por:

$$e(s) = r(s) - y(s). \quad (3.1)$$

Devido à presença de ruído de medida, o erro pode ser representado pela seguinte equação:

$$e(s) = r(s) - y(s) - n(s). \quad (3.2)$$

A partir da Figura 3.1, considere a saída da planta:

$$y(s) = G_p(s)G_c(s)e(s) + d(s). \quad (3.3)$$

Substituindo a equação (3.2) na equação (3.3) tem-se:

$$y(s) = G_p(s)G_c(s)[r(s) - y(s) - n(s)] + d(s), \quad (3.4)$$

$$y(s) = G_p(s)G_c(s)r(s) - G_p(s)G_c(s)y(s) - G_p(s)G_c(s)n(s) + d(s), \quad (3.5)$$

$$y(s) + G_p(s)G_c(s)y(s) = G_p(s)G_c(s)r(s) - G_p(s)G_c(s)n(s) + d(s). \quad (3.6)$$

Por simplicidade, denota-se  $G_p(s)G_c(s)$  por  $G_pG_c$ . Logo a saída  $y(s)$  em função das entradas  $r(s)$ ,  $d(s)$  e  $n(s)$  é representada pela seguinte equação:

$$y(s) = (I + G_pG_c)^{-1} G_pG_c (r(s) - n(s)) + (I + G_pG_c)^{-1} d(s). \quad (3.7)$$

Substituindo a equação (3.7) na equação (3.1) tem-se:

$$e(s) = r(s) - \left( (I + G_pG_c)^{-1} G_pG_c (r(s) - n(s)) + (I + G_pG_c)^{-1} d(s) \right). \quad (3.8)$$

$$e(s) = r(s) - (I + G_pG_c)^{-1} G_pG_c r(s) + (I + G_pG_c)^{-1} G_pG_c n(s) - (I + G_pG_c)^{-1} d(s). \quad (3.9)$$

Logo o erro  $e(s)$  em função das entradas  $r(s)$ ,  $d(s)$  e  $n(s)$  pode ser representado pela seguinte equação:

$$e(s) = \left[ I - (I + G_p G_c)^{-1} G_p G_c \right] r(s) + (I + G_p G_c)^{-1} G_p G_c n(s) - (I + G_p G_c)^{-1} d(s). \quad (3.10)$$

De acordo com o lema da inversão de matrizes (LEWIS; SYRMOS, 1995), a equação (3.10) é escrita como:

$$e(s) = (I + G_p G_c)^{-1} (r(s) - d(s)) + (I + G_p G_c)^{-1} G_p G_c n(s). \quad (3.11)$$

Se a matriz  $G_p G_c$  é quadrada e inversível, então pode-se escrever identidade a seguir:

$$\begin{aligned} (I + G_p G_c)^{-1} G_p G_c &= \left[ (G_p G_c)^{-1} (I + G_p G_c) \right]^{-1} = \left[ (G_p G_c)^{-1} + I \right]^{-1}, \\ &= \left[ (I + G_p G_c) (G_p G_c)^{-1} \right]^{-1} = G_p G_c \left[ (I + G_p G_c) \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Utilizando as equações (3.12), (3.7) e (3.10) e realizando as devidas substituições, resulta nas equações que representam respectivamente a saída  $y(s)$  e o erro  $e(s)$ , dados por:

$$y(s) = G_p G_c (I + G_p G_c)^{-1} (r(s) - n(s)) + G_p G_c (I + G_p G_c)^{-1} d(s), \quad (3.13)$$

$$e(s) = (I + G_p G_c)^{-1} (r(s) - d(s)) + G_p G_c (I + G_p G_c)^{-1} n(s). \quad (3.14)$$

Para o sistema da Figura 3.1, define-se  $L_M$  como sendo a função de transferência de malha aberta, vista na saída da planta. Nesse caso tem-se  $L_M = G_p G_c$ .

A função sensibilidade e sensibilidade complementar são definidas respectivamente como:

$$S(s) = (I + L_M)^{-1}, \quad (3.15)$$

e

$$T(s) = I(s) - S(s) = L_M (I + L_M)^{-1}. \quad (3.16)$$

As seguintes relações são usuais (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005):

$$S(s) + T(s) = I, \quad (3.17)$$

$$G_p (I + G_c G_p)^{-1} = (I + G_p G_c)^{-1} G_p, \quad (3.18)$$

$$G_p G_c (I + G_p G_c)^{-1} = G_p (I + G_c G_p)^{-1} G_c = (I + G_p G_c)^{-1} G_p G_c, \quad (3.19)$$

$$T = L_M (I + L_M)^{-1} = (I + L_M^{-1})^{-1}. \quad (3.20)$$

A saída e o erro podem ser expressos em termos da sensibilidade e da co-sensibilidade (sensibilidade complementar), representadas pelas equações:

$$y(s) = T(s)(r(s) - n(s)) + S(s)d(s), \quad (3.21)$$

$$e(s) = S(s)(r(s) - d(s)) + T(s)n(s). \quad (3.22)$$

### 3.2 DIREÇÕES EM SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS

Considere-se um sistema multivariável ilustrado na Figura 3.2.

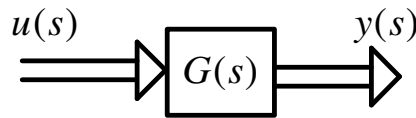


Figura 3.2 – Sistema Multivariável.

O sistema  $G(s)$  com entrada  $u(s)$  tem saída dada por:

$$y(s) = G(s)u(s). \quad (3.23)$$

Para um sistema SISO, representado na Figura 3.2, o ganho em uma dada frequência pode ser calculado simplesmente por (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005):

$$\frac{|y(\omega)|}{|u(\omega)|} = \frac{|G(j\omega)u(\omega)|}{|u(\omega)|} = |G(j\omega)|. \quad (3.24)$$

O ganho depende apenas da frequência  $\omega$ , desde que o sistema seja linear, ou seja, independente da magnitude  $|u(\omega)|$ .

A idéia agora é estender a noção de ganho de sistemas escalares para sistemas multivariáveis. O cálculo do ganho não é tão simples, os sinais de entrada e saída são vetores, então é necessário somar a magnitude dos vetores utilizando uma soma de normas. O principal problema é que para estes sistemas MIMO não existe um ganho único, devido à existência de diferentes direções em sistemas multivariáveis.

Escolhendo-se a norma Euclidiana como a medida da magnitude dos vetores, tem-se que em uma dada frequência  $\omega$  a magnitude do vetor sinal de entrada é dada por:

$$\|u(\omega)\|_2 = \sqrt{\sum_j |u_j(\omega)|^2} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + \dots} \quad , \quad (3.25)$$

e a magnitude do vetor sinal de saída será:

$$\|y(\omega)\|_2 = \sqrt{\sum_i |y_i(\omega)|^2} = \sqrt{y_1^2 + y_2^2 + \dots} \quad , \quad (3.26)$$

O ganho do sistema  $G(s)$  para um dado sinal de entrada  $u(\omega)$  é dado pela razão:

$$\frac{\|y(\omega)\|_2}{\|u(\omega)\|_2} = \frac{\|G(j\omega)u(\omega)\|_2}{\|u(\omega)\|_2} = \frac{\sqrt{y_1^2 + y_2^2 + \dots}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + \dots}} \quad . \quad (3.27)$$

O ganho depende da frequência  $\omega$  e independe da magnitude do sinal de entrada  $\|u(\omega)\|_2$ , como no caso escalar.

No caso multivariável, no entanto, deve-se ainda levar em conta a direção do sinal de entrada para se determinar o ganho do sistema. Existem graus de liberdade adicionais que fazem com que o ganho também dependa da direção da entrada  $u(\omega)$ , ou seja, obtêm-se ganhos com magnitudes diferentes quando se modifica as componentes de  $u(\omega)$ , mesmo que se mantenha  $\|u(\omega)\|_2$  com o mesmo valor. Devido à dificuldade de estender a idéia de ganho de sistemas escalares para sistemas multivariáveis, será utilizado o conceito de norma de matriz para se introduzir limites às razões:

$$\frac{\|G(j\omega)u(\omega)\|}{\|u(\omega)\|} \quad \text{e} \quad \frac{\|G^{-1}(j\omega)y(\omega)\|}{\|y(\omega)\|} \quad . \quad (3.28)$$

A idéia, então, é substituir o ganho único dos sistemas escalares por uma série de ganhos em sistemas multivariáveis, sendo que esta série de ganhos será limitada em um valor máximo e mínimo. Isto levará à definição da norma conhecida por valores singular ou ganho principal do sistema, detalhado no ANEXO C.

### 3.3 VALORES SINGULARES NA ANÁLISE DE SISTEMAS MIMO

Os valores singulares máximos e mínimos são muito usados no estudo da robustez e desempenho de sistemas MIMO no domínio da frequência.



Para sistemas SISO, tem-se que  $|S(j\omega)|$  avaliada como uma função no domínio da frequência fornece informações proveitosas a respeito da efetividade de um controle realimentado (ZHOU, 1998). Para sistemas MIMO, uma generalização proveitosa resulta se for considerada a razão  $\|e(\omega)\|_2/\|r(\omega)\|_2$ , onde  $r(\omega)$  é um vetor de referências de entrada,  $e(\omega)$  é o vetor de erros de controle. Esse ganho depende da direção de  $r(\omega)$  e é limitado pelo maior e menor valor singular de  $S$  (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

$$\underline{\sigma}(S) \leq \frac{\|e(\omega)\|_2}{\|r(\omega)\|_2} \leq \bar{\sigma}(S). \quad (3.29)$$

Em termos de desempenho, é razoável exigir que o ganho  $\|e(\omega)\|_2/\|r(\omega)\|_2$  permaneça pequeno para qualquer direção de  $r(\omega)$ , incluindo a direção para o “pior caso” que fornece o  $\bar{\sigma}(S(j\omega))$ .

Na Figura 3.3 são apresentados de forma genérica os maiores e os menores valores singulares desejáveis para a sensibilidade  $S(s)$  e co-sensibilidade  $T(s)$ . Os valores de  $S(s)$  devem ser pequenos em baixas frequências e se aproximam de 1 em altas frequências. No entanto, os valores singulares de  $T(j\omega)$  devem ser maiores que 1 em baixas frequências e pequenos em altas frequências (MACIEJOWSKI, 1989), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

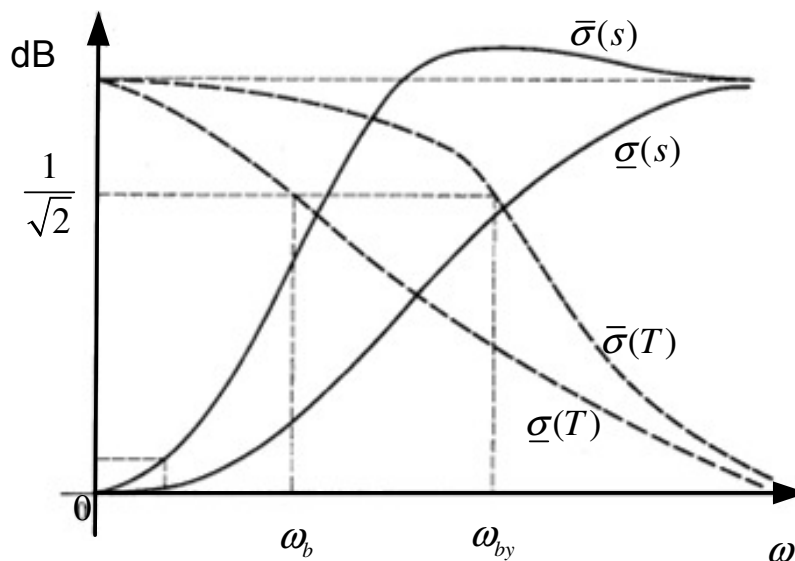


Figura 3.3 – Formas desejadas para S e T (MACIEJOWSKI, 1989).

Para sistemas SISO, a largura de banda é definida como um limite de frequência sobre o qual o controle é efetivo. Para sistemas MIMO, a largura de banda dependerá das direções, de uma região de largura de banda entre baixas frequências, em que o máximo valor singular  $\bar{\sigma}(S)$  alcança  $(1/\sqrt{2}) = 0.7$  (“pior direção”), e uma frequência maior, em que o valor singular mínimo  $\underline{\sigma}(S)$  alcança 0.7 (“melhor direção”).

Se for desejado associar uma largura de banda simples para um sistema multivariável, considera-se a direção para o “pior caso” e define-se: largura de banda,  $\omega_b$ , a frequência onde  $\bar{\sigma}(S)$  cruza  $(1/\sqrt{2}) = 0.7$  por baixo. Pela definição, entende-se que a largura de banda será no mínimo  $\omega_b$  para qualquer direção do sinal de entrada.

Desde que  $S = (I + L_M)^{-1}$  e utilizando-se algumas propriedades das normas (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2005) obtém-se:

$$\omega \rightarrow \infty: L_M(j\omega) \rightarrow 0 \Rightarrow S(j\omega) \rightarrow I, \quad (3.30)$$

$$\underline{\sigma}(L) - 1 \leq \frac{1}{\bar{\sigma}(S)} \leq \bar{\sigma}(L) + 1. \quad (3.31)$$

Dessa forma, para frequências onde a realimentação é eficaz, ou seja, onde  $\underline{\sigma}(L_M) \gg 1$ , tem-se  $\bar{\sigma}(S) \approx 1/\underline{\sigma}(L_M)$ , e na largura de banda, onde  $(1/\bar{\sigma}(S(j\omega_b))) = \sqrt{2} = 1.41$ , tem-se que  $\underline{\sigma}(L_M(j\omega_b))$  está entre 0.41 e 2.41 (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2005). Assim, a largura de banda está aproximadamente onde  $\underline{\sigma}(L_M)$  cruza 1. Finalmente, em altas frequências, onde para qualquer sistema real  $\underline{\sigma}(L_M)$  e  $\bar{\sigma}(L_M)$  são pequenos, tem-se  $\bar{\sigma}(S) \approx 1$ .

Desta forma, podem-se estabelecer os requisitos de projeto em termos de sensibilidade e sensibilidade complementar como: para a rejeição, a perturbação faz-se  $\bar{\sigma}(S)$  pequeno; para a atenuação de ruído, faz-se  $\bar{\sigma}(T)$  pequeno; para o seguimento da referência, faz-se  $\bar{\sigma}(T) \approx \bar{\sigma}(S) \approx 1$ ; para a redução da energia do controle, faz-se  $\bar{\sigma}(KS)$  pequeno;

Para o cumprimento desses objetivos, é necessária a imposição de algumas restrições sobre os valores singulares da matriz de transferência  $G_p(s)G_c(s)$ , que é a matriz de transferência de malha aberta do sistema constituído por um controlador  $G_c(s)$ , colocado em

série com o sistema  $G_p(s)$  a ser controlado (veja Figura 3.1). Estas restrições são definidas em termos do maior e menor valor singular de  $L_M = G_p(s)G_c(s)$ .

Em baixas frequências, um valor grande do  $\underline{\sigma}(L_M)$  garante um valor pequeno para  $\bar{\sigma}(S)$ , ou seja:

$$\bar{\sigma}(S) \cong \frac{1}{\underline{\sigma}(L_M)}, \quad (3.32)$$

que pode ser alcançado assegurando que

$$\underline{\sigma}(L_M) \gg 1. \quad (3.33)$$

Em altas frequências, um valor pequeno do  $\bar{\sigma}(L_M)$  garante um valor pequeno para  $\bar{\sigma}(T)$ , ou seja:

$$\bar{\sigma}(T) \cong \bar{\sigma}(L_M), \quad (3.34)$$

que pode ser alcançado assegurando que

$$\bar{\sigma}(L_M) \ll 1. \quad (3.35)$$

As restrições definidas em (3.33) e (3.35) estão representadas de uma forma genérica na Figura 3.4. Observa-se que para o valor singular mínimo de ganho de malha  $\underline{\sigma}(L_M)$  é desejável que seja grande em baixas frequências, enquanto que em altas frequências o valor singular máximo  $\bar{\sigma}(L_M)$  deve ser pequeno.

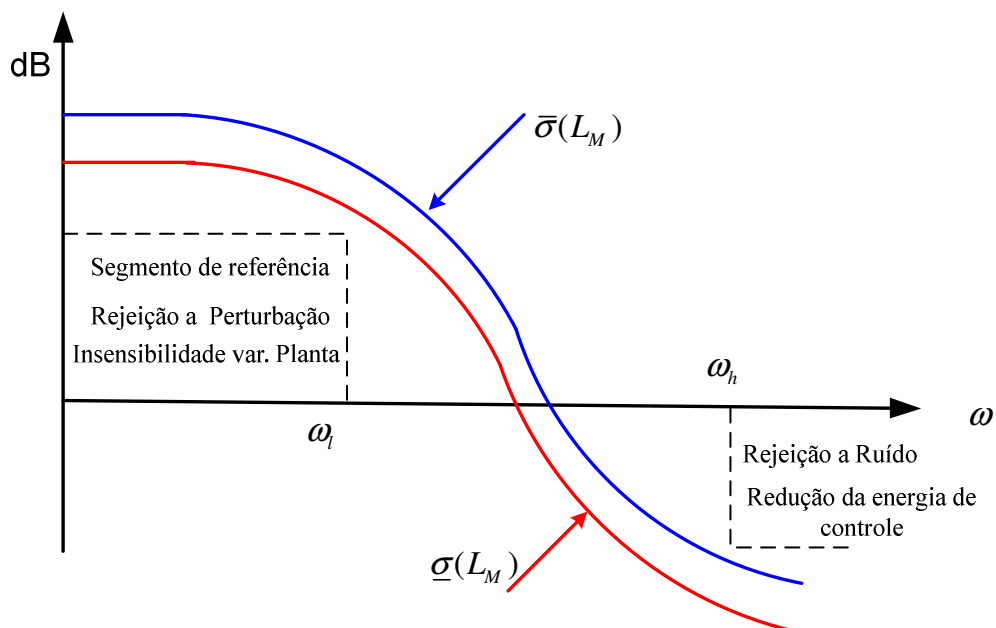


Figura 3.4 - Resposta em frequência desejável para um sistema multivariável.

Assim, sobre faixas de frequência especificadas podem-se aproximar os requerimentos de malha fechada aos seguintes objetivos de malha aberta (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005): para o seguimento da referência faz-se  $\underline{\sigma}(L_M)$  grande para frequências onde  $\underline{\sigma}(L_M) \gg 1$ ; para a rejeição a perturbação faz-se  $\underline{\sigma}(L_M)$  grande para frequências onde  $\underline{\sigma}(L_M) \gg 1$ ; para a atenuação de ruído faz-se  $\bar{\sigma}(L_M)$  pequeno para frequências onde  $\bar{\sigma}(L_M) \ll 1$ ; para a redução da energia do controle faz-se  $\bar{\sigma}(G_c)$  pequeno. Válido para frequências onde  $\bar{\sigma}(L_M) \ll 1$ ;

Tipicamente, os requerimentos de malha aberta sobre o seguimento da referência, rejeição à perturbação e insensibilidade à variação da planta são desejados e importantes em baixas frequências, enquanto as condições para a atenuação de ruído e redução da energia do controle são válidas e importantes em altas frequências, conforme ilustrado na Figura 3.4. Observa-se que nas frequências onde se desejam altos ganhos (em baixas frequências) o “pior caso” está relacionado com  $\underline{\sigma}(L_M)$ , enquanto que nas frequências onde se desejam baixos ganhos (em altas frequências), o pior caso está relacionado com  $\bar{\sigma}(L_M)$ .

### 3.4 REPRESENTAÇÃO DAS INCERTEZAS

Um modelo matemático é uma aproximação do sistema físico real devido a vários fatores, tais como: dinâmicas não modeladas, variações paramétricas, presença de ruídos nos sensores, linearização, variações causadas por temperatura, pressão e envelhecimento do sistema real, dentre outros. Todos esses fatores, associados ou não, produzem as chamadas fontes de incertezas.

O termo incerteza refere-se à diferença (erro) entre o sistema físico e o modelo matemático. É de fundamental importância que as incertezas sejam levadas em conta, tanto na análise como no projeto dos controladores. Sendo conveniente representar o modelo real por um constituído do modelo matemático (sistema nominal) e suas incertezas.

Segundo (SKOGESTAD ; POSTLETHWAITE, 2005), as incertezas em um modelo matemático podem ter várias origens:

1. Geralmente existem parâmetros em um modelo linear que só são conhecidos aproximadamente;

2. Os parâmetros do modelo linear de uma planta podem variar devido a não-linearidades ou devido a mudanças do seu ponto de operação;
3. Dispositivos de medidas possuem imperfeições;
4. Em altas frequências até mesmo a estrutura e a ordem do modelo são desconhecidas;
5. Até mesmo quando um modelo detalhado está disponível, pode-se preferir trabalhar com um modelo mais simples, ou seja, de ordem mais baixa, e representar as dinâmicas desprezadas como incertezas;

As várias fontes de incertezas são usualmente classificadas em: paramétricas, estruturadas e não-estruturadas, o que será detalhado no tópico seguinte.

### 3.4.1 INCERTEZAS PARAMÊTRICAS

Nessa classe, a estrutura do modelo incluindo a ordem é conhecida, mas alguns dos parâmetros são incertos. A incerteza paramétrica é quantificada considerando-se que cada parâmetro incerto é limitado dentro de alguma região  $[\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$ . Isto é, tem-se um conjunto de parâmetros na forma:

$$\alpha_p = \bar{\alpha}(1 + r_\alpha \Delta) \quad (3.36)$$

Sendo  $\bar{\alpha}$  o valor médio do parâmetro,  $r_\alpha = (\alpha_{\max} - \alpha_{\min}) / (\alpha_{\max} + \alpha_{\min})$  a incerteza relativa no parâmetro e  $\Delta$  qualquer escalar real satisfazendo  $|\Delta| \leq 1$ .

### 3.4.2 INCERTEZA ESTRUTURADA

Nesse tipo de representação, as incertezas são causadas por parâmetros conhecidos, mas seus valores são incertos. As incertezas estruturadas de um modelo são organizadas em uma matriz diagonal:

$$\Delta = \text{diag}\{\Delta_i\} = \begin{bmatrix} \Delta_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \Delta_i & \\ & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Sendo que cada  $\Delta_i$  representa uma fonte específica de incerteza, por exemplo, incerteza na entrada  $\Delta_i$ , ou uma incerteza paramétrica  $\delta_i$ , sendo  $\delta_i \in \mathbb{R}$ .

Cada perturbação individual é considerada estável e normalizada, isto é,

$$\bar{\sigma}(\Delta_i(j\omega)) \leq 1 \quad \forall \omega \quad (3.38)$$

Para uma perturbação escalar complexa tem-se  $|\delta_i| \leq 1, \forall \omega$ , e para uma perturbação escalar  $-1 \leq \delta_i \leq 1$ . Pode ser verificado que o valor singular máximo de uma matriz bloco diagonal é igual ao maior valor entre os valores singulares máximos dos blocos individuais (SKOGESTAD ; POSTLETHWAITE, 2005), então para  $\Delta = \text{diag}\{\Delta_i\}$  tem-se:

$$\bar{\sigma}(\Delta_i(j\omega)) \leq 1 \quad \forall \omega, \forall i \Leftrightarrow \|\Delta\|_{\infty} \leq 1 \quad (3.39)$$

Nesse caso  $\Delta$  possui uma estrutura, portanto na análise da robustez não se considera todos os  $\Delta$ 's que satisfaçam (3.39), mas sim apenas os que apresentem uma estrutura diagonal como a de (3.37).

### 3.4.3 INCERTEZA NÃO-ESTRUTURADA

As formas não-estruturadas no domínio da frequência podem ser representadas na forma aditiva ou na forma multiplicativa, que devem ser incluídas no modelo matemático para representar o sistema físico.

Nas incertezas não-estruturadas, o efeito de todas as incertezas é mais importante do que saber individualmente o motivo que causou cada incerteza. Em sistemas reais, as incertezas podem ocorrer em diversos pontos da planta. Normalmente o que se costuma fazer é representar todas as incertezas em um ponto específico da planta e combinar as contribuições individuais em uma única incerteza na forma aditiva ou multiplicativa (MATOS, 2008).

Define-se incerteza não-estruturada como sendo uma matriz de perturbações complexas de dimensões compatíveis com a planta e que em toda frequência qualquer  $\Delta(j\omega)$  satisfazendo  $\bar{\sigma}(\Delta_i(j\omega)) \leq 1$  seja permitido (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

Uma maneira bem simples e imediata de representar as incertezas de um modelo matemático ( $G_p(s)$ ) em relação à planta real ( $G_R(s)$ ) é através de sua forma aditiva ( $\Delta E_a(s)$ ), conforme ilustra a Figura 3.5.

$$G_R(s) = G_p(s) + \Delta E_a(s), \quad (3.40)$$

logo a incerteza aditiva é definida por

$$\Delta E_a(s) = G_R(s) - G_p(s). \quad (3.41)$$

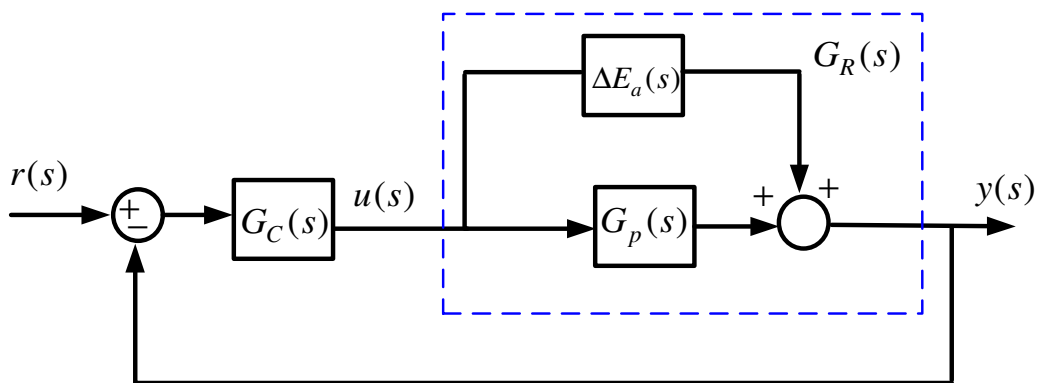


Figura 3.5 – Incerteza aditiva na saída.

Uma segunda alternativa para representar as incertezas de um modelo matemático em relação à planta real é através da incerteza multiplicativa ( $\Delta E_m(s)$ ). As Figuras 3.6 (a) e 3.6(b) ilustram as incertezas multiplicativas representadas respectivamente na entrada e saída da planta.

A planta real ( $G_R(s)$ ), com as incertezas na entrada e saída, é definida respectivamente por:

$$G_R(s) = G_p(s)[I + \Delta E_m(s)], \quad (3.42)$$

$$G_R(s) = [I + \Delta E_m(s)]G_p(s). \quad (3.43)$$

Logo, a incerteza multiplicativa é definida por:

$$\Delta E_m(s) = \frac{G_R(s) - G_p(s)}{G_p(s)}. \quad (3.44)$$

Nesse tipo de representação, a incerteza não tem estrutura conhecida e só pode ser caracterizada pelas limitações da magnitude da resposta em frequências. Normalmente não se

conhece a matriz  $\Delta E_m(s)$ . Porém, pode-se estimar um limite superior para a incerteza. Esse limite será obtido e definido utilizando a norma espectral como medida de magnitude da incerteza, ou seja:

$$\|E_m(j\omega)\| \leq l_m(\omega), \quad \forall \omega \geq 0. \quad (3.45)$$

Considerando o pior caso, associado a todos os canais de controle para definir um único limite superior para representar a incerteza.

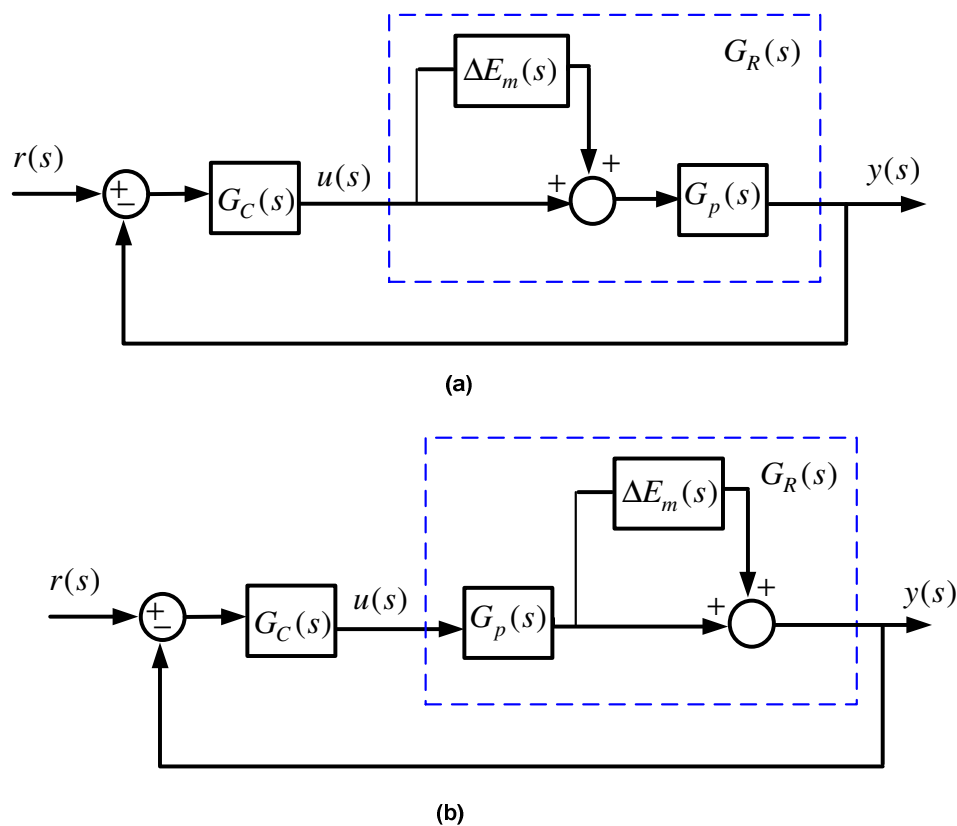


Figura 3.5- (a) Incerteza Multiplicativa na entrada. (b) Incerteza Multiplicativa na saída.

### 3.5 CONTROLADORES ROBUSTOS MULTIVARIÁVEIS

Um sistema de controle é robusto se ele for insensível às diferenças existentes entre o sistema real e o modelo matemático utilizado para representá-lo.

A idéia principal no controle robusto é verificar se as especificações do projeto são satisfeitas até mesmo para o pior caso de incertezas seguindo os seguintes passos: determinar o conjunto das incertezas, ou seja, encontrar uma representação para as incertezas; verificar a estabilidade robusta e o desempenho robusto.



No projeto de controladores robustos, as especificações de desempenho robusto a serem atendidas pelo projeto são as seguintes: acompanhamento do sinal de referência; rejeição de perturbações; insensibilidade a variações na planta; rejeição do ruído de medida.

Em relação à estabilidade robusta, o sistema deve permanecer estável dentro do conjunto das incertezas.

A condição de estabilidade robusta é garantida na região de frequência onde  $l_m(\omega) \gg 1$  dada pela seguinte equação (DOYLE & STEIN 1981):

$$\bar{\sigma}[G_p(j\omega)G_c(j\omega)] \leq \frac{1}{l_m(\omega)}. \quad (3.46)$$

A condição de desempenho robusto é garantida na região de frequência onde  $l_m(\omega) < 1$  dada pela seguinte equação (DOYLE & STEIN 1981):

$$\frac{ps(\omega)}{1-l_m(\omega)} \leq \underline{\sigma}[G_p(j\omega)G_c(j\omega)]. \quad (3.47)$$

Com base nas curvas dadas pelas equações (3.46) e (3.47) determinam-se as barreiras de desempenho robusto e estabilidade robusta, conforme ilustrado de forma genérica na Figura 3.6.

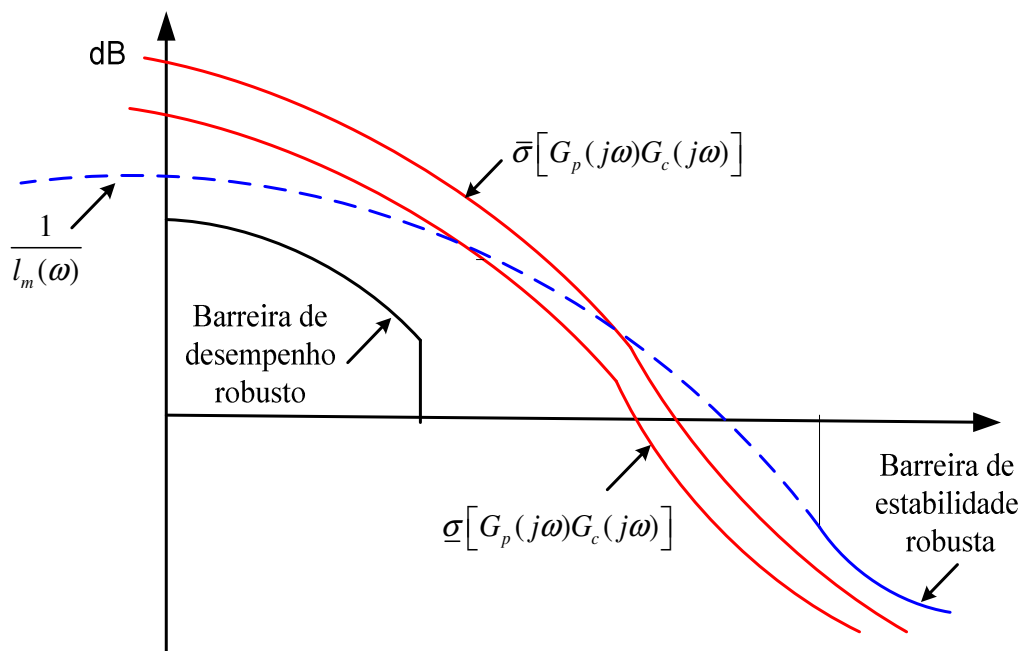


Figura 3.6 - Barreiras de Desempenho robusto e Estabilidade.

As barreiras de desempenho e estabilidade robusta também podem ser determinadas de forma aproximada em termos de restrições sobre as funções de sensibilidade e de sensibilidade complementar.

Na presença de incertezas multiplicativas, a barreira de estabilidade robusta é definida pela seguinte restrição da magnitude da função de sensibilidade complementar dada por:

$$\bar{\sigma}[T(s)] < \frac{1}{l_m(\omega)}. \quad (3.48)$$

A condição de desempenho robusto em termos de sensibilidade é dada por:

$$\frac{1}{\bar{\sigma}[S(s)]} \geq \bar{\sigma}(w_D(s)). \quad (3.49)$$

A Figura 3.7 mostra de uma maneira genérica as barreiras de desempenho e estabilidade robusta e suas relações com as funções de sensibilidade e sensibilidade complementar de acordo com (RÚBIO; SÁNCHEZ, 1996) e (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005).

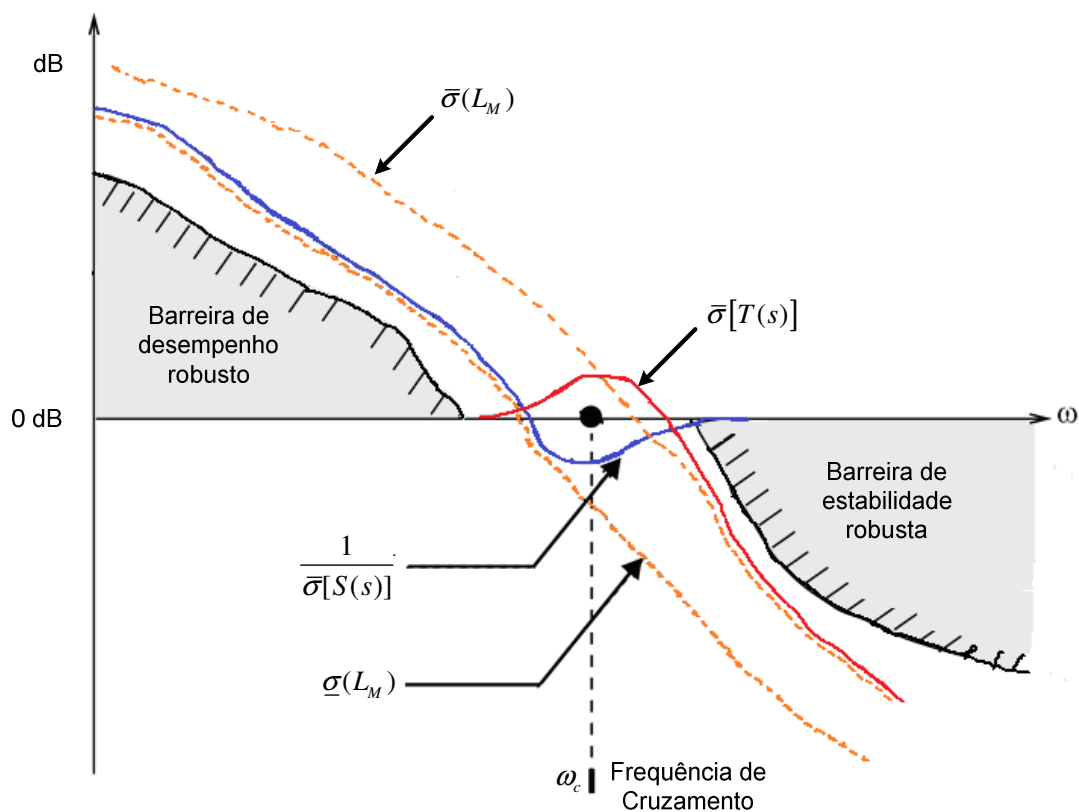


Figura 3.7- Barreiras de Robustez e Especificações para S e T.

Da Figura 3.7 observa-se que o controlador deve ser projetado de tal forma que  $\bar{\sigma}(L_M)$  e  $\underline{\sigma}(L_M)$  não ultrapassem as barreiras de desempenho e estabilidade robusta.

Os valores singulares  $\bar{\sigma}(L_M)$  e  $\underline{\sigma}(L_M)$  devem apresentar um ganho menor que 0dB nas altas frequências e deverá possuir um alto ganho em baixas frequências. Também deverá cruzar a linha 0 db em uma frequência de cruzamento  $\omega_c$  situada entre as duas barreiras e também deverá ter um decaimento com uma inclinação entre -20dB/década e -40 dB/década após passar por  $\omega_c$ .

De acordo com a Figura 3.7 nota-se que na região de baixa frequência, acima da linha 0dB:

$$\underline{\sigma}(L_M) \cong \frac{1}{\bar{\sigma}[S(s)]} \quad (3.50)$$

e na região de alta frequência:

$$\bar{\sigma}(L_M) \cong \bar{\sigma}[T(j\omega)]. \quad (3.51)$$

Maiores detalhes sobre as barreiras de desempenho robusto e estabilidade robusta e suas relações com o maior e o menor valor singular das funções de sensibilidade, sensibilidade complementar e da função de transferência de malha estão disponíveis em (DOYLE; STEIN 1981), (LEWIS; SYRMOS, 1995), (CRUZ, 1997), (RÚBIO; SÁNCHEZ, 1996), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005) e (SINHA, 2007).

### 3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram apresentados os principais conceitos dos Sistemas Multivariáveis para a análise e projeto no domínio da frequência. Foram também apresentados os vários tipos de incertezas existentes e a maneira como elas são organizadas e tratadas. Em seguida, foram destacados os objetivos de um controlador robusto que são: acompanhamento do sinal de referência; rejeição de perturbações; insensibilidade a variações na planta; rejeição do ruído de medida e estabilidade robusta dentro de um conjunto de incertezas. Por fim, foram definidas as barreiras de desempenho e estabilidade robusta e suas restrições com as funções de sensibilidade e sensibilidade complementar.

Portanto, pode-se observar que para analisar a estabilidade robusta e o desempenho robusto de um sistema nominal, inicialmente é necessário explicitar e quantificar um modelo de incertezas na planta para depois aplicar as ferramentas desenvolvidas e verificar se as restrições foram satisfeitas.

---

# CAPÍTULO 4

---

## A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

Neste capítulo, serão apresentados os principais fundamentos dos estimadores de estados e de um estimador estocástico conhecido como Filtro de Kalman. Além disso, será apresentado o regulador linear quadrático (LQR) e o controlador linear quadrático Gaussiano (LQG) que servirá de alicerce para o desenvolvimento da estratégia de controle proposta para o controle do gerador de indução duplamente alimentado, onde será considerado o caso em que as incertezas do modelo são representadas na forma multiplicativa não-estruturada, na saída da planta.

### 4.1 ESTIMADORES OU OBSERVADORES DE ESTADO

O observador de estados consiste em um mecanismo para estimação dos estados da planta. É uma solução útil quando os estados reais da planta não estão acessíveis, situação muito comum na prática.

Seja a planta definida por:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

O observador é um subsistema reconstrutor do vetor de estado do sistema (4.1) e o seu modelo matemático é similar ao da planta, exceto pelo termo adicional que é o erro de estimação:

A Figura 4.1 mostra um observador de ordem plena.

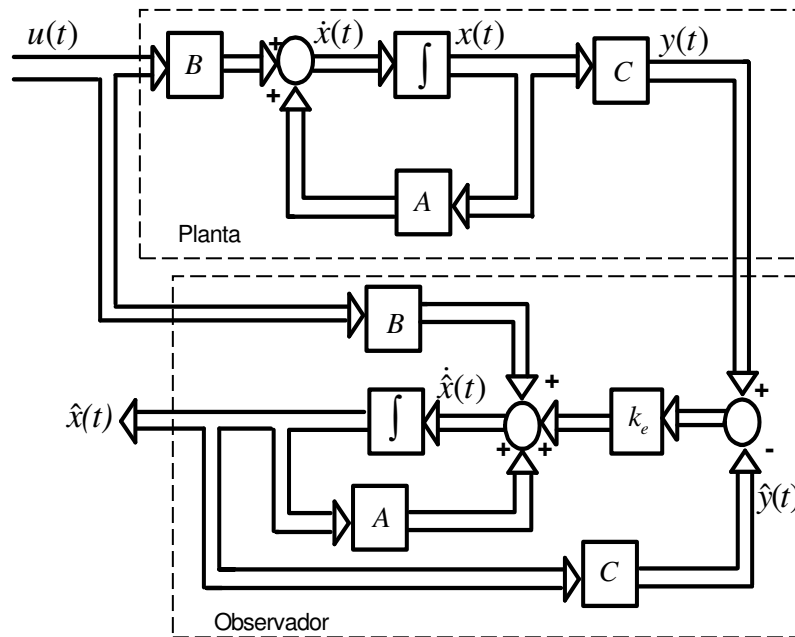


Figura 4.1-Diagrama do sistema e do observador de ordem plena.

A equação que representa a dinâmica do observador pode ser dada por:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + k_e(y(t) - C\hat{x}(t)), \quad (4.2)$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - k_e C)\hat{x}(t) + Bu(t) + k_e y(t). \quad (4.3)$$

O erro entre \$x(t)\$ e \$\hat{x}(t)\$, conhecido como erro de estimação (ou erro de observação), é dado por:

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t). \quad (4.4)$$

Derivando equação (4.4) obtém:

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t). \quad (4.5)$$

Substituindo a equação (4.3) em (4.5) resulta na equação (4.6).

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = Ax(t) + Bu(t) - [A\hat{x}(t) + Bu(t) + k_e(y(t) - C\hat{x}(t))]. \quad (4.6)$$

$$\dot{e}(t) = (A - k_e C)(x(t) - \hat{x}(t)). \quad (4.7)$$

Ou, simplesmente:

$$\dot{e}(t) = (A - k_e C)e(t). \quad (4.8)$$

Para que \$\lim\_{t \rightarrow \infty} e = 0\$, é necessário que os autovalores de \$(A - k\_e C)\$ sejam estáveis, ou seja, tenham parte real negativa. Se os autovalores de \$(A - k\_e C)\$ puderem ser arbitrariamente alocados, controla-se a taxa com que o erro \$e(t)\$ tende a zero. Como o estado estimado \$\hat{x}(t)\$ será usado para a realimentação, os autovalores do estimador devem ser mais “rápidos” do que os autovalores em malha fechada do sistema controlado, ou seja, parte real mais negativa.

Para a realimentação de estados, é necessário que todos os estados reais da planta,  $x(t)$  sejam mensuráveis. No entanto, na prática, nem sempre é possível medir fisicamente um sinal desejado, seja pela falta de equipamentos apropriados (sensores), ou mesmo por questões de economia, dado que a medida direta deste sinal pode tornar o projeto muito caro (TROFINO, 2003). Nesses casos é necessário estimar estes estados através das medidas disponíveis. Uma forma de fazer esta estimativa é o projeto de observadores de estados, ou seja, sistemas que são projetados a partir dos sinais medidos do sistema original, de forma que o erro entre o estado real e o estado estimado convirja para zero na ausência de ruídos externos.

O diagrama de blocos na Figura 4.2 representa uma estrutura de controle com realimentação de estado estimado por um observador. O observador de estados é utilizado como estimador das variáveis de estados necessários para realimentação  $\hat{x}(t)$ .

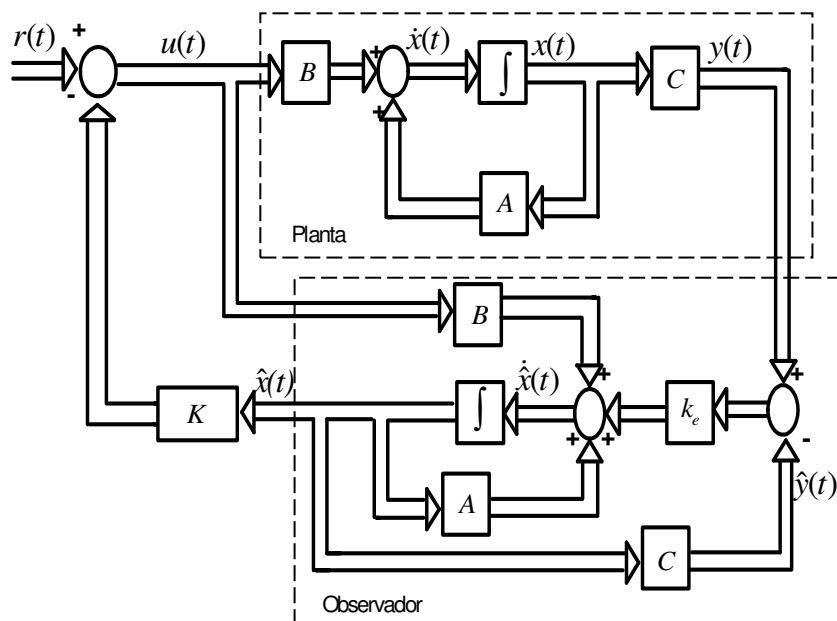


Figura 4.2-Sistema de controle de realimentação por estados estimados.

Seja a planta

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (4.9)$$

Se  $\hat{x}(t)$  é uma estimativa de  $x(t)$  então, na realimentação de estados, utiliza-se:

$$u(t) = r(t) - K\hat{x}(t). \quad (4.10)$$

Com o sinal de controle  $u(t)$  a equação de estado em (4.9) resulta em:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) - BK\hat{x}(t) + Br(t). \quad (4.11)$$

Porém, se a realimentação é feita a partir dos estados estimados, a dinâmica do estimador precisa ser considerada. Substituindo (4.10) em (4.2) obtém-se a equação (4.12):

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - BK - k_e C)\hat{x}(t) + Br(t) + k_e y(t). \quad (4.12)$$

Combinando-se as equações (4.11) e (4.12) obtém-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & -BK \\ k_e C & A - k_e - BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} r(t) \\ y(t) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Através da transformação de equivalência a seguir

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ e(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t) - \hat{x}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Pode-se reescrever (4.13) como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - k_e C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} r(t) \\ y(t) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Os autovalores do sistema em malha fechada são as raízes de

$$\det(\lambda I - A + BK) \det(\lambda I - A + k_e C). \quad (4.16)$$

A dinâmica do sistema em malha fechada é dada de maneira desacoplada pela dinâmica da planta com realimentação de estados e do observador de estados. Esta característica é conhecida como principio da separação. Desta forma, o projeto pode ser desenvolvido de forma independente para o controlador e para o observador de estados.

## 4.2 ESTIMADOR DE ESTADO ÓTIMO: FILTRO DE KALMAN

O Filtro de Kalman é um método de estimação estocástica utilizado para obter estimativas ótimas das variáveis de estados de um sistema dinâmico, de tal maneira que o erro é minimizado estatisticamente.

Considere a planta representada por:



$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t) \end{aligned} \quad (4.17)$$

Sendo  $x(t) \in \mathfrak{R}^n$  o vetor de estados,  $u(t) \in \mathfrak{R}^m$  e  $y(t) \in \mathfrak{R}^q$  são os vetores de entrada e de saída, respectivamente,  $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$  e  $C \in \mathfrak{R}^{q \times n}$  são matrizes que representam o modelo do sistema,  $w(t) \in \mathfrak{R}^n$  é o ruído do processo e  $v(t) \in \mathfrak{R}^q$ , o ruído de medida, que são sinais não-correlacionados, ambos são ruídos brancos Gaussianos com média zero e matrizes de covariâncias  $W$  e  $V$ , respectivamente, dadas por:

$$E\{w(t)w(t)'\} = W \geq 0, \quad (4.18)$$

$$E\{v(t)v(t)'\} = V > 0. \quad (4.19)$$

Sendo  $W$  a matriz de covariância do ruído no estado positiva semi-definida,  $V$  a matriz de covariância do ruído de medida positiva definida. Assume-se que estes sinais de ruído também não são correlacionados entre si, isto é

$$E\{w(t)v(t)'\} = 0, \quad E\{v(t)w(t)'\} = 0. \quad (4.20)$$

O sistema descrito pode ser representado no diagrama de blocos da Figura 4.3.

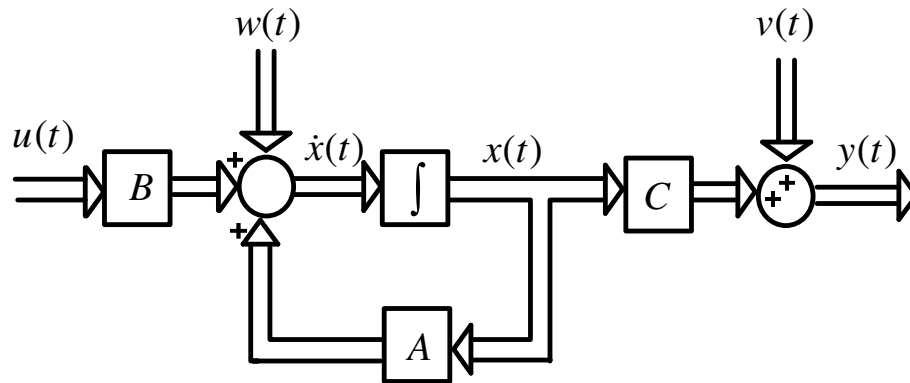


Figura 4.3-Diagrama de blocos do sistema com o ruído de estado e medida.

O problema a ser resolvido consiste em obter-se uma estimativa  $\hat{x}(t)$  do estado  $x(t)$  a partir da observação da saída  $y(t)$ . A estrutura de um Filtro de Kalman é semelhante ao de um observador de estados.

A dinâmica do Filtro de Kalman é dada por:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K_{fk}(y(t) - C\hat{x}(t)). \quad (4.21)$$

O erro entre  $x(t)$  e  $\hat{x}(t)$  é dado por:

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t). \quad (4.22)$$

Subtraindo (4.21) de (4.17), resulta na equação (4.23):

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - K_{fk}C)\hat{x}(t) + w(t) - K_{fk}v(t). \quad (4.23)$$

O Filtro de Kalman é um sistema dinâmico, onde a matriz de ganhos ótimos  $K_{fk}$  é dada por:

$$K_{fk} = SCV^{-1}. \quad (4.24)$$

Sendo S a única solução simétrica definida positiva da Equação Algébrica de Riccati-EAR (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), (SINHA, 2007) dada por:

$$SA' + AS - SC'V^{-1}CS + W = 0. \quad (4.25)$$

O Filtro de Kalman é tal que

$$\text{Re}[\lambda_i(A - K_{fk}C)] < 0, \quad (i = 1, 2, \dots, n). \quad (4.26)$$

A estimativa gerada pelo Filtro é ótima no sentido de que a variância do erro de estimação seja mínima, ou seja:

$$\min \sum_{i=1}^n E\{[x_i(t) - \hat{x}_i(t)]^2\}. \quad (4.27)$$

### 4.3. O REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (LQR)

A filosofia do projeto LQR é estabelecer um compromisso entre as energias do vetor de estado  $x(t)$  e do vetor de controle  $u(t)$ .

Considere agora a planta representada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= C.x(t) \end{aligned} \quad (4.28)$$

A determinação da lei  $u(t)$  que minimiza a função de custo quadrática ou também conhecida como índice de desempenho quadrático a ser minimizada, com os limites de integração entre 0 e  $\infty$  é representada por:

$$J = \min_{u(t)} \int_0^{\infty} [x'(t) Q(t)x(t) + u'(t)R(t)u(t)]dt. \quad (4.29)$$

A lei de controle estabelecida tem como parâmetros as matrizes de ponderação  $Q \in \mathfrak{R}^{n \times n}$  de estado simétrica, semi-definida positiva ( $Q \geq 0$ ) e de controle  $R \in \mathfrak{R}^{m \times m}$  simétrica e definida positiva ( $R > 0$ ).

Supondo-se que o sistema seja estabilizável, a lei de controle que estabiliza o mesmo e minimiza o critério é:

$$u(t) = -Kx(t). \quad (4.30)$$

Sendo  $K$  uma matriz  $r \times n$ , ou seja,

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_r \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 & k_{12} & \dots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ k_{r1} & k_{r1} & \dots & k_{rn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

Desta forma, o projeto de controle ótimo se reduz à determinação dos elementos da matriz de realimentação de estado  $K$  ótima, qualquer que seja o estado inicial, dado a seguir:

$$K = R^{-1}B'P. \quad (4.32)$$

Sendo  $P$  uma matriz definida positiva que é obtida resolvendo-se a equação de Ricatti a seguir (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), (SINHA, 2007):

$$A'P + PA - PBR^{-1}B'P + Q = 0. \quad (4.33)$$

Desta forma, a solução do problema LQR, ou seja, o cálculo do ganho do controlador pode ser encontrado de acordo com a equação (4.32).

A Figura 4.4 mostra o diagrama de blocos da configuração ótima de malha fechada com realimentação de estado.

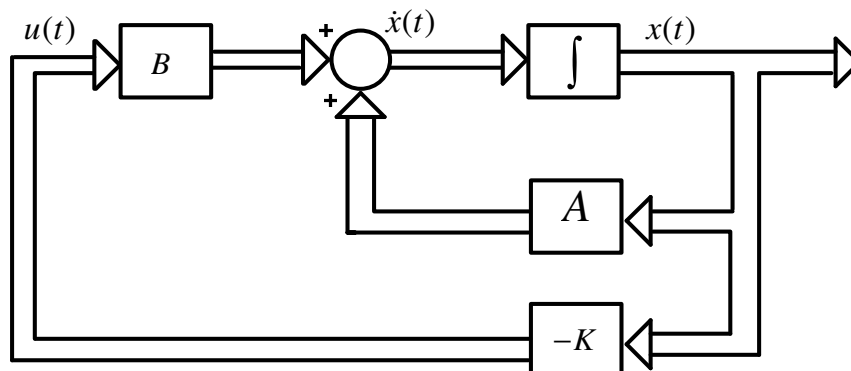


Figura 4.4 - Sistema de controle ótimo.

Comparando-se as equações (4.24) e (4.25) com as equações (4.32) e (4.33) respectivamente, pode-se concluir que existe uma dualidade matemática entre o Filtro de Kalman e o LQR.

#### 4.4 CONTROLADOR LINEAR QUADRÁTICO GAUSSIANO (LQG)

No projeto do LQR há necessidade de que todos os estados estejam disponíveis para medições para realimentação do sinal de controle e que não haja nem ruído nem perturbação no sistema. Para superar o problema que certas variáveis de estados não podem ser medidas, ou são muito ruidosas, ou alguns dos estados não tenham significado físico, então é necessário adicionar um observador estocástico ao projeto LQR para estimação dos estados através da saída medida. Quando o observador (Filtro de Kalman) é projetado considerando um ruído gaussiano, o controle é chamado Linear Quadrático Gaussiano - LQG.

As principais vantagens do uso de projetos de controladores LQG são (BRITO FILHO, 2006): ação integral que pode ser introduzida facilmente; sinais de referência estocásticos podem ser incluídos; sistemas multivariáveis não quadrados, com atraso nas diferentes malhas, podem ser controlados.

A principal desvantagem do controle LQG é a perda da robustez devido à inclusão do estimador e o tempo gasto com a estimação.

No controlador LQG, a dinâmica da planta é linear e conhecida e as perturbações presentes são estocásticas com as propriedades estatísticas conhecidas.

Considere agora a planta representada por (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005):

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t)\end{aligned}\quad (4.34)$$

sendo  $w(t)$  perturbações externas ao processo (ruído do processo) e  $v(t)$  ruído de medição, que são sinais não correlacionados, de média zero, com matrizes de densidade de potência espectral  $W$  e  $V$  constantes, ou seja  $w(t)$  e  $v(t)$  são ruídos branco com covariâncias:

$$E\{w(t)w(t)'\} = W\delta(t - \tau), \quad (4.35)$$

$$E\{v(t)v(t)'\} = V\delta(t - \tau), \quad (4.36)$$

e

$$E\{w(t)v(t)'\} = 0 \quad , \quad E\{v(t)w(t)'\} = 0, \quad (4.37)$$

sendo  $E$  o operador esperança (valor esperado) e  $\delta(t - \tau)$  a função delta de Dirac.

O problema do controle LQG é encontrar o sinal de controle ótimo,  $u(t)$ , que minimiza:

$$J = E \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x^T(t) Q(t)x(t) + u^T(t)R(t)u(t)] dt \right\}. \quad (4.38)$$

Sendo  $Q$  e  $R$  as matrizes ponderação

$$Q = Q^T \geq 0 \quad e \quad R = R^T > 0. \quad (4.39)$$

A solução para o problema LQG, conhecida como Teorema da Separação ou Princípio da Equivalência Exata, é dividida em duas partes: primeiro resolve-se o problema do LQR, isto é, encontra-se a solução para o problema do Regulador Linear Quadrático (determinístico) que pode ser dada em termos da lei de controle  $u(t) = -Kx(t)$ , sendo  $K$  a matriz de realimentação de estado que não depende de  $V$  e  $W$ . A solução para o segundo problema é a estimação ótima para  $x(t)$ , obtida via Filtro de Kalman e independente das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$ .

Substituindo-se o vetor de estado  $x(t)$  pela estimativa ótima dos estados  $\hat{x}(t)$  chega-se à solução do problema LQG dada por:

$$u(t) = -K\hat{x}(t). \quad (4.40)$$

A solução do problema LQG, portanto, pode ser separada em duas partes distintas e independentes, como mostra a Figura 4.5.

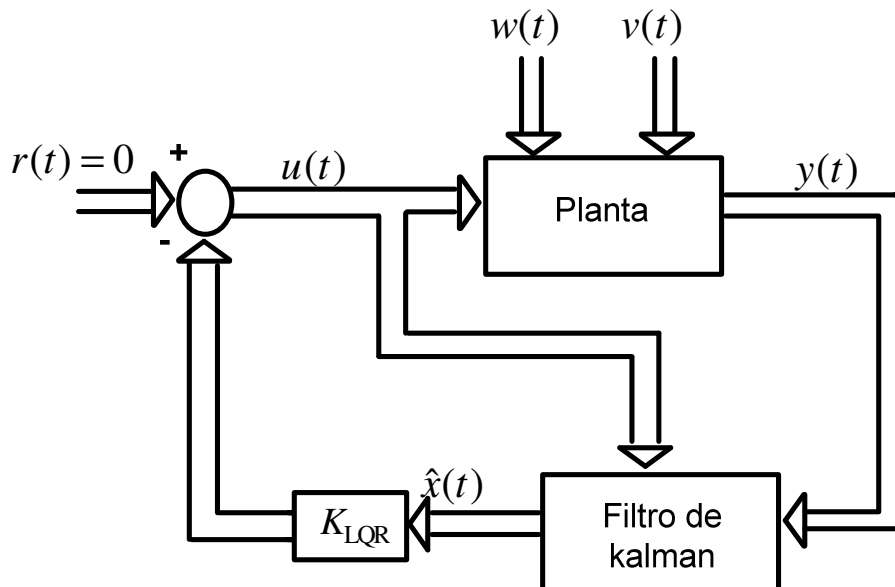


Figura 4.5- Estrutura do controlador LQG.

Portanto, o controlador LQG é um compensador dinâmico de ordem  $n$  por realimentação de saídas, constituído pela conexão em cascata de um Filtro de Kalman e a matriz de ganhos ótimos de um regulador linear quadrático.

#### 4.4.1 PROPRIEDADES DO LQG

Neste tópico, serão analisadas as propriedades de estabilidade robusta do controlador LQR e do Filtro de Kalman separadamente e em seguida as mesmas propriedades serão analisadas para o sistema completo (LQR + Filtro).

Para a análise do LQR, substituindo a equação (4.30) na equação (4.9) obtém-se a equação do sistema de malha fechada dada por:

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x(t). \quad (4.41)$$

Os autovalores de  $(A - BK)$  estão no SPE, caracterizando o sistema LQR como assintoticamente estável (MACIEJOWSKI, 1989).

A equação do Filtro de Kalman é dada por:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K_{fk}(y(t) - C\hat{x}(t)). \quad (4.42)$$

Os autovalores de  $(A - K_{fk}C)$  estão no SPE, caracterizando o Filtro de Kalman como assintoticamente estável (MACIEJOWSKI, 1989).

Combinando-se as equações (4.40), (4.41) e (4.42), pode-se obter o sistema que descreva a dinâmica por realimentação de estados estimados via Filtro de Kalman como apresentado na da Figura 4.6, representado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -BK \\ K_{fk}C & A - K_{fk}C - BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(t) \\ v(t) \end{bmatrix}. \quad (4.43)$$

Combinando-se a equação (4.43) e o erro de estimação definido em (4.22) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - K_{fk}C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w(t) \\ w(t) - K_{fk}v(t) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

A equação característica é dada por:

$$|sI - (A - BK)| |sI - (A - K_{fk}C)| = 0 \quad (4.45)$$

Os autovalores da equação (4.45) são dados de maneira desacoplada pelo sistema com realimentação de estados através do LQR e do Filtro de Kalman. Desta forma, a estabilidade consiste em garantir que a parte real de todas as raízes da equação característica esteja no semiplano esquerdo, ou seja:

$$\text{Re}[\lambda_i(A - BK)] < 0 \text{ e } \text{Re}[\lambda_i(A - K_{fk}C)] < 0, (i=1,2,\dots,n) \quad (4.46)$$

O LQR e o Filtro de Kalman possuem excelentes propriedades de robustez: margem de fase de 60 graus e margem de ganho infinita, quando analisados isoladamente como mostrado em detalhes em (MACIEJOWSKI, 1989), (LEWIS; SYRMOS, 1995), (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005) e (SINHA, 2007). Seria de se esperar que o sistema formado pela junção destes dois projetos também apresentassem as mesmas propriedades de robustez. Entretanto, a inclusão do Filtro de Kalman pode resultar da degradação das propriedades do LQR, de forma que no Projeto LQG as propriedades de robustez não são garantidas, conforme detalhado em (MACIEJOWSKI, 1989) e (LEWIS; SYRMOS, 1995).

#### 4.5 CONTROLADOR ROBUSTO LQG/LTR

O LQR e Filtro de Kalman apresentam boas características de robustez quando analisados separadamente, porém o controlador LQG apresenta as perdas das propriedades de robustez, devido à inclusão do estimador de forma que no projeto LQG as propriedades de robustez não são garantidas. Então, com objetivo de recuperar estas propriedades de robustez, será utilizada a metodologia de Projeto LTR (*Loop Transfer Recovery*).

O método LQG/LTR, através da manipulação dos parâmetros, possibilita, para o sistema final (LQR + Filtro), que as características de robustez do LQR ou do Filtro de Kalman sejam recuperadas na saída ou na entrada da planta (DOYLE ; STEIN 1987).

Existem dois tipos de procedimentos (duais) de recuperação, um deles se refere à matriz de funções de transferência de malha  $G_p(s)K_{LQG/LTR}(s)$  e correspondente à abertura da malha na saída da planta (ponto (ii)), o outro é aquele associado à matriz de funções de transferência de malha  $K_{LQG/LTR}(s)G_p(s)$  correspondente à abertura da planta na entrada (ponto (i)) conforme Figura 4.6.

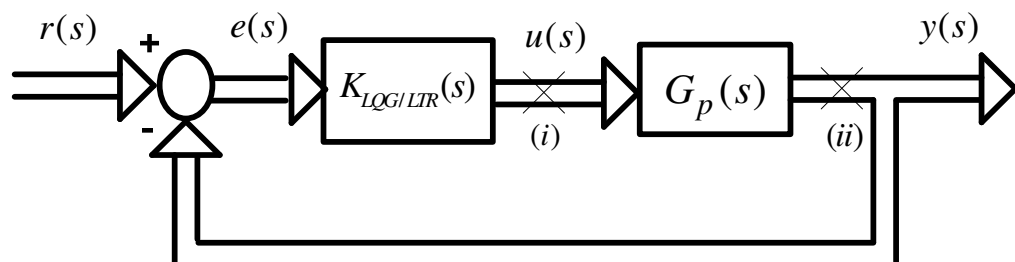


Figura 4.6 - Diagrama de Blocos do Sistema para o Estudo do Procedimento de Recuperação.

O procedimento adotado neste trabalho é conhecido como LTR na saída da planta e consiste de dois passos (MACIEJOWSKI, 1989):

1. Projetar o Filtro de Kalman manipulando as matrizes de covariância  $W$  e  $V$  de modo a obter a razão de retorno desejada na saída da planta  $-C(sI - A)^{-1}K_{fk}$  (Malha objetivo) de acordo com os requisitos de sensibilidade e robustez.
2. Ajustar o LQR, com  $R = I$  e  $Q = \rho I$  aumentando-se “ $\rho$ ” de modo que a razão de retorno na saída da planta compensada se aproxime suficientemente da razão de retorno desejada. Alternativamente pode-se fazer  $Q = I$  e  $R = qI$  sendo o ajuste conseguido pela diminuição de “ $q$ ”.

Então se  $\rho \rightarrow \infty$  os valores singulares de  $G_p(s)K_{LQG/LTR}(s)$  vão se aproximando dos de  $-C(sI - A)^{-1}K_{fk}$  das baixas frequências para as altas frequências. Sendo a matriz de funções de transferência de malha dada por:

$$G_{(i)}(s) = G_p(s)K_{LQG/LTR}(s). \quad (4.47)$$

E a malha objetivo dada por:

$$G_{(ii)}(s) = -C(sI - A)^{-1}K_{fk}. \quad (4.48)$$

O resultado fundamental é:

$$G_{(i)}(s) \rightarrow G_{(ii)}(s). \quad (4.49)$$

Quando  $\rho \rightarrow \infty$  o sistema nominal em malha fechada se aproxima ponto a ponto do que está representado na Figura 4.7.

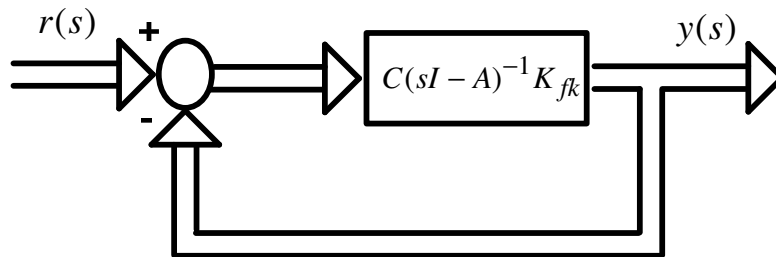


Figura 4.7- Sistema Limite para  $\rho \rightarrow \infty$ .

Deste modo, o problema de projeto se resume em escolher a matriz  $K_{fk}$  de forma conveniente, ou seja para que o sistema da Figura 4.7 tenha boas características de estabilidade e desempenho. O procedimento de projeto resume-se aos seguintes passos:

Dada a planta  $G_p(s)$ , obter a matriz  $K_{fk}$  de ganhos do Filtro de Kalman de maneira que a matriz de funções de transferência dada por:



$$G_{KF}(s) = C(sI - A)^{-1} K_{fk} \quad (4.50)$$

seja tal que a malha representada na Figura 4.8 satisfaça as barreiras de desempenho e robustez.

Com a matriz acima, aplica-se o procedimento LTR e obtém-se, para  $\rho \rightarrow \infty$  suficientemente grande como em (MACIEJOWSKI, 1989) ou alternativamente pode-se fazer  $q \rightarrow 0^+$  suficientemente pequeno. À medida que  $\rho$  aumenta ou  $q$  diminui as curvas características de resposta em frequência de  $G_p(s)K_{LQG/LTR}(s)$  vão se aproximando de  $C(sI - A)^{-1} K_{fk}$  das baixas para altas frequências. Assim, a malha representada na Figura 4.8 é denominada de malha objetivo (*target loop*).

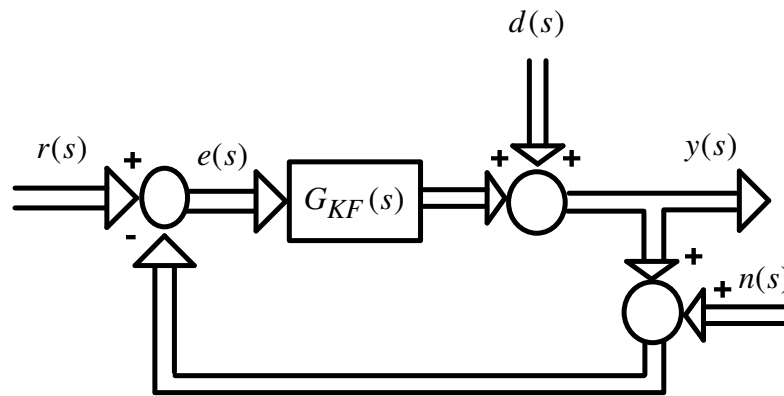


Figura 4.8 - Diagrama de Blocos da Malha Objetivo.

A estrutura do controlador LQG/LTR pode ser visualizada na Figura 4.9.

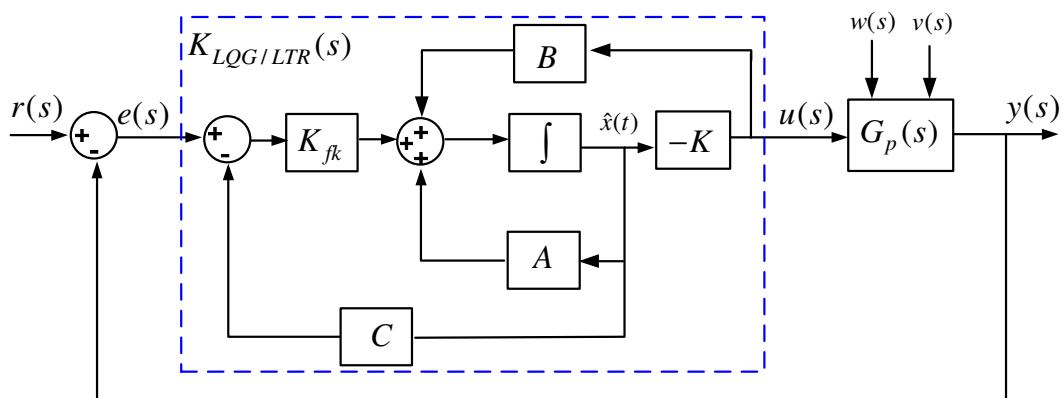


Figura 4.9- Estrutura do controlador LQG/LTR.

Com base nesta estrutura, a função de transferência do controlador LQG/LTR é dada por:

$$K_{LQG/LTR}(s) = K(sI - A + LC + BK)^{-1} K_{fk} \quad (4.51)$$

#### 4.6 A MALHA OBJETIVO

O problema de projeto pode ser colocado como sendo o de determinar a malha objetivo que atenda às especificações de robustez e desempenho. Como neste trabalho as incertezas multiplicativas não-estruturadas associadas ao modelo nominal da planta são representadas na saída da planta, o ganho do Filtro de Kalman  $K_{fk}$  é fixado de modo que os valores singulares estejam dentro das barreiras de robustez e desempenho. Para isso, projeta-se o ganho  $K$  do LQR pela variação das matrizes de ponderação até aproximar o LQG/LTR do Filtro de Kalman que é robusto.

Para o LQG/LTR na saída o que se deseja é que

$$G(s)K_{LQG/LTR}(s) \rightarrow C(sI - A)^{-1}K_{fk}. \quad (4.52)$$

A função de transferência de malha aberta do Filtro de Kalman é dada por

$$G_{KF}(s) = C(sI - A)^{-1}K_{fk}, \quad (4.53)$$

e satisfaz à seguinte relação que resulta das consequências das identidades de Kalman (DOYLE; STEIN 1981).

$$\sigma_i[I + G_{KF}(s)] = \sqrt{1 + \frac{1}{\mu} \sigma_i^2 [C(sI - A)^{-1}K_{fk}]}. \quad (4.54)$$

Esta identidade vale para todos os valores singulares e a equação (4.54) pode ser aproximada por:

$$\sigma_i[G_{KF}(s)] \approx \frac{1}{\sqrt{\mu}} \sigma_i [C(sI - A)^{-1}K_{fk}]. \quad (4.55)$$

Esta relação é fundamental para o processo de dar forma aos valores singulares da malha objetivo, pois estabelece uma relação direta entre os parâmetros de projeto ( $\mu$  e  $K_{fk}$ ). A variação do parâmetro  $\mu$  provoca a translação da curva de valores singulares para cima ou para baixo sem alterar o formato ou inclinação (CRUZ, 1996).

O trabalho apresentado por (CRUZ, 1996) deixa claro que a escolha das matrizes de covariância do Filtro de Kalman pode ser utilizadas com uma finalidade específica e não no contexto de estimação estocástica ótima. As matrizes utilizadas para projetar a malha objetivo não são tratadas com seu significado estocástico, mas sim, como variáveis de projeto. Deste modo, o Filtro de Kalman pode ser utilizado como um meio eficiente de determinar a matriz de ganhos do observador ótimo  $K_{fk}$  e, portanto, da malha objetivo.

#### 4.7 CONTROLADOR ROBUSTO LQG/LTRI

A planta é representada por:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + w(t) \\ y(t) &= Cx(t) + v(t)\end{aligned}\quad (4.56)$$

Uma nova variável de estado  $\dot{\xi}(t)$  será adicionada ao sistema e definida como ação integral do erro de saída dada por:

$$\dot{\xi}(t) = r(t) - y(t). \quad (4.57)$$

Para ter rastreamento assintótico com erro de estado estacionário nulo, um integrador é inserido na malha de controle de modo que o sistema original é ampliado e escrito na forma de equação de estados a seguir (PINTO *et al.*, 2011):

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r(t) + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t) \\ v(t) \end{bmatrix} \\ y(t) &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + v(t)\end{aligned}\quad (4.58)$$

O procedimento para o projeto do controlador LQG/LTRI considerando as incertezas representadas na saída da planta consiste em projetar o ganho do Filtro de Kalman manipulando as matrizes  $W$  e  $V$  de modo a se obter a razão de retorno desejada na saída da planta  $G_{FK}(s) = -C(sI - A)^{-1}K_{fk}$  (malha objetivo). Em seguida, é calculado o ganho do regulador utilizando as matrizes de ponderação  $R = I$  e  $Q = \rho I$  aumentando-se a constante  $\rho$  de modo que a razão de retorno na saída da planta compensada se aproxime suficientemente da malha objetivo.

A estrutura do controlador LQG/LTRI utilizado neste trabalho pode ser visualizada na Figura 4.10. O controlador projetado assegura que a saída  $y(t)$  siga a referência  $r(t)$  rejeitando as perturbações de processo  $w(t)$  e ruídos de medida  $v(t)$ .

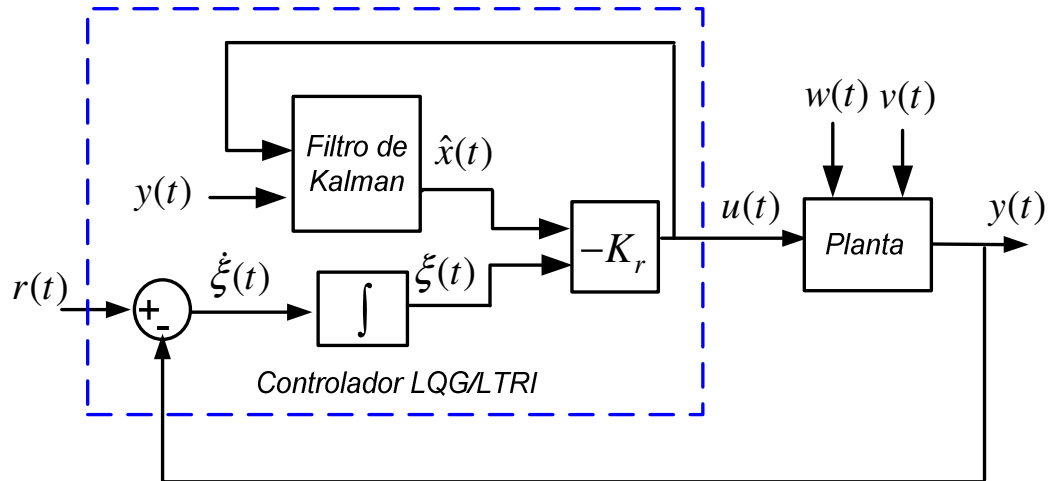


Figura 4.10- Estrutura do controlador LQG/LTRI.

A ação de controle pode ser escrita como:

$$u(t) = -K\hat{x}(t) - K_I \int_0^t (r(t) - y(t)) dt \quad , \quad (4.59)$$

sendo

$$K_r = [-K \quad -K_I] \quad (4.60)$$

em que  $K_r$  é um bloco matricial de ganhos, formado pelas matrizes  $K$  de ganho de realimentação e  $K_I$  de ganho integral.

Substituindo a variável de controle  $u(t)$  na equação que representa a dinâmica do Filtro de Kalman, obtém-se:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B(-K\hat{x}(t) - K_I \xi(t)) + K_{fk} [(y(t) - C\hat{x}(t))] \quad (4.61)$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - BK - K_{fk}C)\hat{x}(t) - BK_I \xi(t) + K_{fk} y(t) \quad (4.62)$$

Combinando-se a equação (4.62) e ação integral do erro de saída definida em (4.57) pode-se escrever a equação que representa a dinâmica do controlador LQG/LTRI na forma de equações de estados como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK - K_{fk}C & -BK_I \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & K_{fk} \\ I & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

## **4.8 CONCLUSÕES**

Neste capítulo, foi apresentada uma síntese do Filtro de Kalman e do LQR que possuem excelentes propriedades de robustez quando analisados isoladamente, porém o controlador formado pela junção destes dois projetos (LQG) perde as propriedades de robustez devido à inclusão do estimador. Então, com objetivo de recuperar as propriedades de robustez foi utilizada a metodologia de Projeto LQG/LTR de modo que os valores singulares estejam dentro das barreiras de desempenho e robustez.

Para ter rastreamento assintótico com erro de estado estacionário nulo, um integrador é inserido na malha de controle de modo que a ordem do sistema seja aumentada. Para finalizar foi apresentada a metodologia de projeto do controlador robusto LQG/LTRI que será aplicado no controle dos conversores do sistema eólico.

---

## CAPÍTULO 5

---

### PROJETO DOS CONTROLADORES

Neste capítulo será apresentado o ajuste dos parâmetros dos controladores PI aplicado nas malhas de controle do conversor do lado da máquina (CLM) e do conversor do lado da rede (CLR) do DFIG.

Também serão apresentados os procedimentos práticos para o projeto do controlador robusto proposto que utilizarão as rotinas disponíveis no Toolbox de Controle Robusto do MATLAB.

#### 5.1 PROJETOS DOS CONTROLADORES PI CLÁSSICO

Neste tópico será apresentado de forma simplificada o projeto dos controladores PI clássico das malhas de controle do CLM e CLR apresentado no capítulo 2 no tópico 2.6.

Na Figura 5.1 mostra-se as malhas internas de corrente do rotor utilizando os controladores PI.

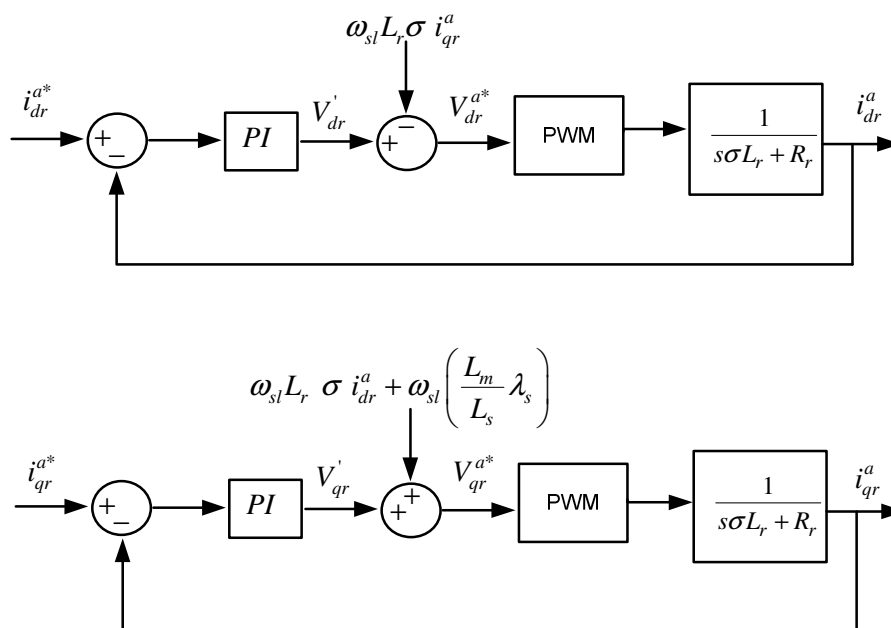


Figura 5.1 - Malhas de controle das correntes do rotor  $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$ .

A malha de controle de velocidade está representada na Figura 5.2. A malha externa de velocidade gera a referência para corrente do eixo em quadratura em uma configuração de controle em cascata.

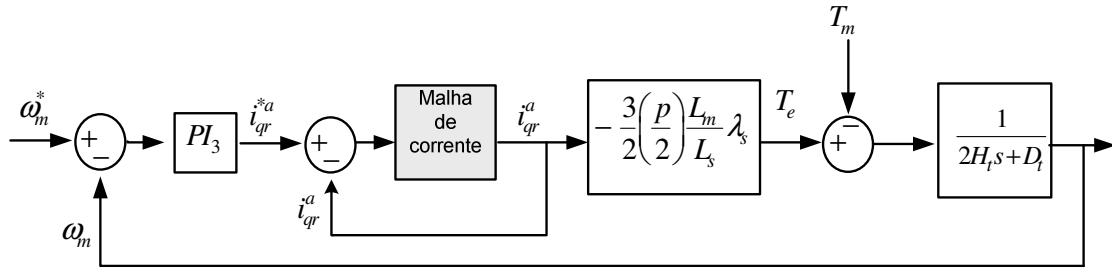


Figura 5.2 - Malha de controle da velocidade.

A malha de controle da potência reativa está representada na Figura 5.3. A malha externa da potência reativa gera a referência para corrente do eixo direto.

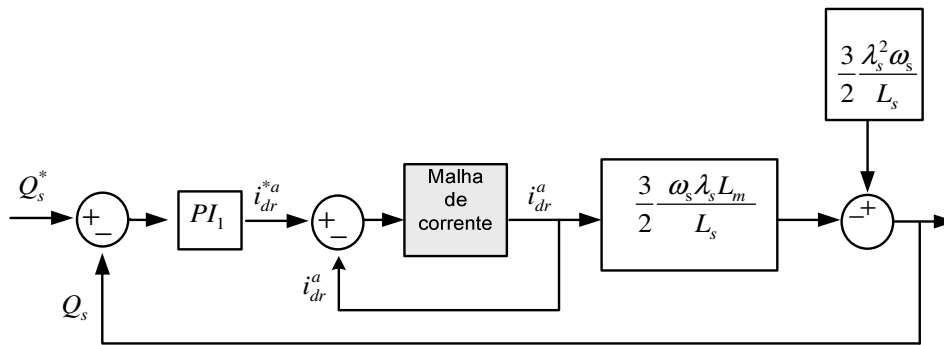


Figura 5.3 - Malha de controle da potência reativa do estator.

De forma simplificada é apresentada na Figura 5.4 as malhas de controle do conversor do lado da rede. Maiores detalhes sobre as funções de transferências das malhas de controle estão disponíveis em (SILVA, 2006), (LIMA, 2009), (VIEIRA, 2009) e (OLIVEIRA, 2009).

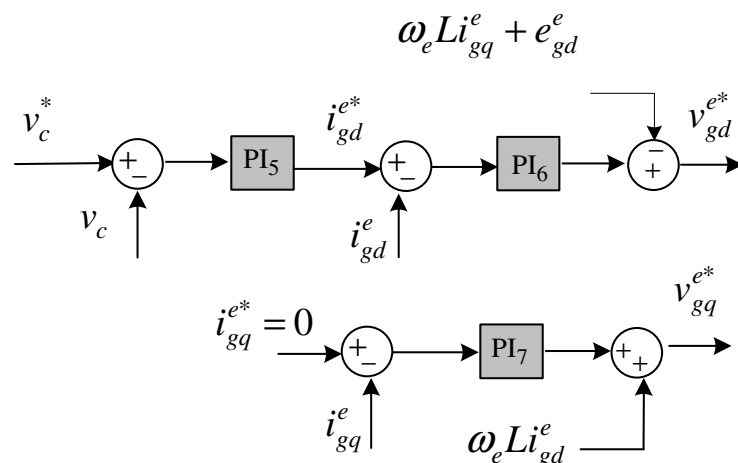


Figura 5.4 - Malha de controle do conversor do lado da rede.

Os controladores foram sintonizados utilizando-se o segundo método de sintonia proposto por Ziegler-Nichols baseado no controle do sistema em malha fechada (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995).

Os ganhos e constantes de tempo ajustados são mostrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Ganhos dos Controladores PI.

Malha da Potência reativa		Malha da Corrente do rotor		Malha de Velocidade		Malha da Corrente do rotor	
K <sub>P1</sub>	T <sub>I1</sub>	K <sub>P2</sub>	T <sub>I2</sub>	K <sub>P3</sub>	T <sub>I3</sub>	K <sub>P4</sub>	T <sub>I4</sub>
0,01	0,1	0,5	0,01	0,02	0,01	0,5	0,01

Malha do Barramento CC		Malha da Corrente da rede		Malha da Corrente da rede	
K <sub>P5</sub>	T <sub>I5</sub>	K <sub>P6</sub>	T <sub>I6</sub>	K <sub>P7</sub>	T <sub>I7</sub>
0,8	0,01	0,5	0,01	0,5	0,01

## 5.2 PROJETOS DO CONTROLADOR PROPOSTO

Para o projeto do controlador robusto proposto, inicialmente foi obtido um modelo linearizado em um ponto de operação conforme apresentado no capítulo 2 no tópico 2.9 representado pela equação (2.88). Atribuindo os valores dos parâmetros do sistema de conversão eólica apresentados no anexo D obtêm-se o sistema em malha aberta na condição nominal representado pelas seguintes matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} -101,4862 & 193,7404 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -193,7404 & -101,4862 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,1500 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -250 & 377 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -377 & -250 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -767,6640 & 0 & 22,72735 \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

$$B = \begin{bmatrix} 33,9691 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 33,9691 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -83,3333 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -83,3333 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 454,5455 \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$



$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Com o auxílio do software MATLAB, são obtidos os pólos do sistema nominal conforme apresentado na tabela 5.2.

Tabela 5.2- Polos do sistema nominal.

22,73
-101,49 + 193,74i
-101,49 - 193,74i
-250 + 3,77i
-250 - 3,77i
-0,1524

Em relação aos zeros o sistema possui zeros no semi plano direito conforme apresentado na tabela 5.3.

Tabela 5.3- Zeros do sistema nominal.

6,35
23,54
58,3 + 12,94i
58,3 - 12,94i

Analisando as tabelas 5.2 e 5.3 verifica-se que o sistema é instável e de fase não-mínima.

A próxima etapa é a representação das incertezas que foi estimada baseada em (LEWIS; SYRMOS, 1995),(SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005), (KNEGT; GALVEZ, 2004) e (MASSING, 2008).

Devido a certa imprecisão na obtenção dos parâmetros da máquina foi considerado que os parâmetros ( $R_r, L_r, R_s, L_s, H, R$  e  $L$ ) podem variar para mais ou para menos 20% do seu valor. Com essa consideração pode-se gerar um conjunto de possíveis plantas incluindo a nominal. Utilizando as rotinas disponíveis no MATLAB pode-se obter a função de

transferência que representa a incerteza na forma multiplicativa considerando o pior caso, representado por:

$$l_m(j\omega) = \frac{0.025j\omega + 200}{300} \quad (5.4)$$

Sendo  $l_m(j\omega)$  considerado um limite superior.

As barreiras de estabilidade robusta e desempenho robusto são especificadas a partir da função de transferência que representa a incerteza. Através dos conceitos e restrições apresentados em detalhes no capítulo 3 determinam-se as barreiras de desempenho robusto e estabilidade robusta conforme apresentadas na Figura 5.5.

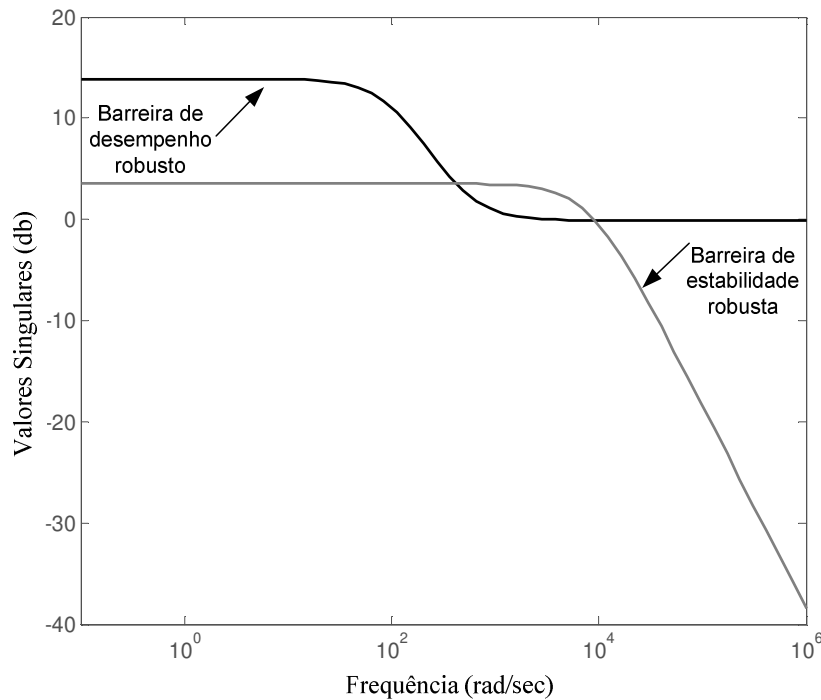


Figura 5.5- Barreira de Desempenho e Estabilidade Robusta.

### 5.2.1 PROJETO DA MALHA OBJETIVO

Seguindo-se os procedimentos apresentados no capítulo 4 no tópico 4.6 para o projeto da malha objetivo, manipula-se as matrizes de covariância de ruído de estado e de medida, obtendo-se as seguintes matrizes:

$$W = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}, V = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Usando-se as equações definidas em (4.24) e (4.25) calcula-se a matriz de ganhos do filtro de Kalman a seguir:

$$K_{fk} = \begin{bmatrix} 0,0493 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0493 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3,0158 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,02 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,0152 & 0,02 & 0,0267 \\ 0 & 0 & 0 & -0,0194 & 0,0267 & 46,3122 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

A Figura 5.6 mostra os valores singulares da malha objetivo  $G_{FK}(s)$  para  $\mu = 0,01$ , que será utilizada como referência no projeto do controlador proposto.

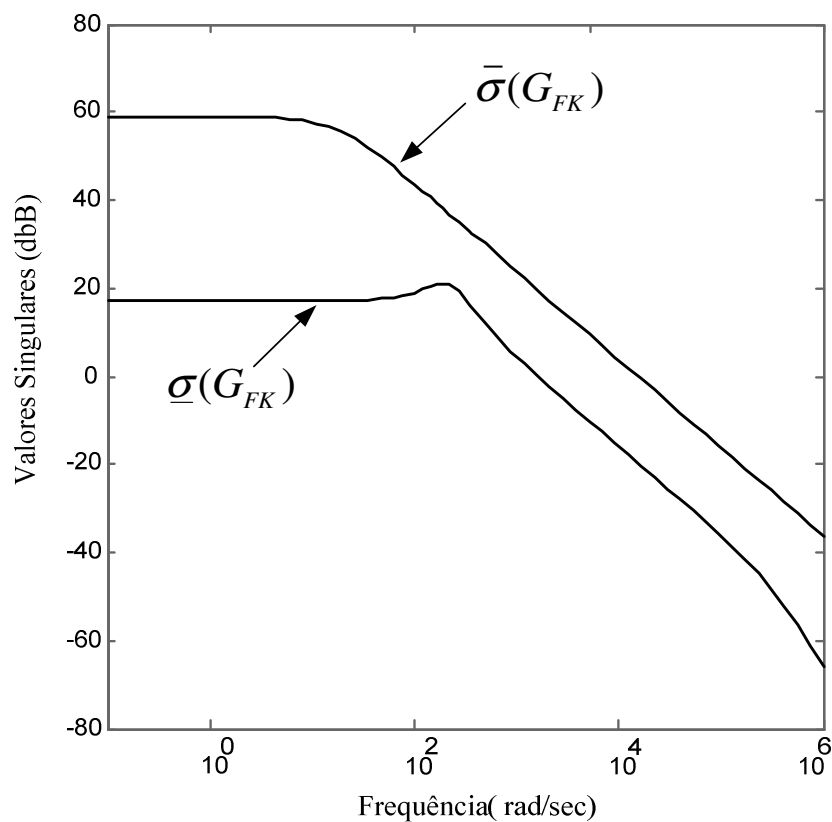


Figura 5.6- Valores Singulares da Malha objetivo.

### 5.2.2 PROJETO DO CONTROLADOR ROBUSTO LQG/LTRI

O primeiro passo para o projeto do controlador robusto LQG/LTRI é a determinação da malha objetivo conforme a seção 5.2.1.

Fixada a malha objetivo, o próximo passo é fazer o sistema completo tender para a malha objetivo que é robusta. Após a dedução do procedimento de recuperação do ganho de malha de realimentação na saída, percebe-se que escolhendo-se devidamente as matrizes de ponderação  $R=I$  e  $Q=\rho I$  e variando-se o parâmetro  $\rho$  escolhido segundo o método de Bryson (PINTO;CAMPOS, 2007) pode-se obter a robustez desejada, ou seja, pode-se aproximar o LQG/LTRI da malha objetivo.

Nas Figuras 5.7(a)-(d) são mostrados os valores singulares da malha objetivo e da função de malha com o controlador LQG/LTRI. Observa-se que para  $\rho \rightarrow \infty$  os valores singulares de  $L_M = G_P(s)K_{LQG/LTRI}(s)$  vão se aproximando da malha objetivo das baixas frequências para as altas frequências.

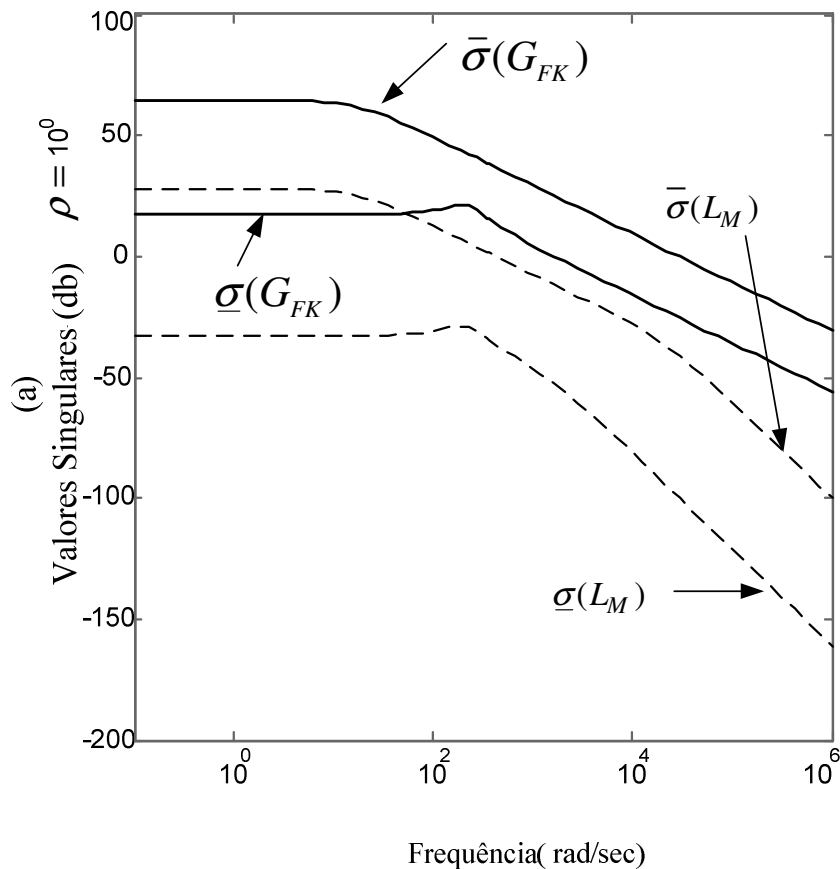


Figura 5.7- (a) Recuperação pela saída das propriedades de robustez para  $\rho = 10^0$ .

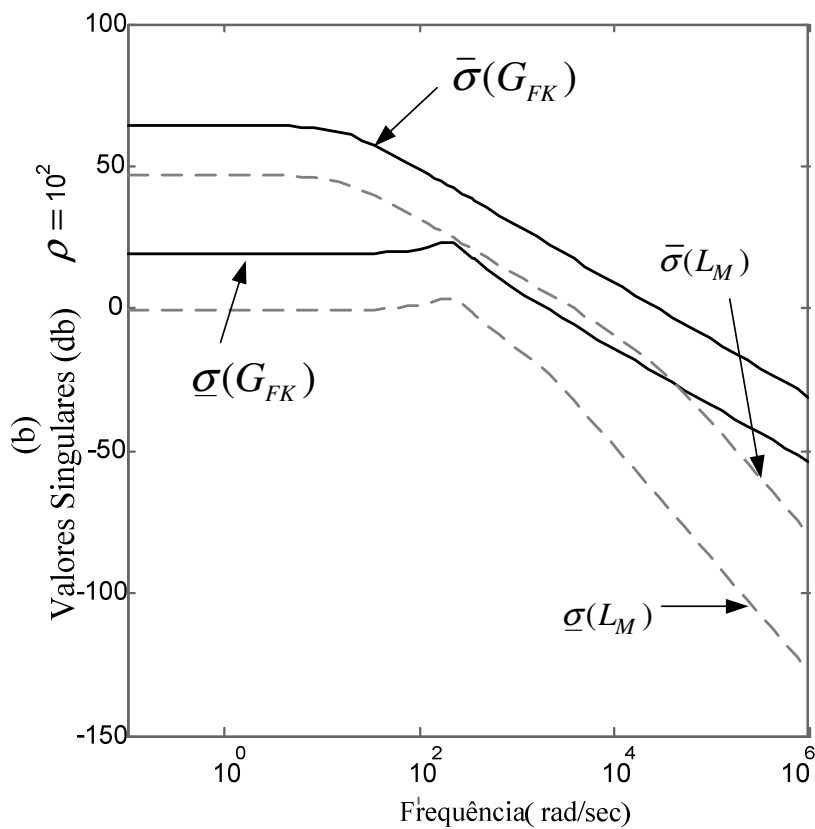


Figura 5.7(b) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para  $\rho = 10^2$ .

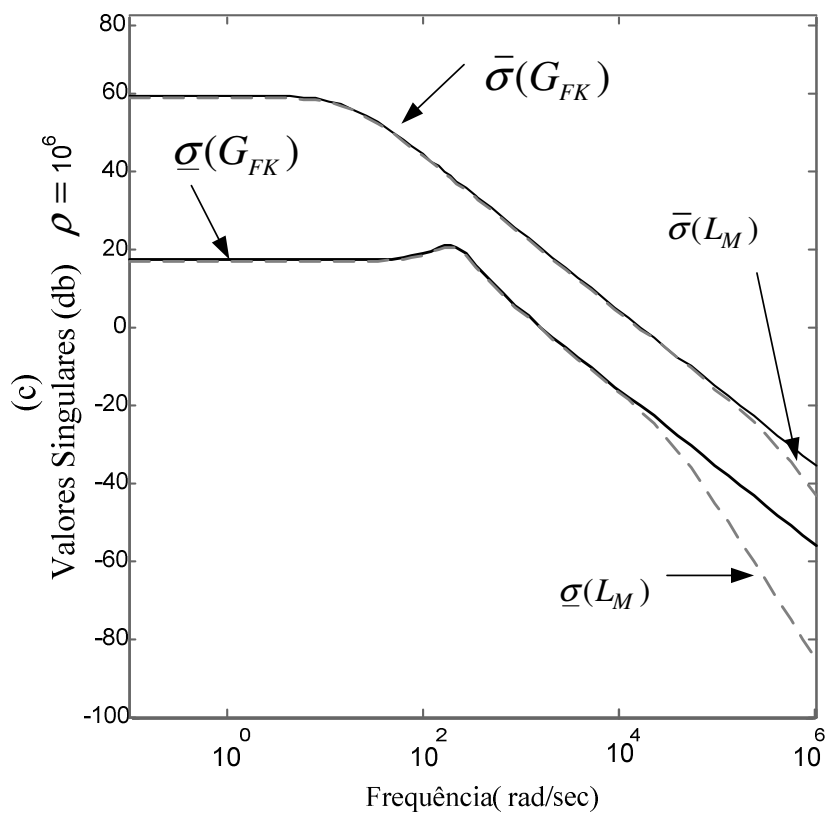


Figura 5.7(c) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para  $\rho = 10^6$ .

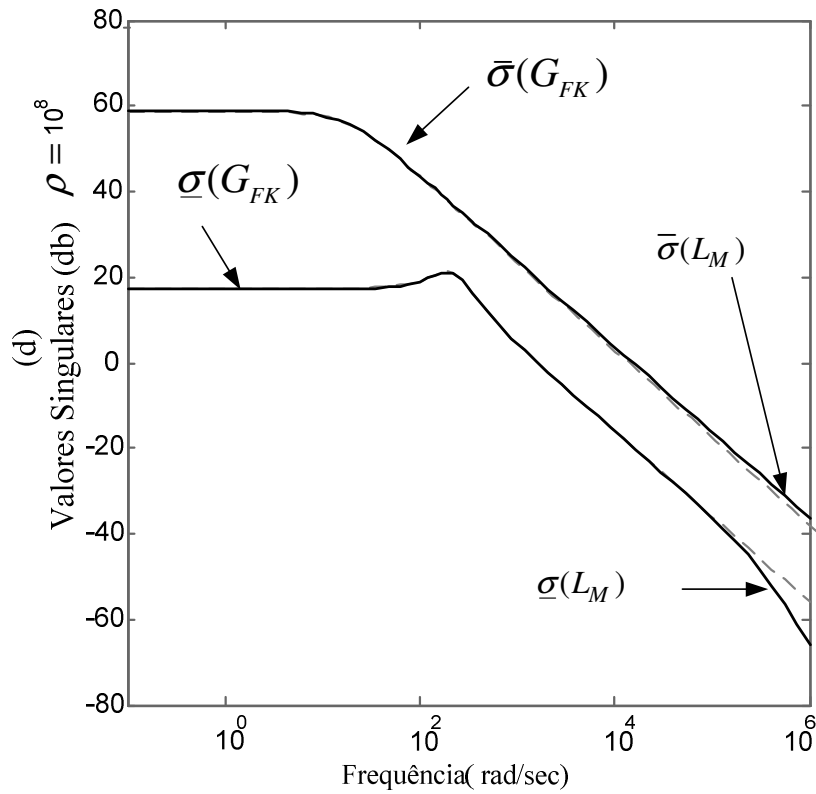


Figura 5.7(d) - Recuperação pela saída das propriedades de robustez para  $\rho = 10^8$ .

Usando-se as equações definidas em (4.32) e (4.33) e o parâmetro de recuperação com o valor  $\rho = 10^8$  obtém-se a matriz de realimentação de estado  $K$  a seguir:

$$K = \begin{bmatrix} 40,0782 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 40,0782 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 25,1472 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -24,5789 & -0,0044 & 0,2621 \\ 0 & 0 & 0 & -0,0044 & -24,5310 & 0,0132 \\ 0 & 0 & 0 & -1,4296 & -0,0719 & 11,8424 \end{bmatrix}, \quad (5.7)$$

e a matriz do ganho integral como sendo:

$$K_I = \begin{bmatrix} -31349 & 4152 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4152 & -31349 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -31623 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 31202 & -5124 & -421 \\ 0 & 0 & 0 & 5124 & 31202 & 13 \\ 0 & 0 & 0 & -414 & 81 & -31620 \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

A aplicação da metodologia LQG/LTRI determina um controlador  $K_{LQG/LTRI}(s)$  tal que  $L_M = G_P(s)K_{LQG/LTRI}(s)$  esteja dentro das barreiras de desempenho e estabilidade robusta conforme mostrado na Figura 5.8.

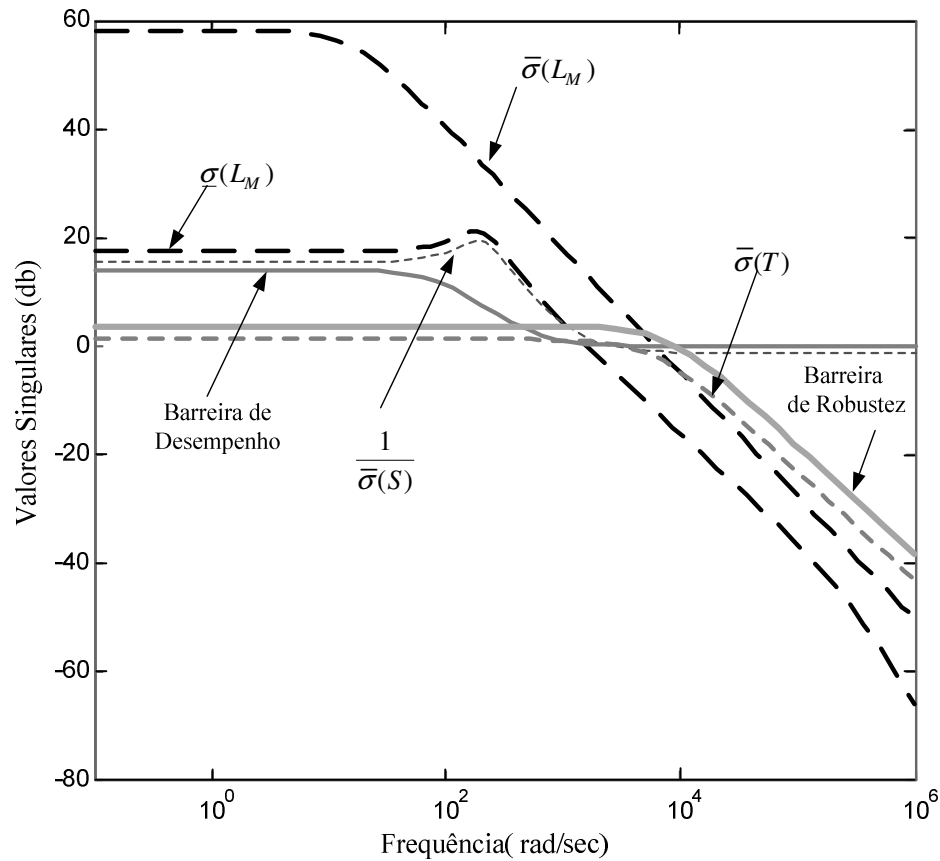


Figura 5.8- Barreiras de Desempenho e Robustez.

Da Figura 5.8 observa-se que o valor singular mínimo de ganho de malha  $\underline{\sigma}(L_M)$  é grande em baixas frequências, enquanto que em altas frequências o valor singular máximo  $\bar{\sigma}(L_M)$  é pequeno. Além disso, observa-se um decaimento com uma inclinação de aproximadamente -20dB/década em altas frequências.

A partir do projeto do controlador robusto desenvolvido na seção 5.2.2 pode-se extrair os respectivos ganhos de cada malha de controle. Como exemplo será apresentado a malha de controle simplificado do conversor do lado da máquina conforme Figura 5.9. Os  $K_\omega$  e  $K_{irdq}$  representam os controladores robustos da malha externa de velocidade e da malha interna das correntes do rotor.

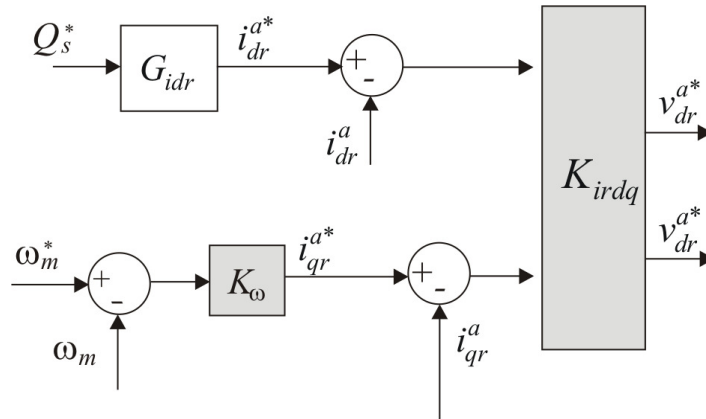


Figura 5.9- Malha de controle do conversor do lado da Máquina com o controle robusto.

Da equação (5.7) obtém-se a matriz de ganho de realimentação de estados da malha interna das correntes do rotor como sendo:

$$K_{ir} = \begin{bmatrix} 40,0782 & 0 \\ 0 & 40,0782 \end{bmatrix}. \quad (5.9)$$

A partir da equação (5.8) obtém-se a matriz de ganho integral da malha interna das correntes do rotor como:

$$K_{I_{ir}} = \begin{bmatrix} 31202 & 4152 \\ -4152 & 31202 \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Da equação (5.6) extrai-se a matriz de ganho do Filtro de Kalman da malha interna das correntes do rotor como sendo:

$$K_{fk_{ir}} = \begin{bmatrix} 0,0493 & 0 \\ 0 & 0,0493 \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Da equação (5.7) obtém-se o ganho da realimentação de estados do controlador da malha externa de velocidade como sendo:

$$K_{\omega} = [25,1472]. \quad (5.12)$$

Da equação (5.8) o ganho integral da malha externa de velocidade é representado por:

$$K_{I_{\omega}} = [-31623]. \quad (5.13)$$

A partir da equação (5.6) extrai-se o ganho do Filtro de Kalman da malha externa de velocidade como sendo:

$$K_{fk_{\omega}} = [3,0158]. \quad (5.14)$$

O diagrama de controle completo com cada um dos controladores robustos e suas respectivas funções serão apresentados em detalhes no capítulo 6.



### 5.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o projeto dos controladores PI aplicado nas malhas de controle do conversor do lado do rotor e do lado da rede do DFIG ajustados pelo método de sintonia proposto por Ziegler-Nichols baseado no controle do sistema em malha fechada.

O projeto do controlador robusto inicia-se com a determinação da malha objetivo ajustada através da escolha apropriada das matrizes de covariância de ruído de estado e de medida, respectivamente. Desta forma fica evidente que as matrizes utilizadas para projetar a malha objetivo não são tratadas com seu significado estocástico, mas sim, como variáveis de projeto.

Foi apresentado o procedimento de recuperação do ganho de malha de realimentação na saída. Percebe-se que escolhendo-se devidamente as matrizes de ponderação pode-se aproximar o LQG/LTRI da malha objetivo que é robusta.

Por fim, foram apresentados os ganhos do controlador robusto LQG/LTRI.

---

## CAPÍTULO 6

---

# RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações e os resultados experimentais obtidos para o controlador PI clássico, bem como para o controlador proposto LQG/LTRI. O principal objetivo é propor uma nova aplicação do controlador robusto LQG/LTRI em um gerador de indução duplamente alimentado. De tal forma que se possa analisar e validar a aplicação do controlador proposto para esta aplicação específica, analisando suas características, vantagens e desvantagens em relação aos controladores PI clássicos.

### 6.1 SISTEMA DE GERAÇÃO EÓLICA

O sistema de conversão de energia eólica apresentado na Figura 6.1 é composto por um gerador de indução duplamente alimentado que é conectado a um motor de corrente contínua (turbina eólica), uma rede elétrica trifásica, um conversor *ca-cc-ca* (formado pelo CLM e CLR e pelo barramento CC), pelos indutores do filtro trifásicos  $L_f$ , e pelos indutores  $L_g$ . Os indutores  $L_g$  representam de forma simplificada as características da rede e do transformador no ponto de conexão comum (PCC) da rede elétrica com o gerador eólico.

O gerador é acoplado à turbina eólica a partir de uma caixa de engrenagens (*Gear Box*), com os terminais do estator conectados diretamente à rede elétrica enquanto o rotor é conectado ao conversor do lado do rotor. Os conversores do lado da máquina e do lado da rede elétrica são formados pelas chaves  $q_{gk}$ ,  $\bar{q}_{gk}$  e  $q_{rk}$ ,  $\bar{q}_{rk}$ , respectivamente, com  $k=1, 2, 3$ , sendo que os pares das chaves  $q$  e  $\bar{q}$  funcionam de maneira complementar.

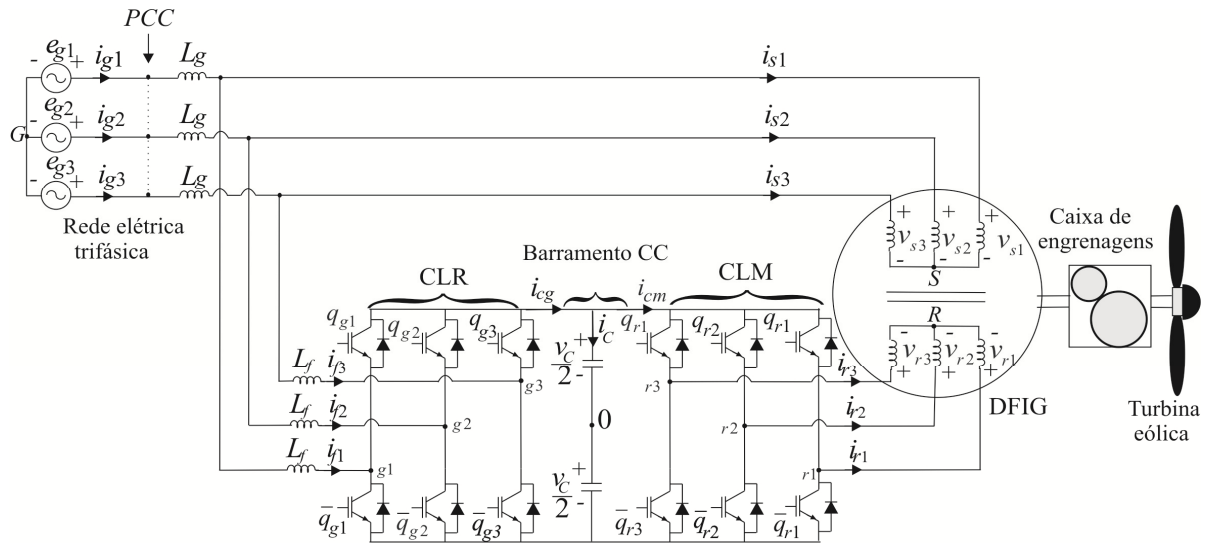


Figura 6.1- Sistema de geração com DFIG.

## 6.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O diagrama de controle completo é apresentado na Figura 6.2. Esse sistema pode realizar as seguintes tarefas: regulação da potência reativa e da velocidade do gerador (CLM), controle da tensão do barramento CC e do fator de potência das correntes da rede (CLR).

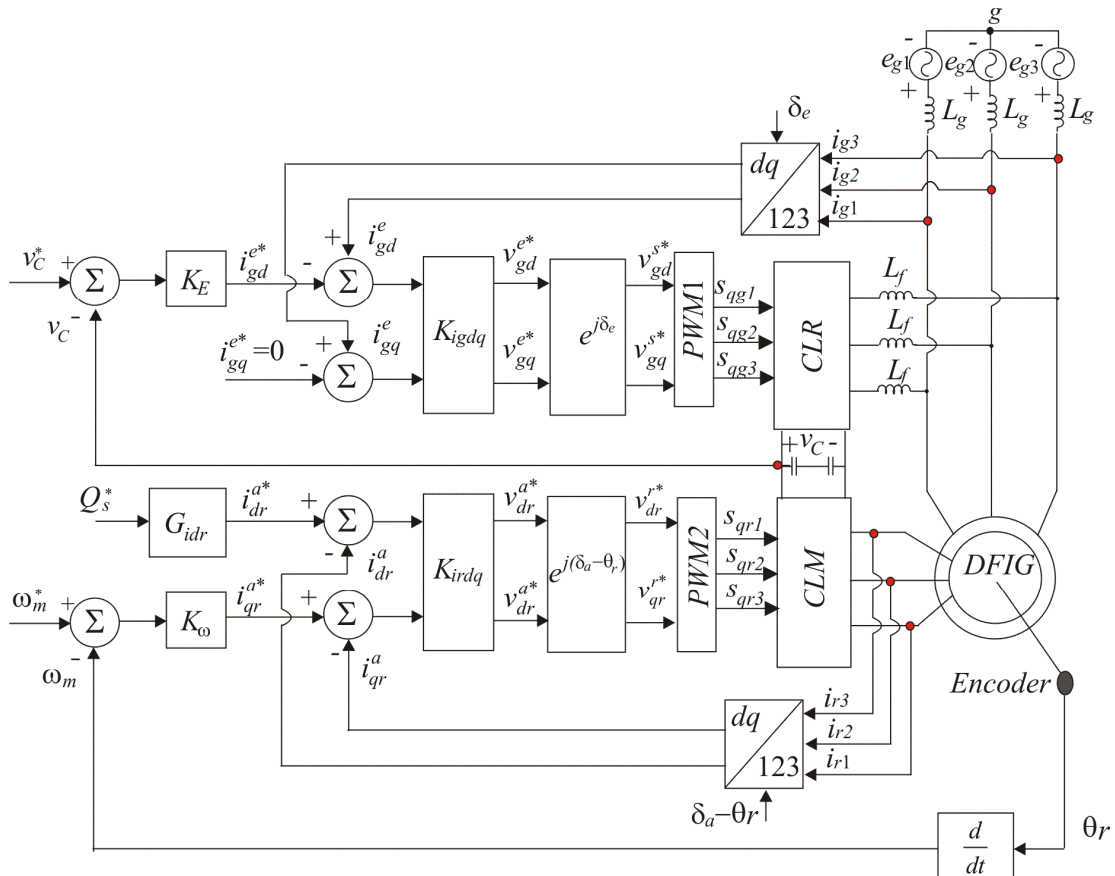


Figura 6.2- Diagrama de controle para o DFIG.

Os blocos  $K_E$ ,  $K_{igdq}$ ,  $K_\omega$  e  $K_{irdq}$  representam cada um dos controladores LQG/LTRI que possui a estrutura genérica apresentada no capítulo 4.

No diagrama de controle a tensão no barramento CC  $v_c^*$  é regulada usando o controlador robusto na malha externa (CLR) representado pelo bloco  $K_E$ , como observado na Figura 6.2. Esse controlador fornece à componente  $d$  da corrente da rede de referência no referencial da tensão  $i_{gd}^{e*}$ . A componente  $q$  é regulada para um valor de referência nulo de forma a garantir um fator de potência unitário.

O controle das correntes  $i_{gd}^{e*}$  e  $i_{gq}^{e*}$  é realizado pelo controlador robusto na malha interna representado pelo bloco  $K_{igdq}$ . Na saída desse controlador, encontram-se as tensões  $v_{gd}^{e*}$  e  $v_{gq}^{e*}$  de referência, que são aplicadas no transformador de coordenada representado pelo bloco  $e^{j\delta_e}$ . O ângulo de sincronismo aplicado ao bloco  $e^{j\delta_e}$  é obtido a partir de um PLL (*Phase-Locked-Loop*) baseado em SANTOS FILHO *et al.* (2008). Na saída do bloco transformador de coordenadas encontram as tensões de referência  $v_{gd}^{s*}$  e  $v_{gq}^{s*}$  no referencial estacionário que são aplicadas ao bloco PWM1 para gerar as larguras de pulsos das chaves  $s_{qg1}$ ,  $s_{qg2}$  e  $s_{qg3}$  do CLR.

No CLM a malha externa de velocidade é regulada pelo controlador robusto  $K_\omega$ . Na saída desse controlador, determina-se a componente  $q$  da corrente de referência do rotor no referencial do fluxo do estator  $i_{qr}^{a*}$ .

A corrente  $i_{dr}^{a*}$  de referência é determinada a partir da potência reativa do estator de referência  $Q_s^*$  da máquina a partir do bloco  $G_{idr}$  representado pela equação (6.1).

$$i_{dr}^{a*} = \frac{\lambda_s}{L_m} - \frac{L_s Q_s^*}{\omega_a L_m \lambda_s}. \quad (6.1)$$

O controle das correntes  $i_{dr}^{a*}$  e  $i_{qr}^{a*}$  é realizado pelo controlador robusto na malha interna representado pelo bloco  $K_{irdq}$ . Na saída desse controlador, encontram-se as tensões  $v_{dr}^{a*}$  e  $v_{qr}^{a*}$  de referência no referencial do fluxo do estator. Essas tensões são aplicadas ao bloco transformador de coordenadas  $e^{j(\delta_a - \theta_r)}$  encontrando as tensões  $dq$  de referência do rotor  $v_{dr}^{r*}$  e

$v_{qr}^{r*}$  no referencial do rotor que são aplicadas ao bloco PWM2 para gerar as larguras de pulsos das chaves  $s_{qr1}$ ,  $s_{qr2}$  e  $s_{qr3}$  do CLM.

### 6.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Para as simulações do sistema de geração eólica, apresentado na Figura 6.1, foram considerados os parâmetros do sistema de conversão eólico apresentado conforme Anexo D.

As simulações foram realizadas utilizando os softwares PSIM e MATLAB e os ganhos dos controladores foram calculados e apresentados no capítulo 5.

#### 6.3.1 REGIME PERMANENTE

Nas Figuras 6.3-6.8 são apresentados os resultados de simulação em regime permanente do controlador robustos LQG/LTRI comparado com o controlador clássico PI ajustados pelo método de Ziegler-Nichols (ASTRÖM, 1995)

Inicialmente, o sistema foi submetido a uma entrada de velocidade de referência  $\omega_m^* = 380 \text{ rad/s}$  e tensão no barramento CC de  $v_c^* = 300 \text{ V}$ .

A Figura 6.3 apresenta o comportamento da velocidade mecânica com o controlador LQG/LTRI com um tempo de acomodação de cerca de 0,4 segundos e um nível de sobre sinal de aproximadamente 2%, evidenciando um melhor desempenho comparado com o controlador PI que possui um tempo de acomodação de cerca de 0,6 segundos e um nível de sobre sinal de aproximadamente de 11%. A partir dos resultados apresentados na Figura 6.3(b), observa-se que tensão do barramento está devidamente controlada.

As Figuras 6.4(a) e 6.4(b) mostram as correntes  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator ( $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$ ). Já as Figuras 6.5(a) e 6.5(b) representam as correntes  $dq$  do conversor do lado da rede ( $i_{gd}^e$  e  $i_{gq}^e$ ). Pode-se observar uma diminuição do sobre sinal e um amortecimento mais rápido das correntes do rotor e da rede com o controlador LQG/LTRI quando comparado com o controlador PI.

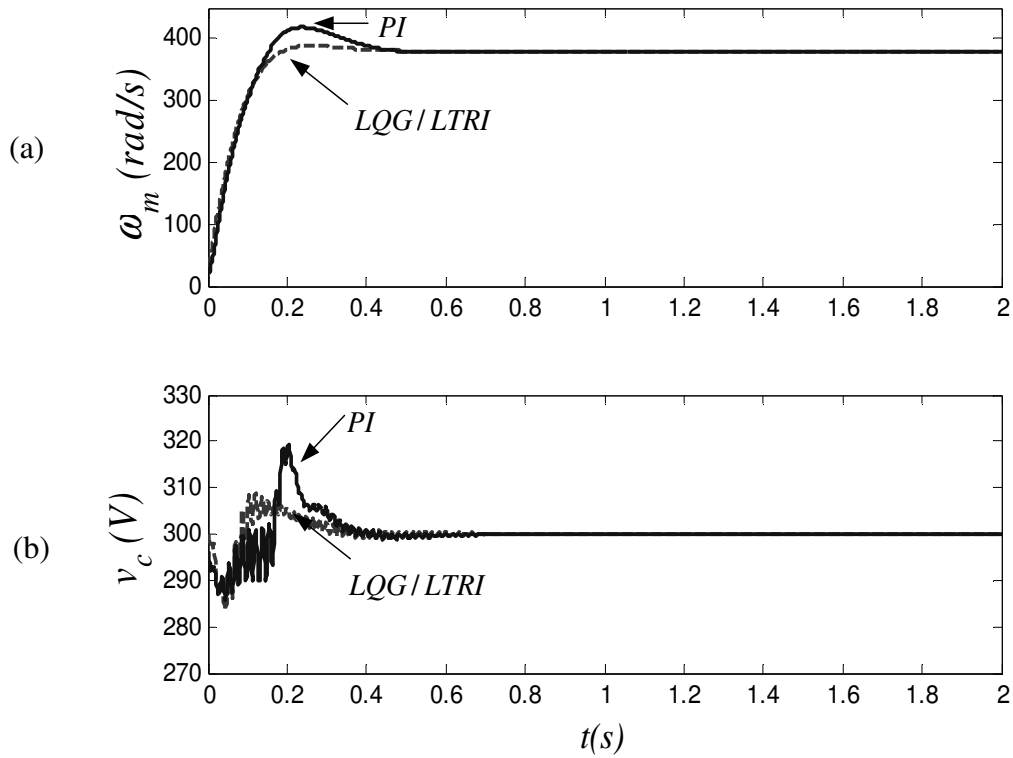


Figura 6.3- (a) Velocidade mecânica. (b) Tensão no Barramento CC.

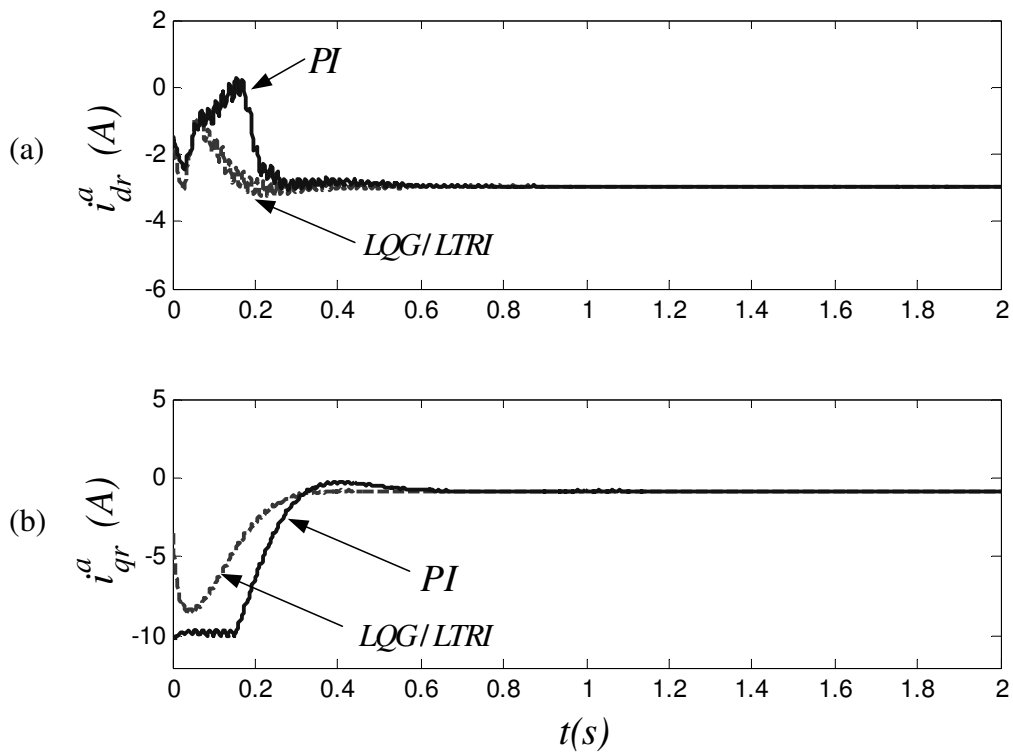


Figura 6.4-(a) Corrente  $i_{dr}^a$ . (b) Corrente  $i_{qr}^a$ .

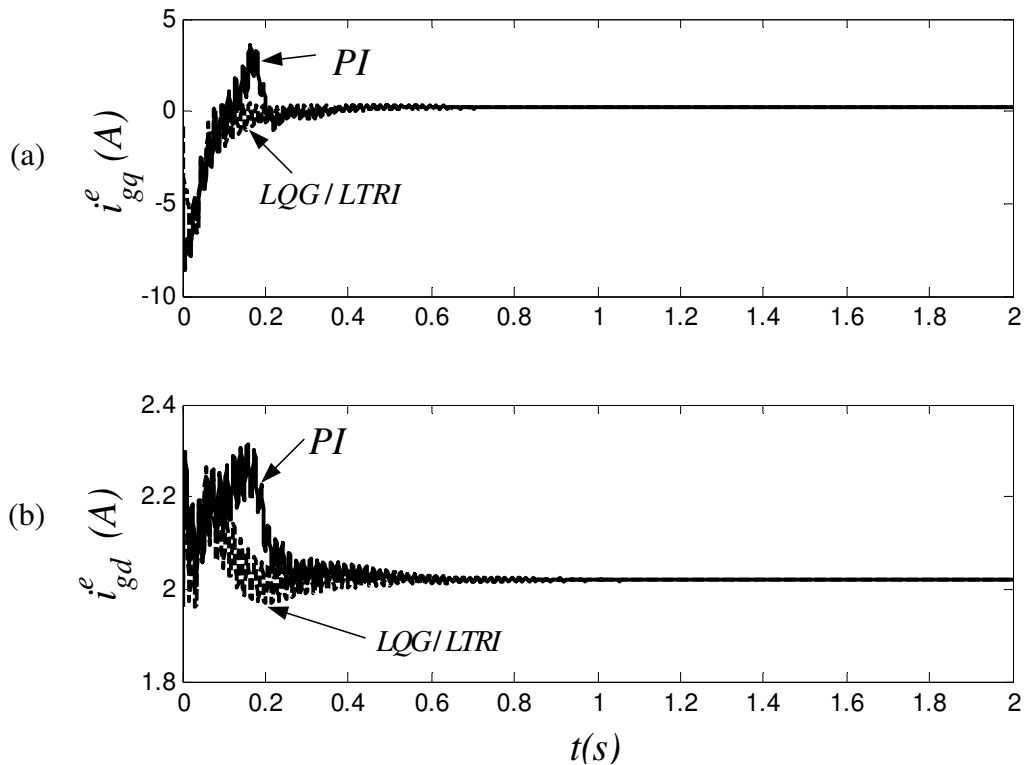


Figura 6.5- Correntes  $dq$  da rede elétrica. (a) Corrente  $i_{gq}^e$ . (b) Corrente  $i_{gd}^e$ .

A Figura 6.6 exhibe os resultados de simulação da potência ativa no estator [Figura 6.6(a)] e da potência reativa no estator. Observa-se que a potência reativa é nula e a potência ativa é negativa, indicando que a máquina está operando como gerador. A partir dos resultados apresentados na Figura 6.7(a) e 6.7(b), observa-se que corrente da rede é senoidal [Figura 6.7(a) e Figura 6.7(b)]. Pode-se observar que o controlador robusto proposto melhorou o comportamento dinâmico, atenuando de forma mais rápida as oscilações da corrente da rede elétrica.

Finalmente, dos resultados apresentados na Figura 6.8 nota-se que o fator de potência da corrente da rede está devidamente controlado e próximo do valor unitário. Além disso, percebe-se que a corrente da rede está defasada de  $180^\circ$  de sua tensão, isso ocorre porque toda potência gerada está sendo enviada para rede de distribuição.

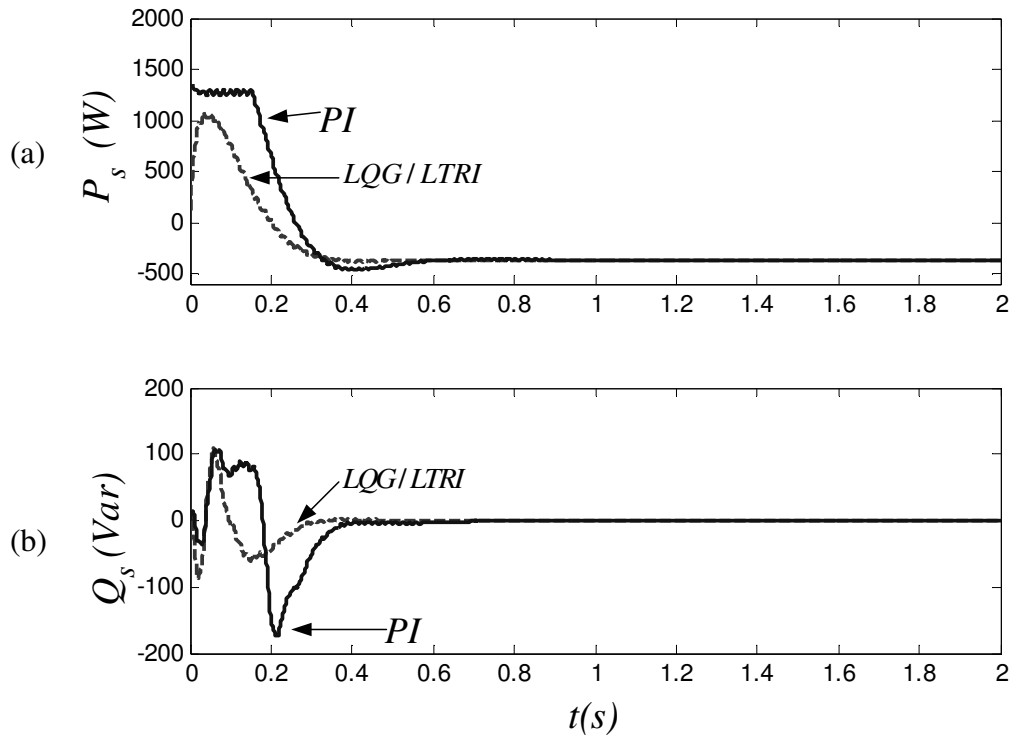


Figura 6.6- (a) Potência ativa do estator (b) Potência reativa do estator.

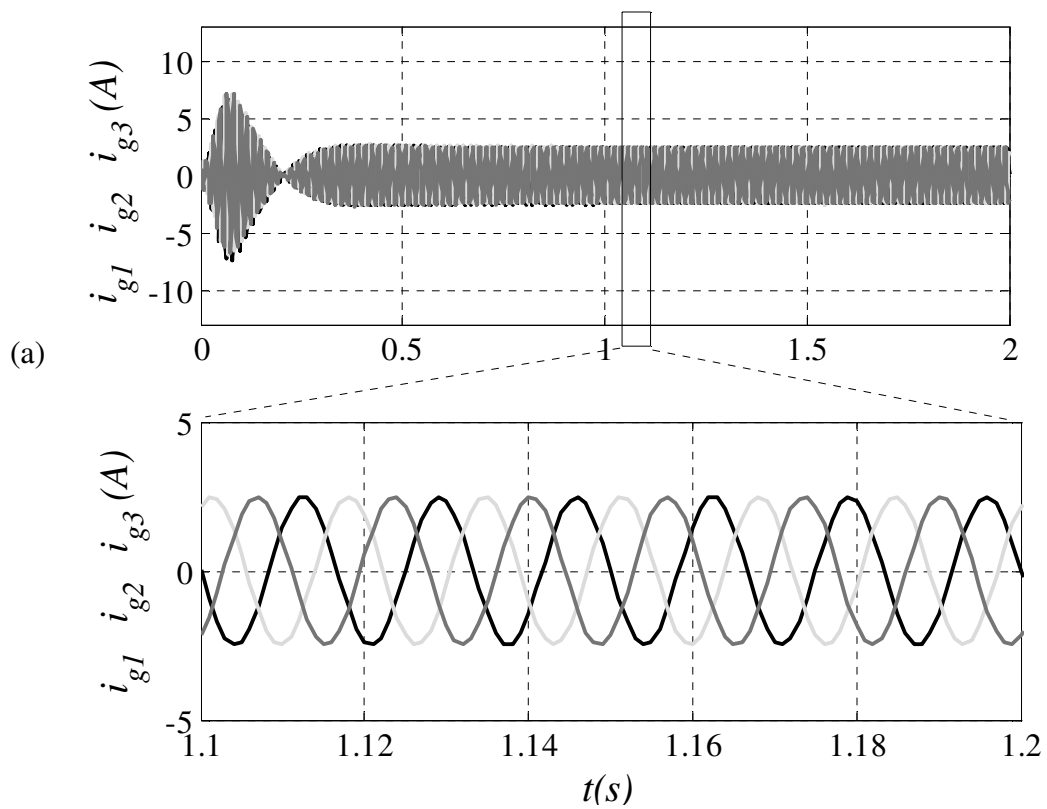


Figura 6.7(a)- Corrente trifásicas da rede elétrica com LQG/LTRI.



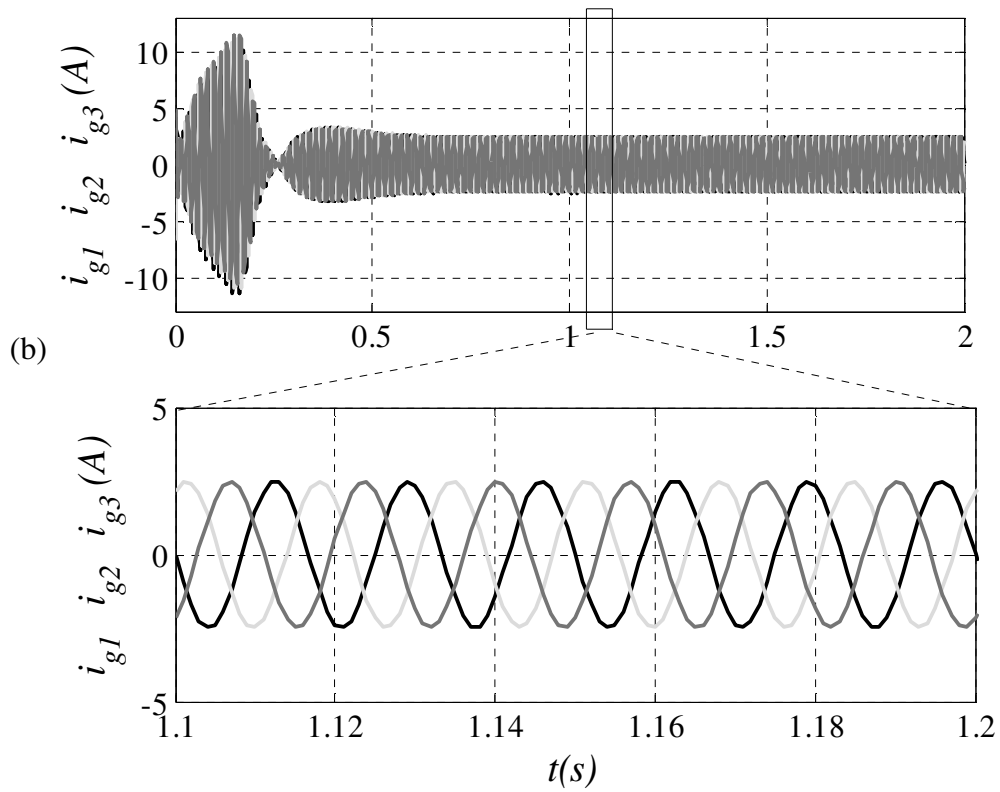


Figura 6.7 (b)- Corrente trifásicas da rede elétrica com PI.

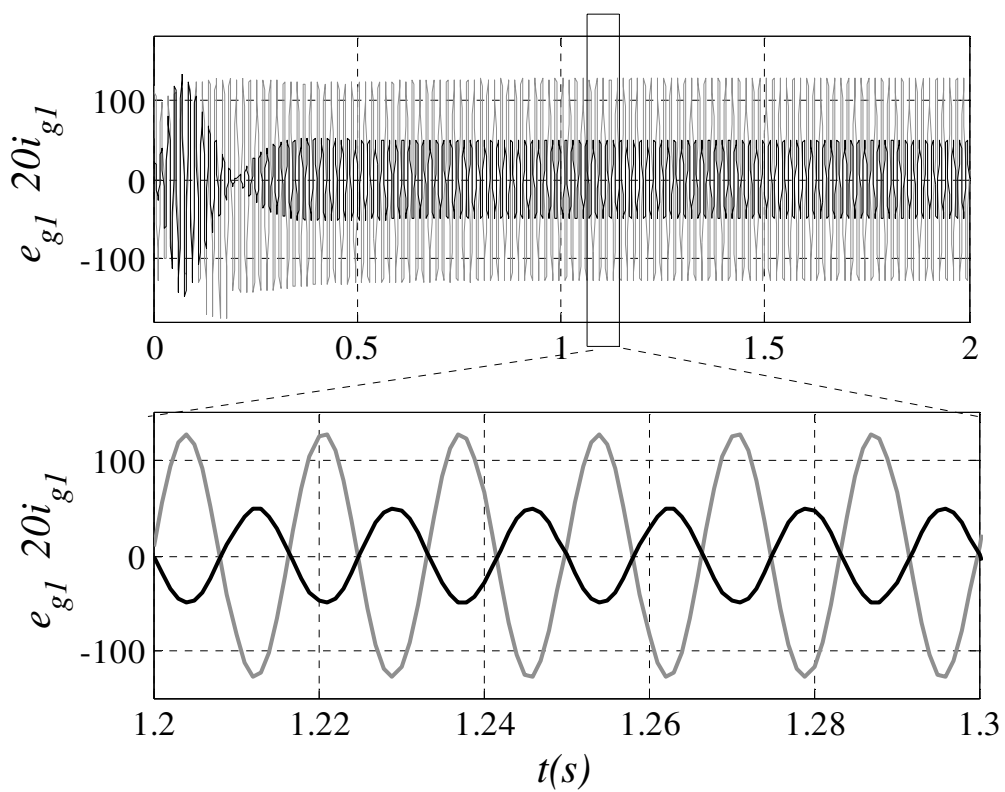


Figura 6.8-Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica com LQG/LTRI.

### 6.3.2 TRANSITÓRIO DE VELOCIDADE

Nas Figuras 6.9-6.12 são apresentados o desempenho do controlador proposto comparado com o controlador PI diante de um degrau de mudança de referência de velocidade de 380  $rad/s$  para 400  $rad/s$  em  $t = 3$  segundos.

Observa-se que resposta da velocidade [Figura 6.9.(a)] e da tensão no barramento CC [Figura 6.9(b)] com o controlador proposto é mais rápida que a resposta com controle PI clássico. Observa-se que a corrente do rotor do eixo direto [Figura 6.9(c)] ficou praticamente constante e a corrente de quadratura [Figura 6.9(d)] variou de forma acentuada devido à variação do conjugado eletromagnético.

Na Figura 6.10 observa-se que potência reativa permaneceu praticamente nula [Figura 6.10(a)], além disso, percebe-se um aumento na potência ativa gerada [Figura 6.10(b)]. Observa-se novamente um melhor desempenho do controlador proposto. Já as Figuras 6.10(c) e 6.10(d) apresentam as correntes  $dq$  do conversor do lado da rede elétrica ( $i_{gd}^e$  e  $i_{gq}^e$ ) que também apresentaram um tempo de resposta muito rápido com o controlador proposto.

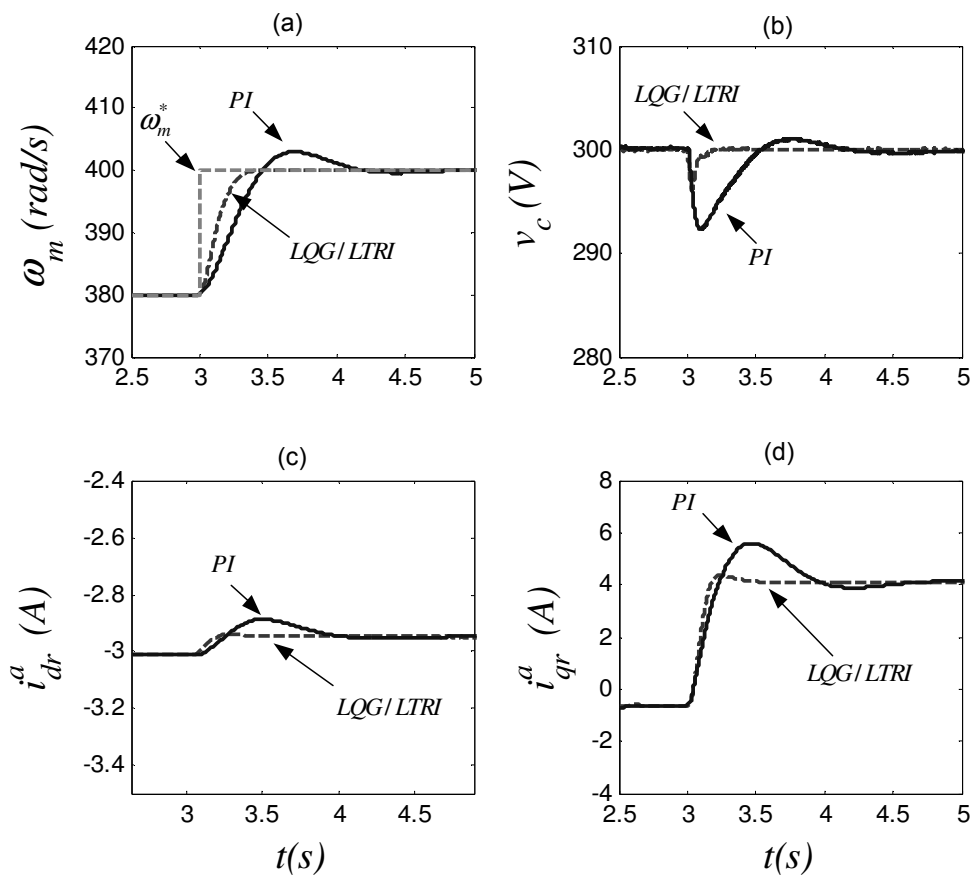


Figura 6.9- (a) Velocidade mecânica. (b) Tensão no Barramento CC. (c) Corrente  $i_{dr}^a$ . (d) Corrente  $i_{qr}^a$ .

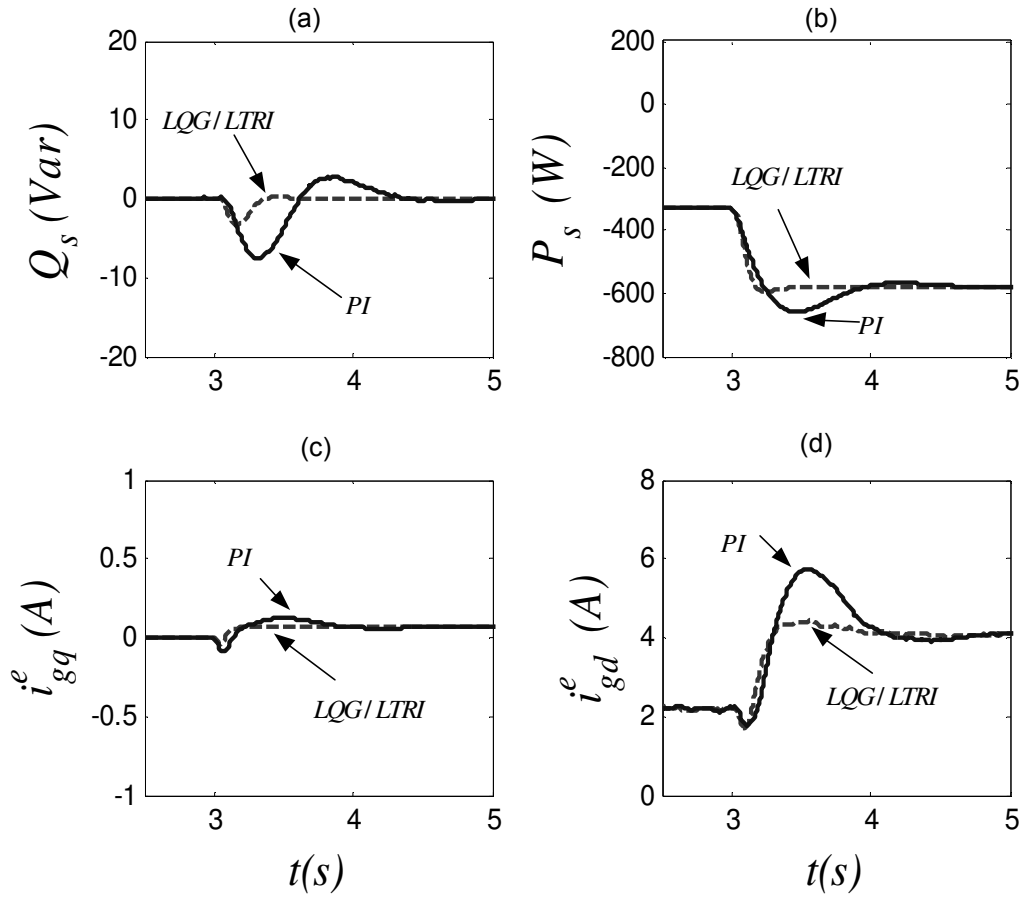


Figura 6.10- (a) Potência reativa estator (b) Potência ativa do estator. (c) Corrente  $i_{gq}^e$ . (d) Corrente  $i_{gd}^e$ .

A potência ativa do rotor juntamente com a potência ativa no estator e a potência total na rede elétrica estão apresentadas na Figura 6.11. Nota-se que após a mudança de velocidade os terminais rotor e do estator do DFIG estão enviando potência para a rede elétrica.

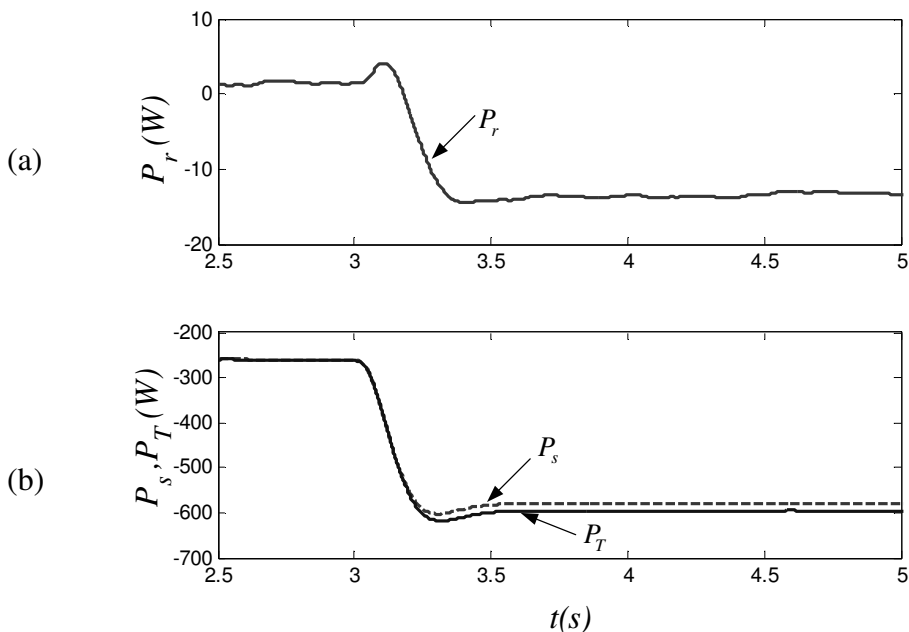


Figura 6.11-(a) Potência ativa do rotor. (b) Potência ativa do estator e Potência ativa total.

A partir dos resultados apresentados nas Figuras 6.12(a) e 6.12(b), observa-se que há uma diminuição no sobre sinal das correntes da rede elétrica e um amortecimento mais rápido quando ajustado pelo controlador proposto.

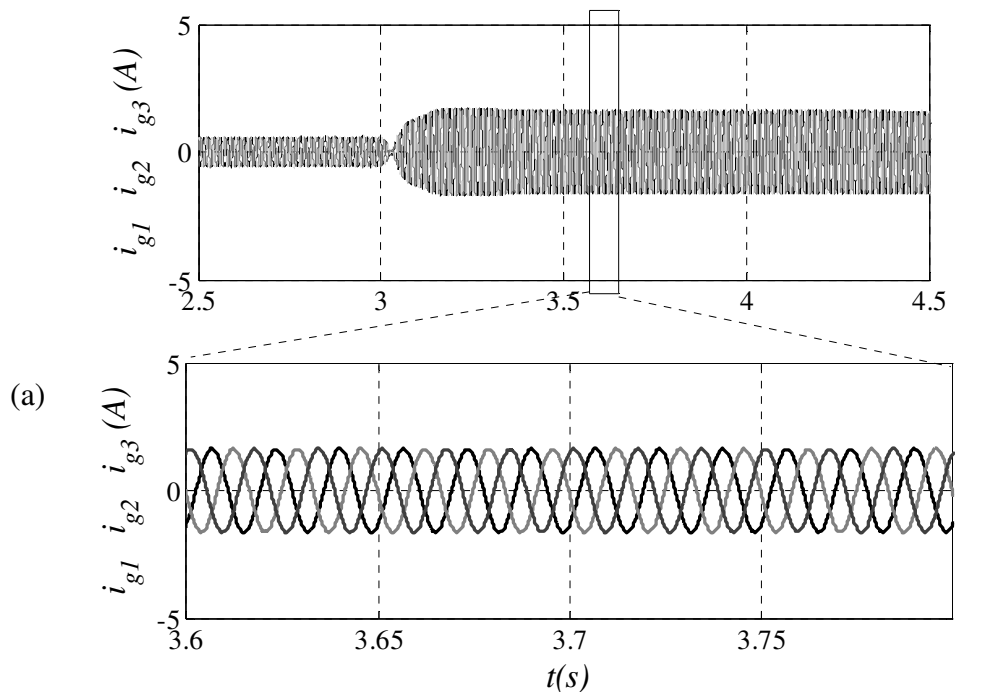


Figura 6.12(a)- Corrente trifásicas da rede elétrica com LQG/LTRI.

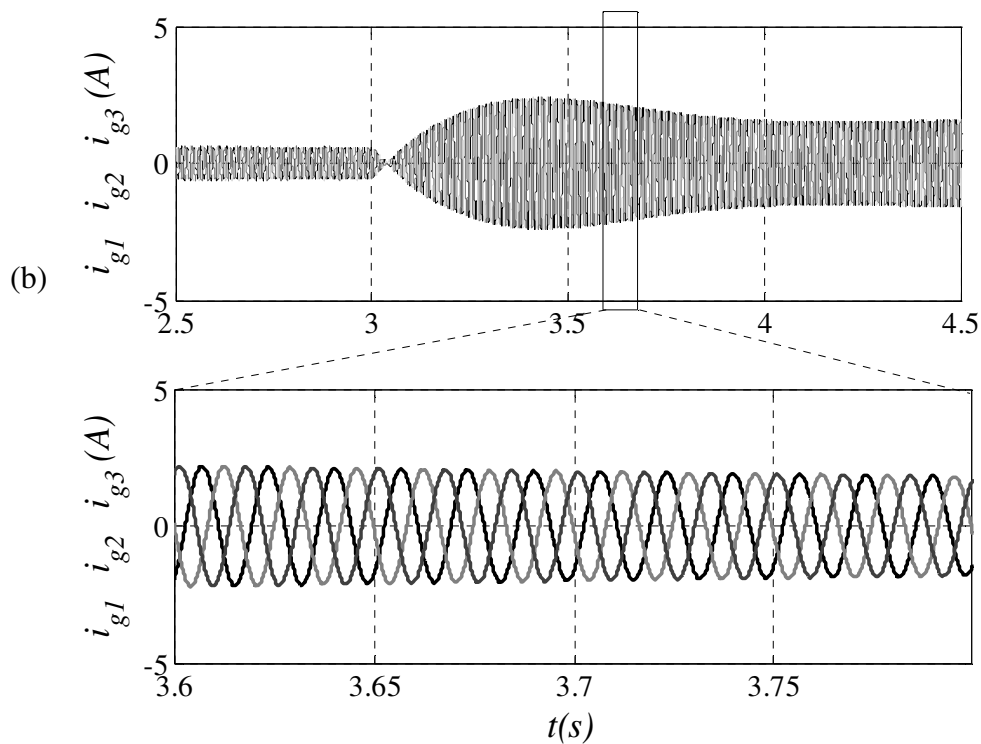


Figura 6.12 (b)- Corrente trifásicas da rede elétrica com PI.

Na Figura 6.13 pode ser visto a corrente e a tensão na fase 1 da rede durante a operação com fator de potência unitário com o controlador LQG/LTRI.

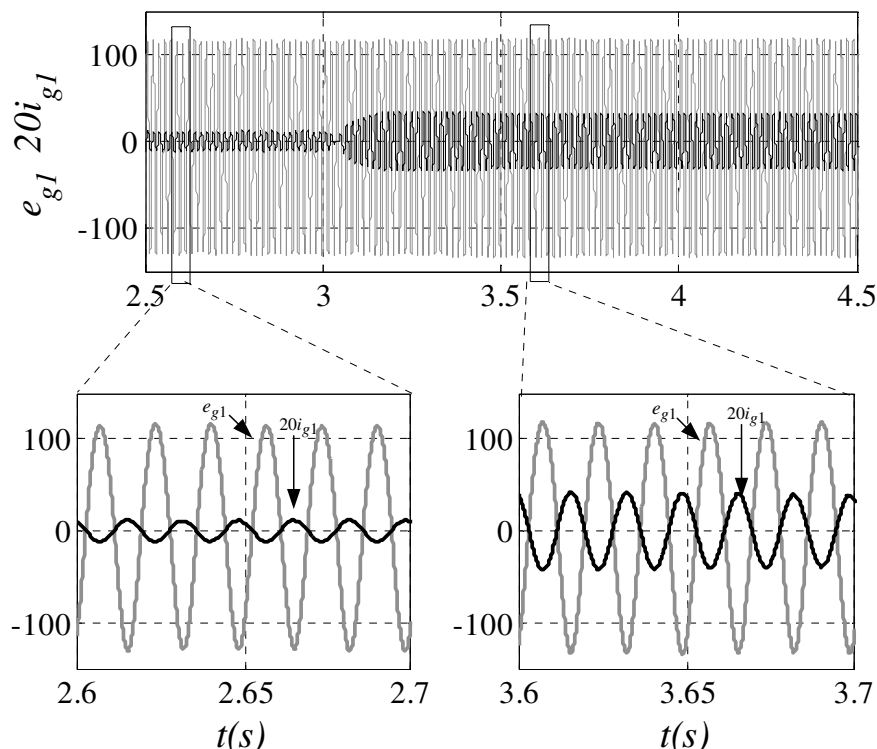


Figura 6.13- Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica com LQG/LTRI.

### 6. 3.3 TESTES DE ROBUSTEZ E DESEMPENHO

Os testes de robustez foram realizados variando-se os parâmetros internos (resistências e indutâncias) em 10% em relação aos parâmetros nominais do DFIG. Simultaneamente à variação dos parâmetros da máquina o sistema foi submetido a um degrau de velocidade de 380 *rad/s* para 400 *rad/s*.

As Figuras 6.14 e 6.15 representam a velocidade mecânica [Figura 6.14(a)], a tensão do barramento CC [Figura 6.14(b)], a corrente do eixo direto do rotor [Figura 6.14(c)], a corrente do eixo de quadratura do rotor [(Figura 6.14(d)], a potência reativa do estator [Figura 6.15(a)], a potência ativa do estator. [Figura 6.15(b)] e correntes *dq* do conversor do lado da rede com o controlador proposto [Figura 6.15(c) e (d)]. Nota-se que o desempenho do sistema não sofreu uma degradação significativa tendo comportamento similar aos resultados apresentados com os valores nominais da máquina representados nas figuras 6.9 e 6.10.

Também nas Figuras 6.14 e 6.15 são apresentados o mesmo teste com o controlador PI clássico. Observa-se que as variações paramétricas degradaram de forma mais acentuada o desempenho dinâmico do DFIG com o controlador PI. Nota-se que o controlador é bastante sensível as variações realizadas. De modo que variações paramétricas mais acentuadas podem comprometer a estabilidade do sistema.

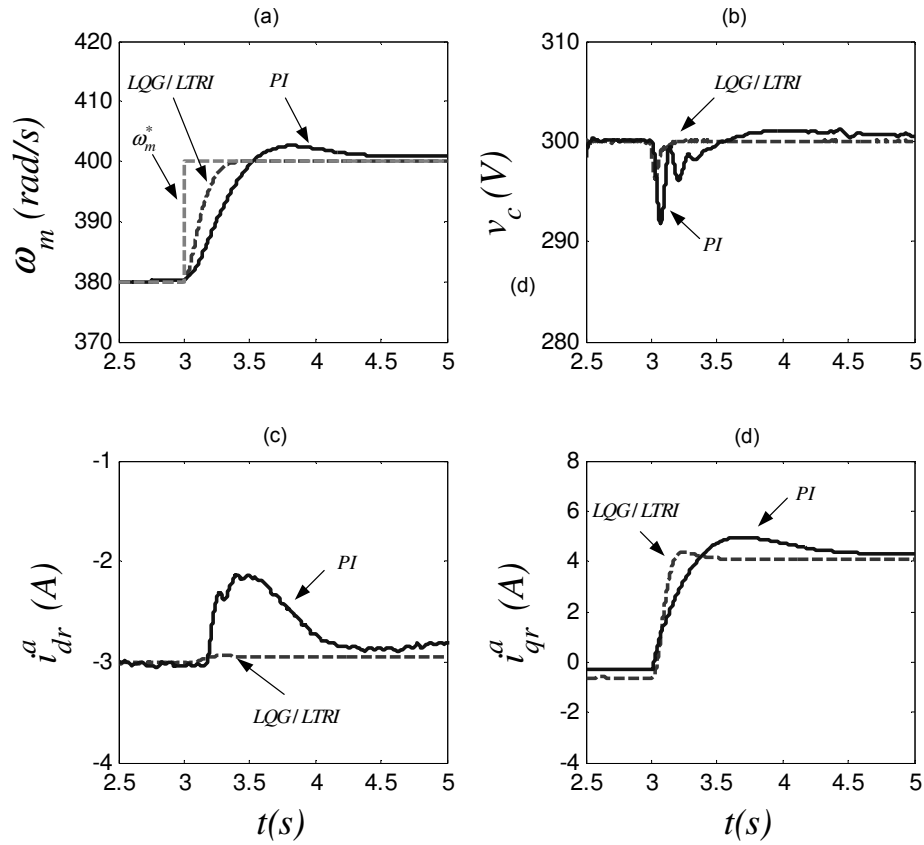


Figura 6.14-Resultados de Simulação do teste de robustez e desempenho para uma variação paramétrica de 10%.  
 a) Velocidade Mecânica. (b) Tensão no Barramento CC. (c) Corrente  $i_{dr}^a$ . (d) Corrente  $i_{qr}^a$ .

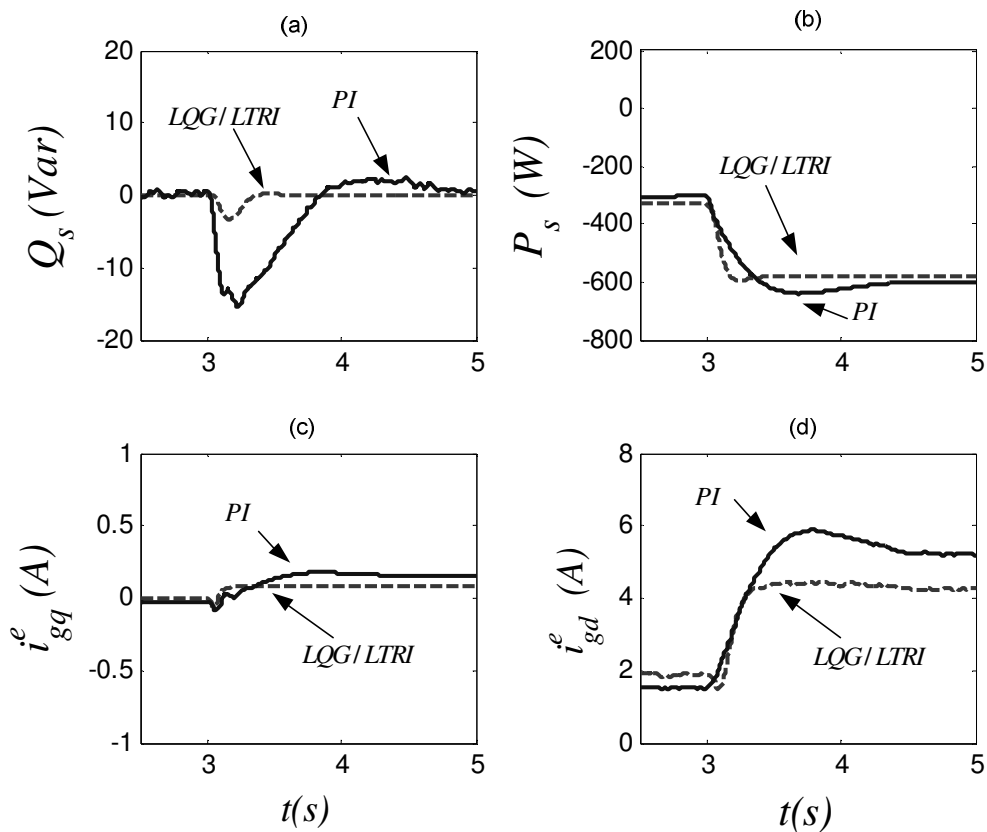


Figura 6.15- Resultados de Simulação do teste de robustez e desempenho para uma variação paramétrica de 10%.  
 (a) Potência reativa do estator (b) Potência ativa do estator. (c) Corrente  $i_{gq}^e$ . (d) Corrente  $i_{gd}^e$ .

## 6. 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O protótipo proposto, mostrado na Figura 6.16 é composto por uma plataforma de desenvolvimento experimental baseada em um microcomputador equipado com placa de aquisição de dados e sensores. Para completar a bancada de testes, uma máquina de indução trifásica com rotor bobinado de 2kW e um par de polo, foi utilizada como gerador, acoplado através de uma conexão mecânica de polias a um motor CC, de 5HP com 3 pares de polos, que serve para emular o comportamento de uma turbina eólica. Os resultados foram obtidos para uma frequência de chaveamento de 10kHz, uma capacitância do barramento CC de  $2200\mu\text{F}$  e um período de amostragem de  $100\mu\text{s}$ .

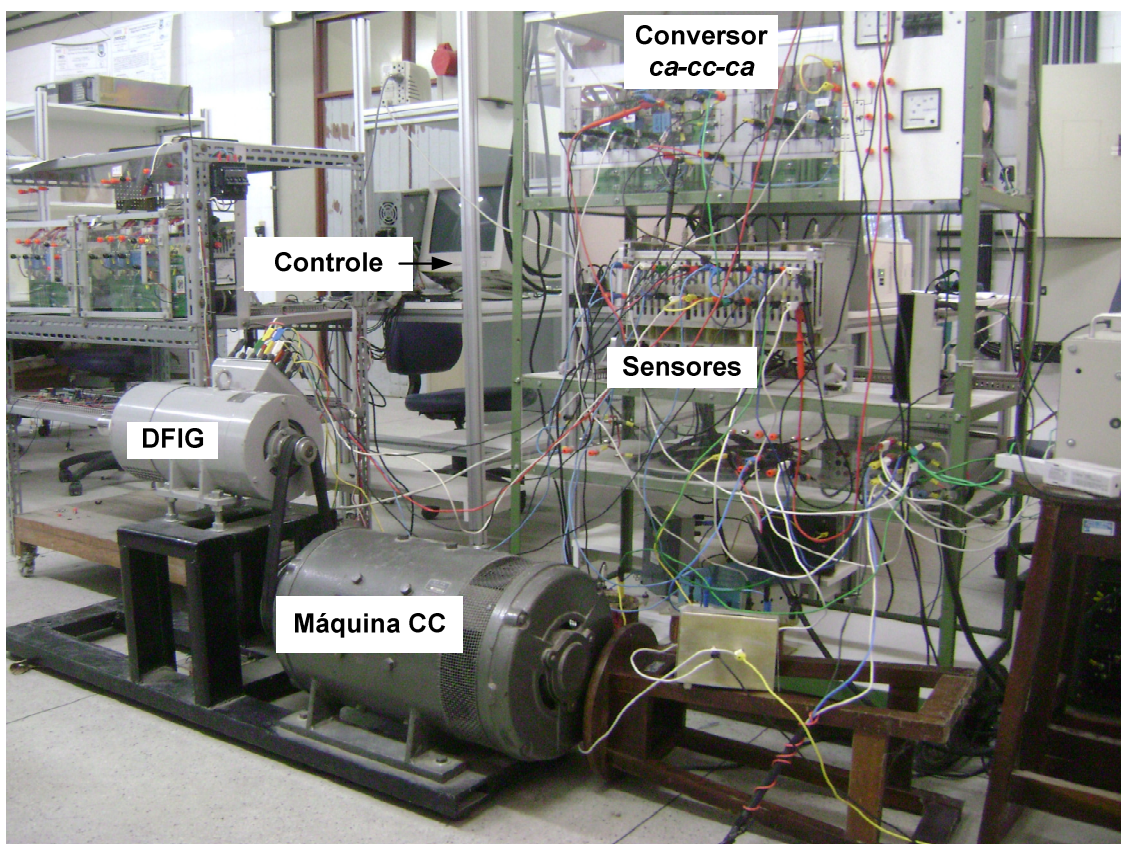


Figura 6.16- Bancada experimental do sistema de geração eólica.

### 6. 4.1 CONTROLE DAS CORRENTES DO ROTOR

As Figuras 6.17(a) e 6.17(b) ilustram os resultados experimentais obtidos utilizando apenas as malhas de controle internas das correntes do rotor no referencial do fluxo estático. Apresenta-se na Figura 6.17(a) o resultado de um degrau na referência da componente direta da corrente rotórica de 2A para 3A em  $t=0,2$  segundos e que retorna a 2A em  $t=0,4$  segundos enquanto a referência do eixo de quadratura foi mantida em -1A. A Figura 17. (b) mostra a

aplicação de um degrau na referência  $i_{qr}^a$ , variando de  $-1A$  para  $-2A$  em  $t=0,1$  segundos que retorna a  $-1A$  em  $t=0,55$  segundos e a corrente  $i_{dr}^a$  foi mantida constante em  $2A$ . Desses resultados durante os transitórios de corrente nos eixo  $dq$  do rotor foi possível verificar o desacoplamento entre as malhas de controle.

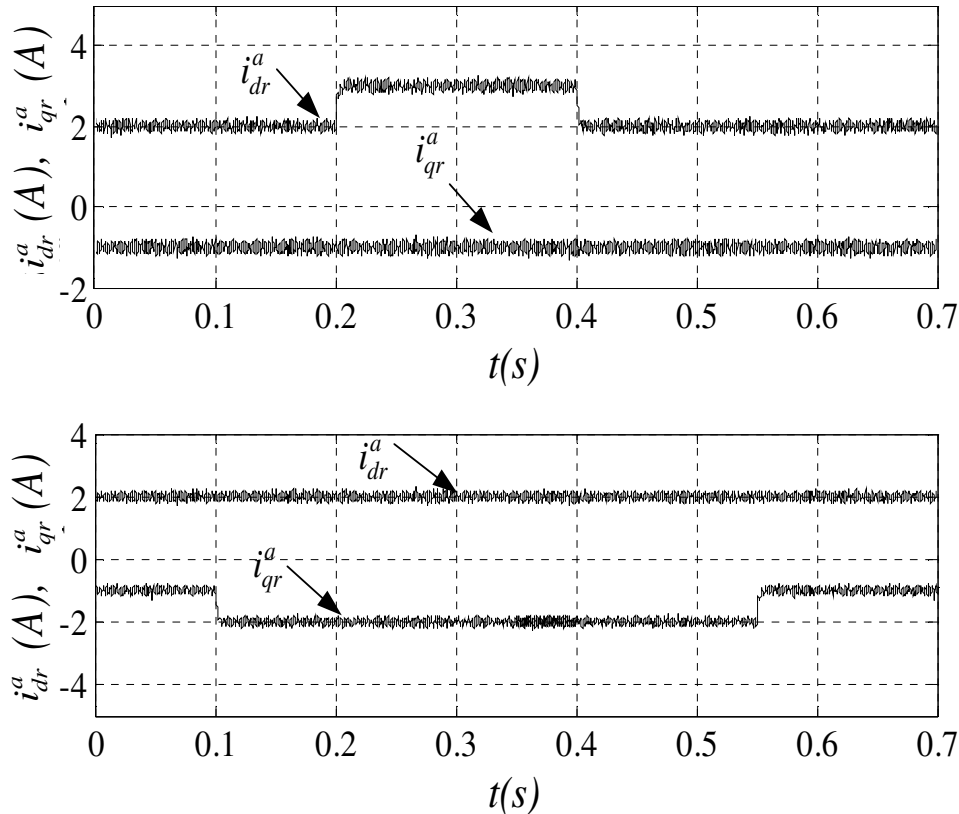


Figura 6.17- (a) Degrau de corrente  $i_{dr}^a$ . (b) Degrau de corrente  $i_{qr}^a$ .

#### 6.4.2 REGIME PERMANENTE

Nas Figuras 6.18-6.24 são apresentados os resultados experimentais em regime permanente utilizando a metodologia de controle proposta. As curvas mostradas nessas figuras são: as correntes  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator ( $i_{dr}^a$  e  $i_{qr}^a$ ), a velocidade do gerador ( $\omega_m$ ), a tensão do barramento CC ( $v_C$ ), as potências ativa e reativa do estator ( $P_s$  e  $Q_s$ ), a corrente e tensão da fase 1 ( $e_{g1}$  e  $i_{g1}$ ) da rede, as tensões ( $v_{ds}$  e  $v_{qs}$ ) e as corrente  $dq$  no estator ( $i_{qs}^r$  e  $i_{ds}^r$ ) e as correntes trifásicas da rede elétrica ( $i_{g1}$ ,  $i_{g2}$  e  $i_{g3}$ ) e do rotor ( $i_{ra}$ ,  $i_{rb}$  e  $i_{rc}$ ). Desses resultados observa-se que a velocidade da máquina e a tensão do barramento CC estão controladas nos seus valores de referência  $\omega_m^* = 380 \text{ rad/s}$  e  $v_C^* = 300V$  [conforme



mostradas nas Figuras 6.18(a) e 6.18(b)], a potência reativa é nula [Figura 6.21(b)] e a corrente da rede é senoidal [veja as Figuras 6.22 e Figuras 6.24(b)]. Além disso, percebe-se que a corrente da rede está defasada de  $180^\circ$  de sua tensão, isso ocorre porque toda potência gerada está sendo enviada para rede de distribuição.

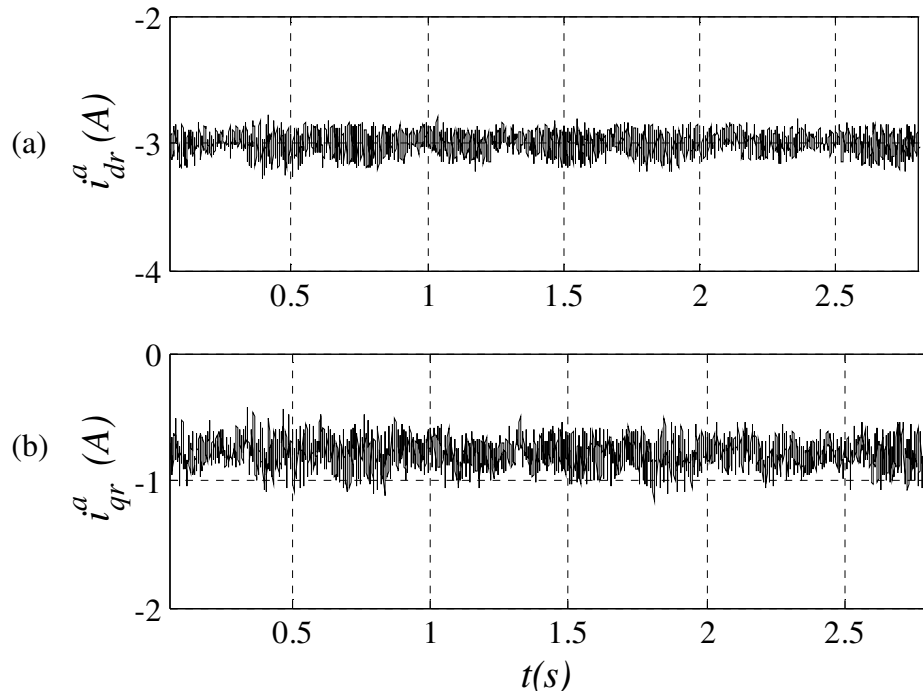


Figura 6.18- Resultados Experimentais. (a) Corrente  $i_{dr}^a$ . (b) Corrente  $i_{qr}^a$ .

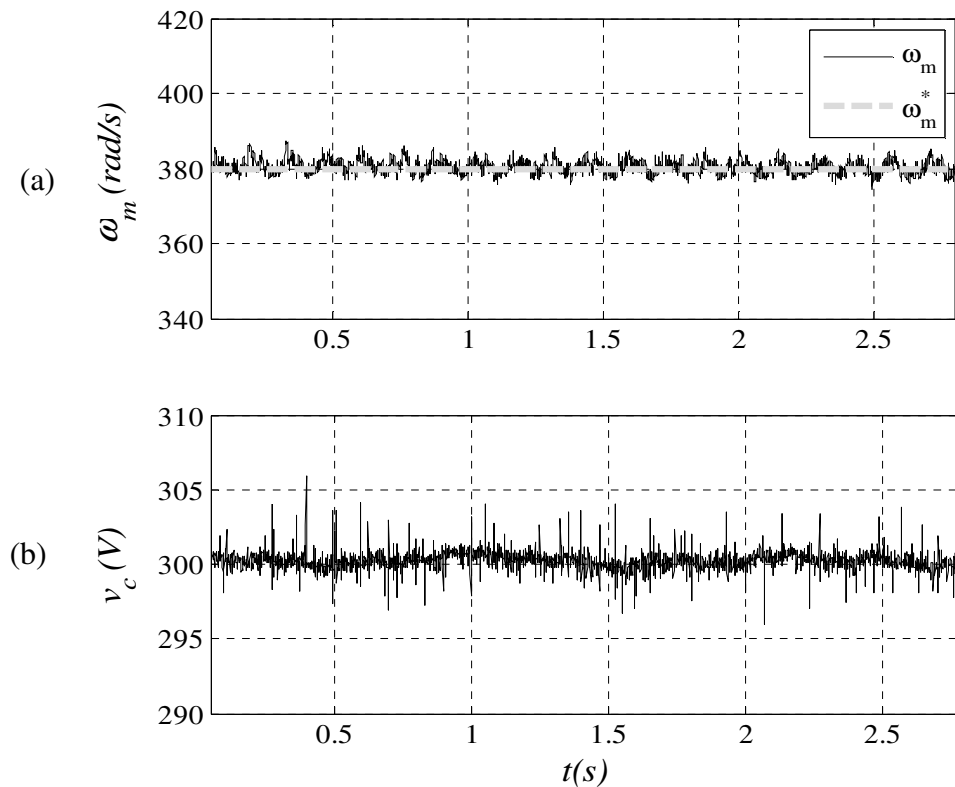


Figura 6.19- Resultados Experimentais. (a) Velocidade Mecânica (b) Tensão no barramento CC.

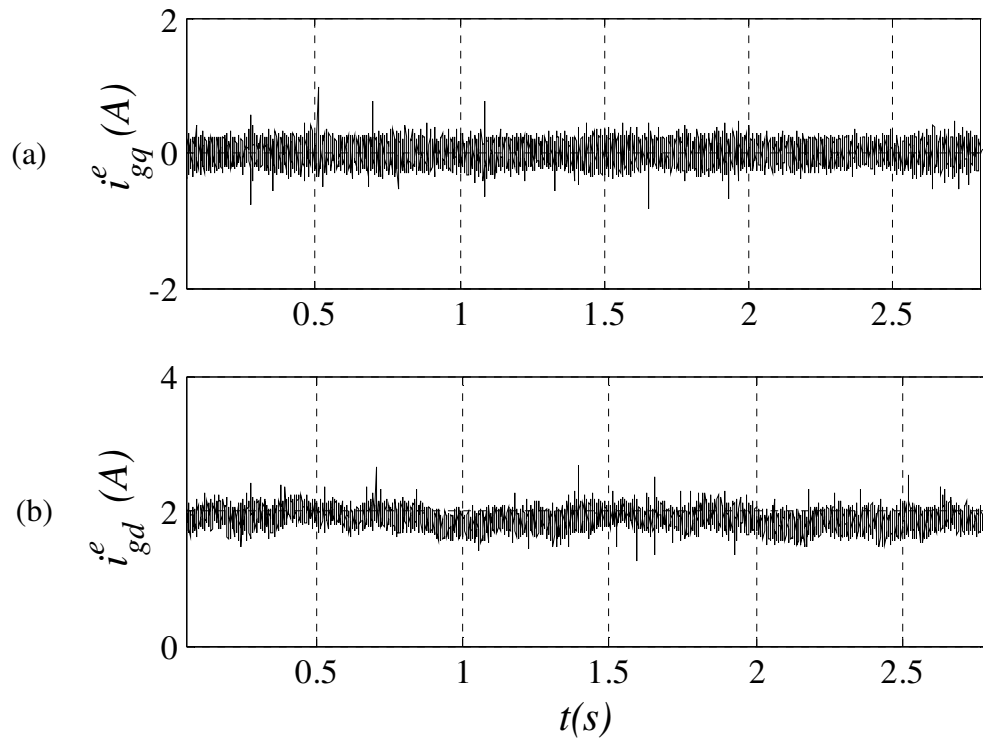


Figura 6.20- Resultados Experimentais. Correntes  $dq$  da rede elétrica. (a) Corrente  $i_{gq}^e$ . (b) Corrente  $i_{gd}^e$ .

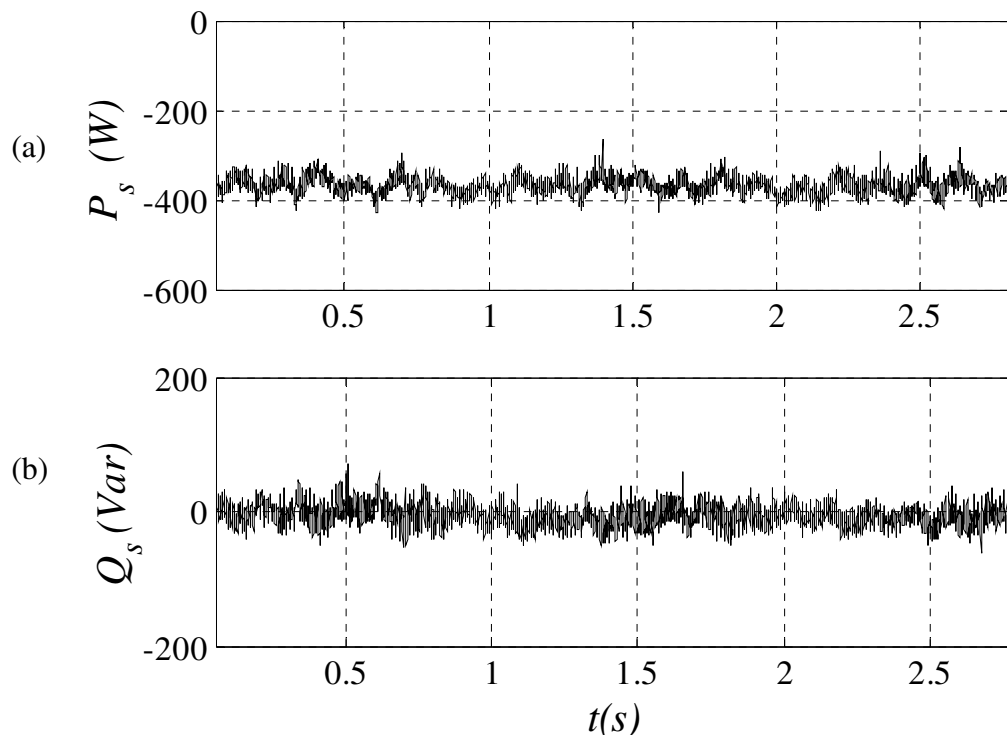


Figura 6. 21- Resultados Experimentais. (a) Potência ativa do estator (b) Potência reativa do estator.

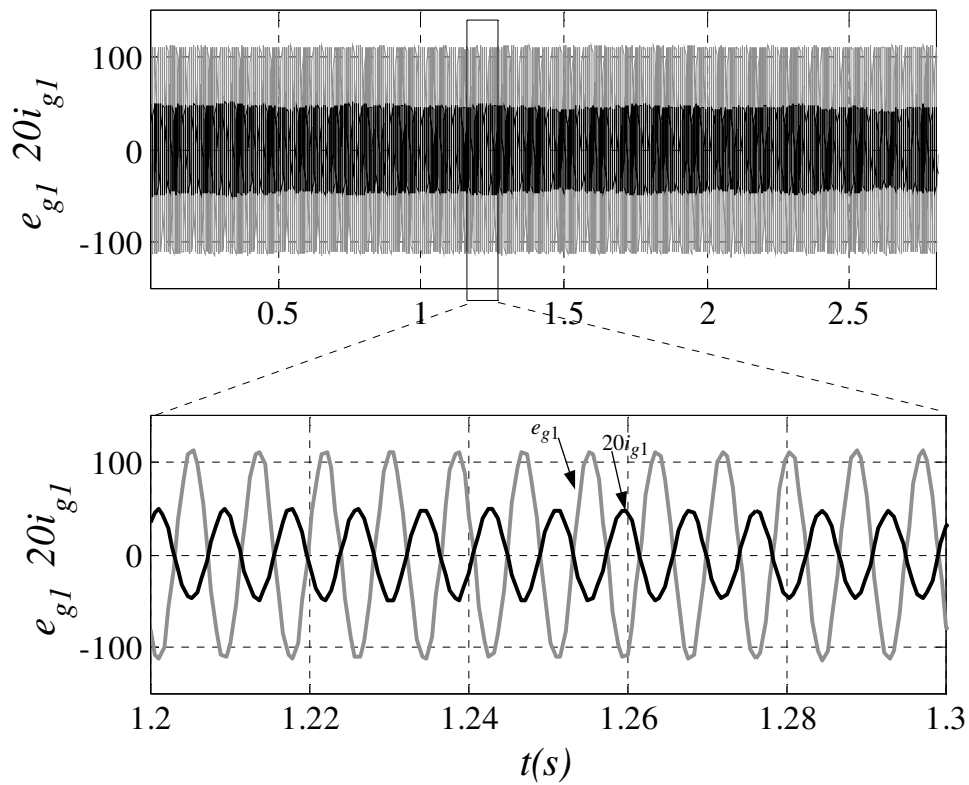


Figura 6.22 - Resultados Experimentais. Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica.

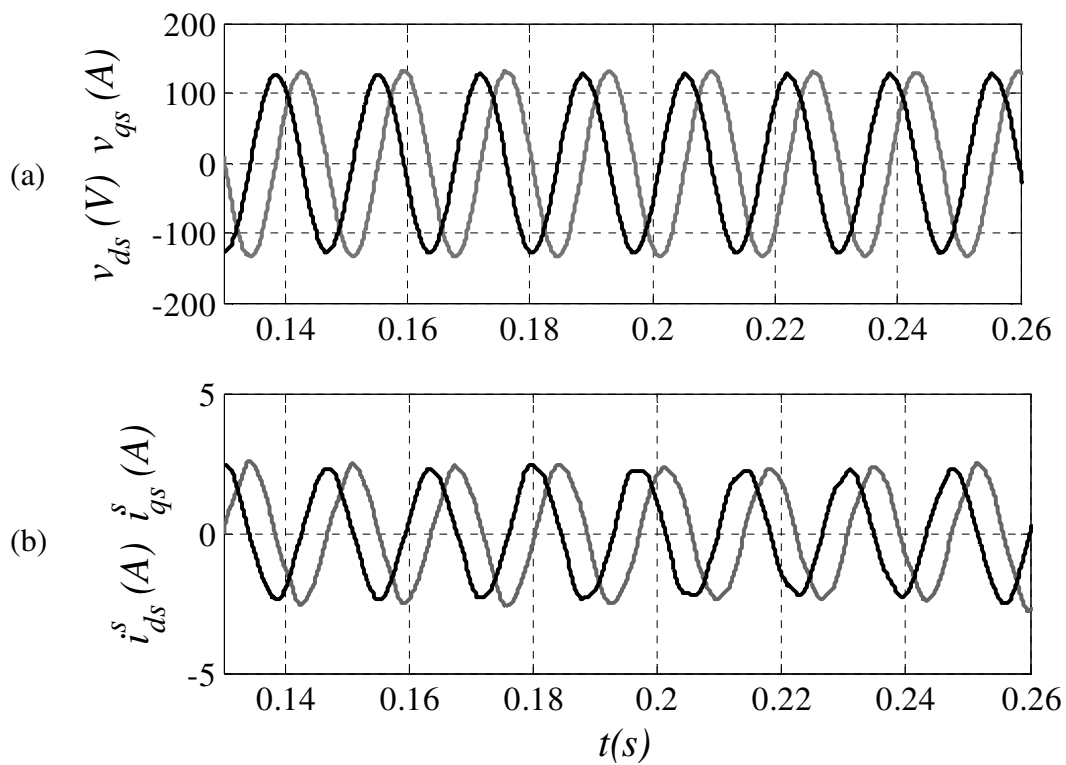


Figura 6.23- Resultados Experimentais. (a) Tensão  $dq$  do estator (b) Correntes  $dq$  do estator no referencial estacionário.

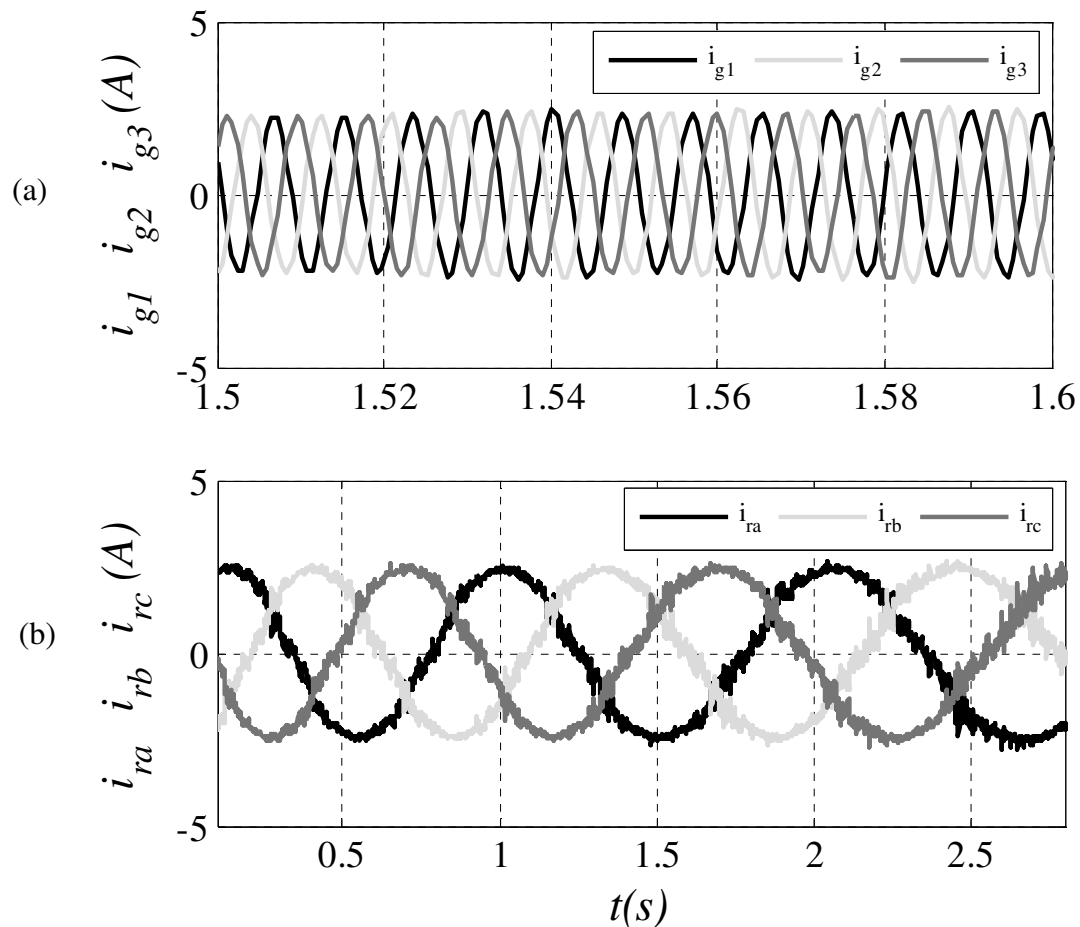


Figura 6.24- Resultados Experimentais. (a) Corrente trifásicas da rede elétrica. (b) Corrente trifásicas do rotor.

### 6. 4.3 TRANSITÓRIO DE VELOCIDADE

As Figuras 6.25-6.31 mostram os resultados experimentais com o objetivo de verificar o desempenho da estratégia de controle proposta diante de um transitório de velocidade. O transitório de velocidade consiste de um degrau na velocidade de referência de  $380 \text{ rad/s}$  para  $400 \text{ rad/s}$ .

Desses resultados, nota-se que o controle da velocidade respondeu adequadamente ao degrau de velocidade [Figura 6.25(a)], a tensão do barramento CC ficou devidamente controlada apresentando um *overshoot* no momento em que ocorreu o transitório [Figura 6.25(b)]. Percebe-se também que a corrente  $i_{dr}^a$  praticamente se manteve constante [Figura 6.26(a)] e a corrente  $i_{qr}^a$  teve uma variação no momento do transitório [Figura 6.26(b)]

Na Figura 6.27 observa-se um aumento na potência ativa gerada [Figura 6.27(a)], além disso, percebe-se que potência reativa permaneceu praticamente nula [Figura 6.27(b)]. Como a potência reativa é praticamente nula a corrente no estator do DFIG está sincronizada com a tensão, conforme se mostra na Figura 6.28 (neste caso, defasada de  $180^\circ$  em virtude da máquina está operando como gerador). Além disso, nota-se que a corrente fornecida à rede elétrica é senoidal e está sincronizada com a tensão da rede (neste caso, a corrente está defasada de  $180^\circ$  da tensão, isso ocorre porque toda potência gerada pela máquina está sendo enviada para rede), conforme mostrado na Figura 6.29. As Figuras 6.30 e 6.31 apresentam os detalhes das correntes e da tensão nos terminais do estator. Nota-se que a corrente do estator aumenta no momento em que ocorre o transitório de velocidade.

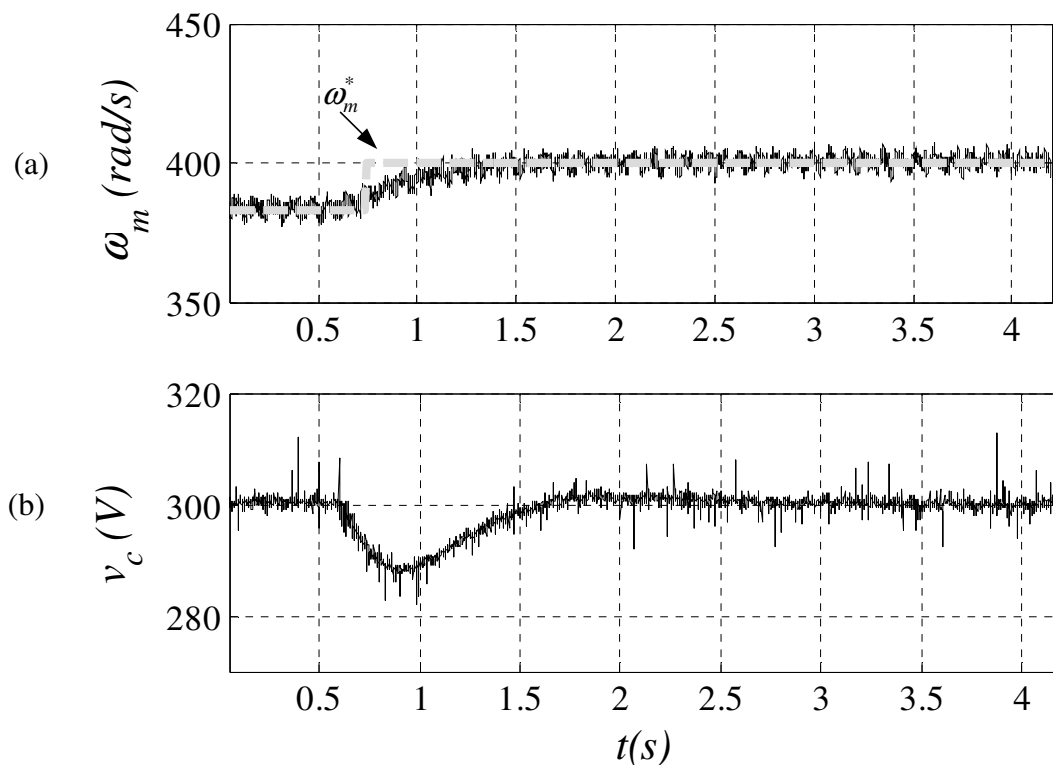


Figura 6.25- Resultados Experimentais. (a) Velocidade Mecânica diante um degrau de  $380 \text{ rad/s}$  para  $400 \text{ rad/s}$ . (b) Tensão no barramento  $cc$ .

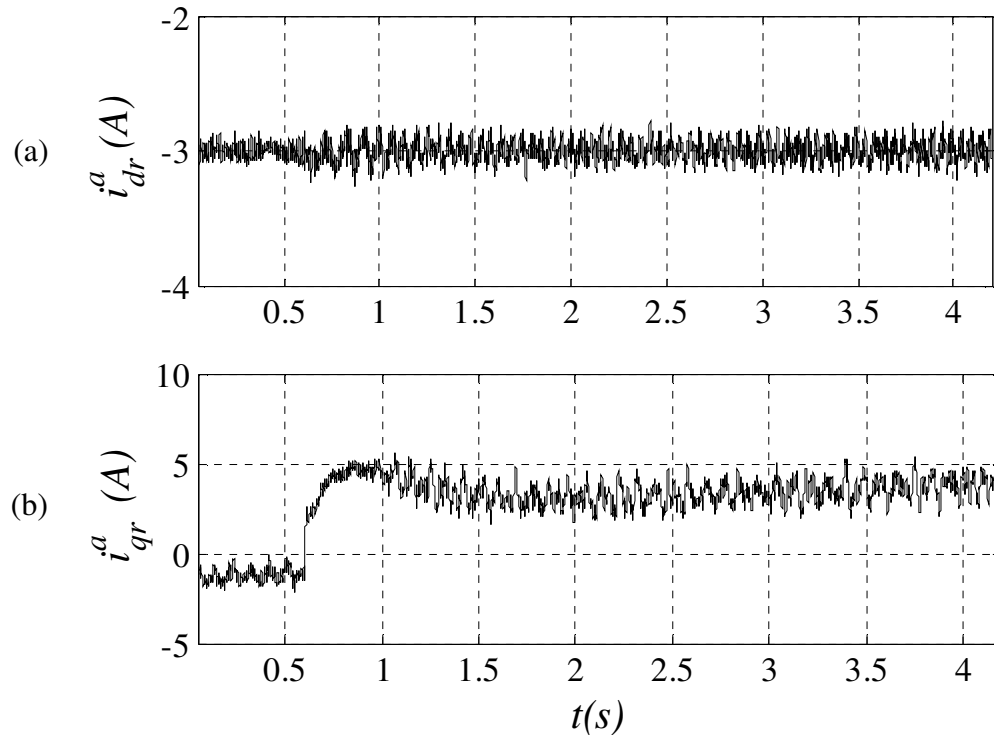


Figura 6.26- Resultados Experimentais. Corrente  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator.

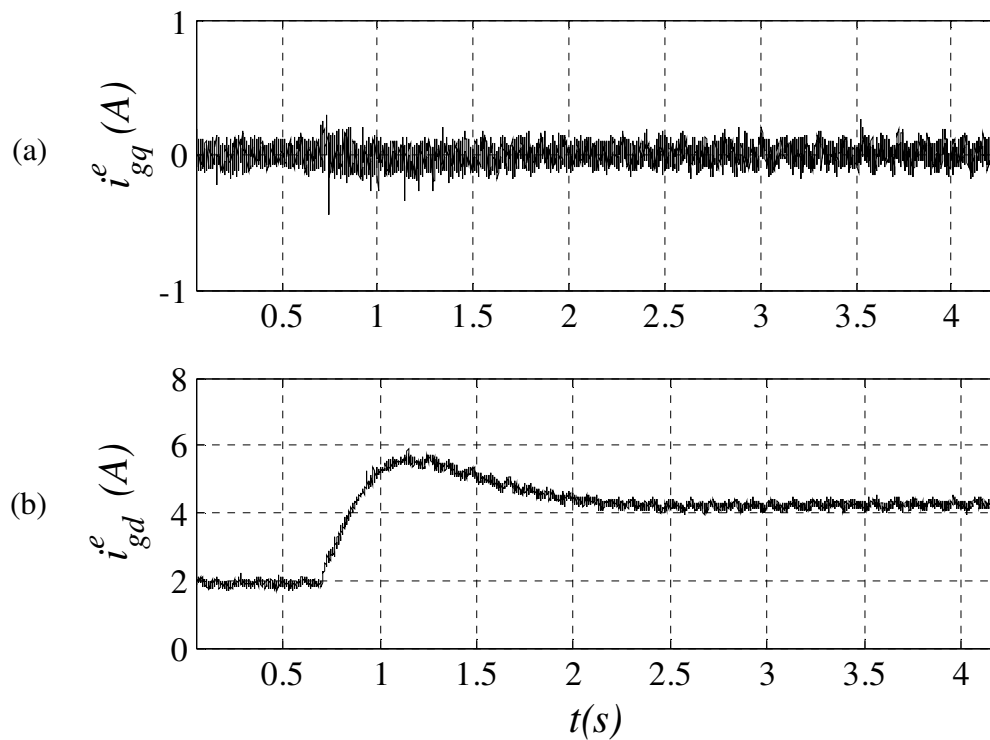


Figura 6.27- Resultados Experimentais. Correntes  $dq$  rede elétrica. (a) Corrente  $i_{gq}^e$ . (b) Corrente  $i_{gd}^e$ .

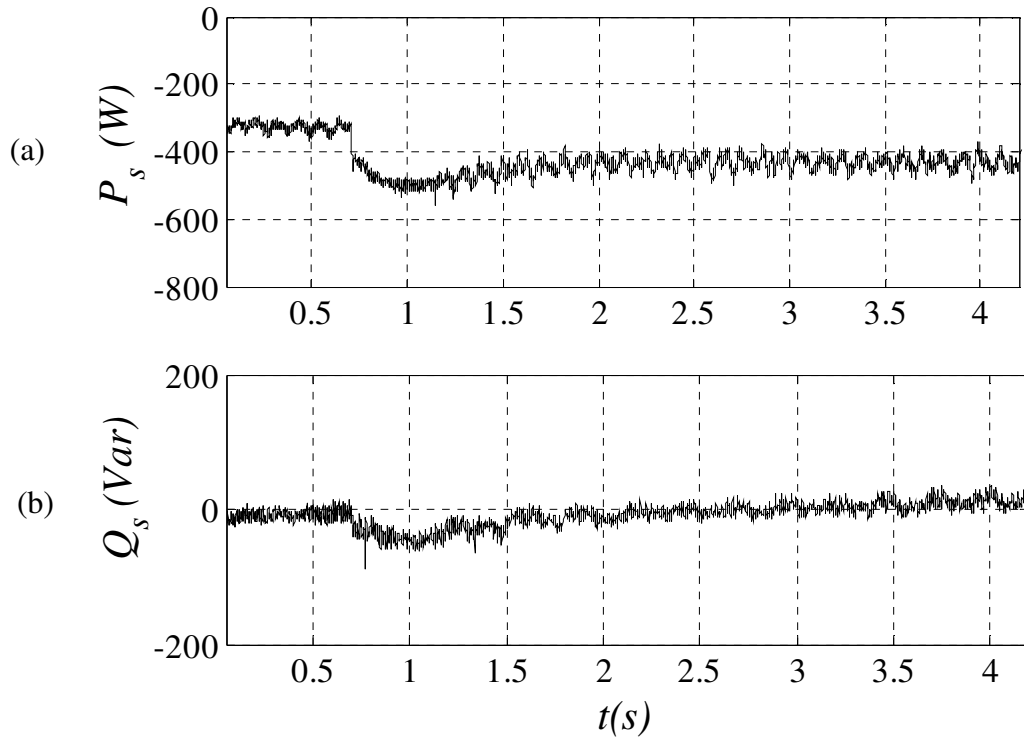


Figura 6.28- Resultados Experimentais. (a) Potência ativa do estator (b) Potência reativa do estator.

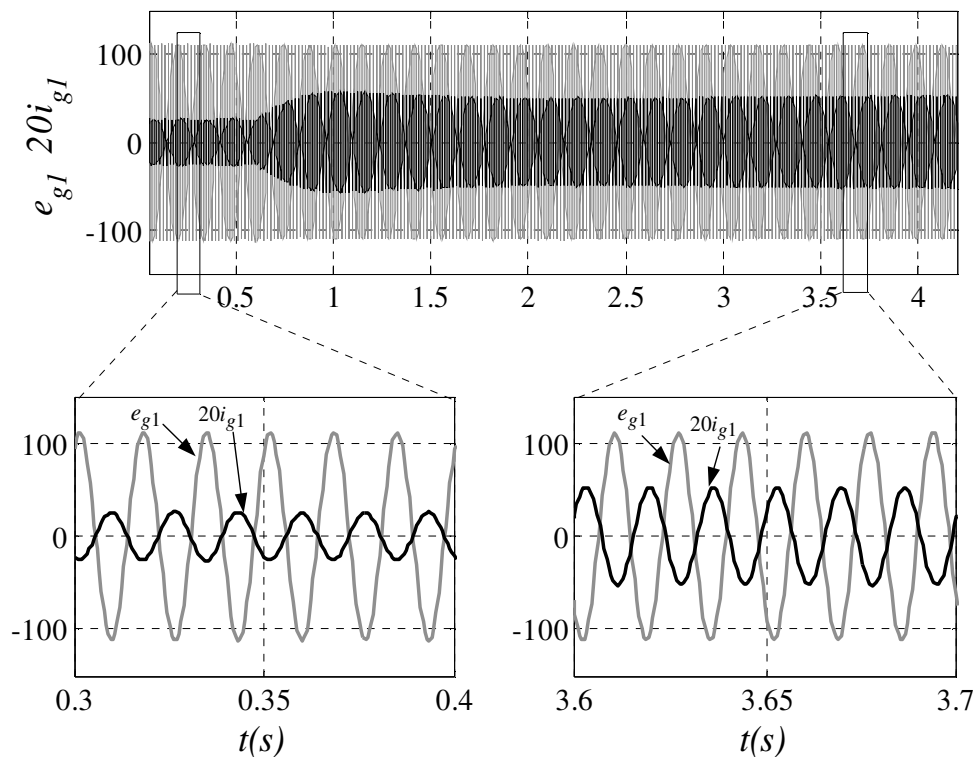


Figura 6.29- Resultados Experimentais. Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica.

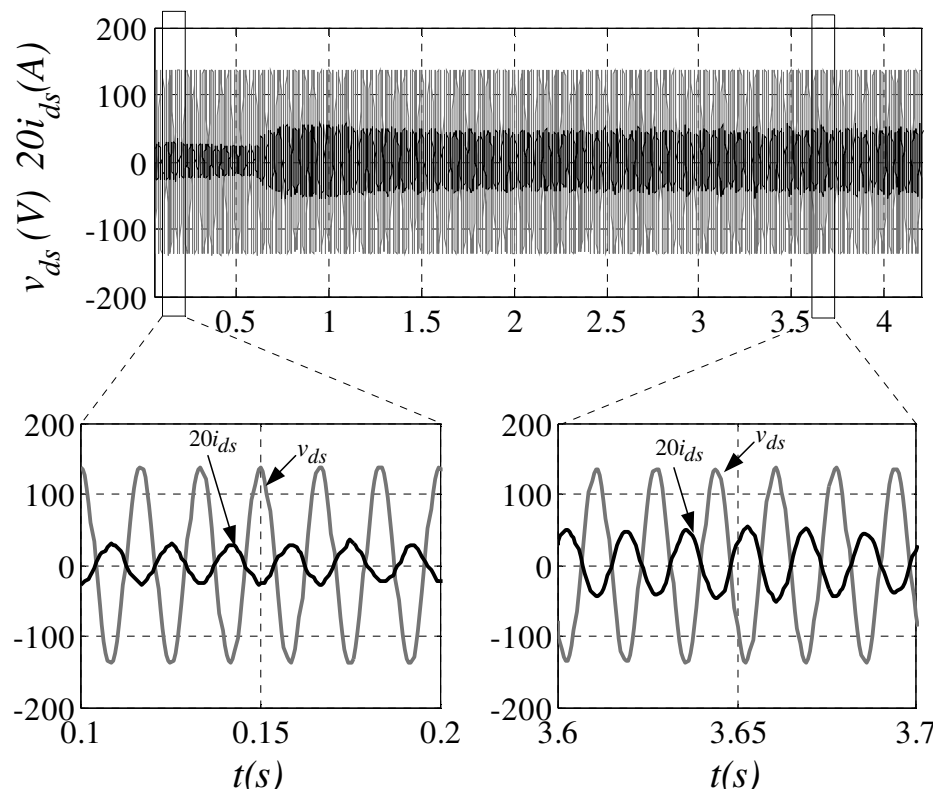


Figura 6.30- Resultados Experimentais. Correntes  $dq$  do estator no referencial estacionário.

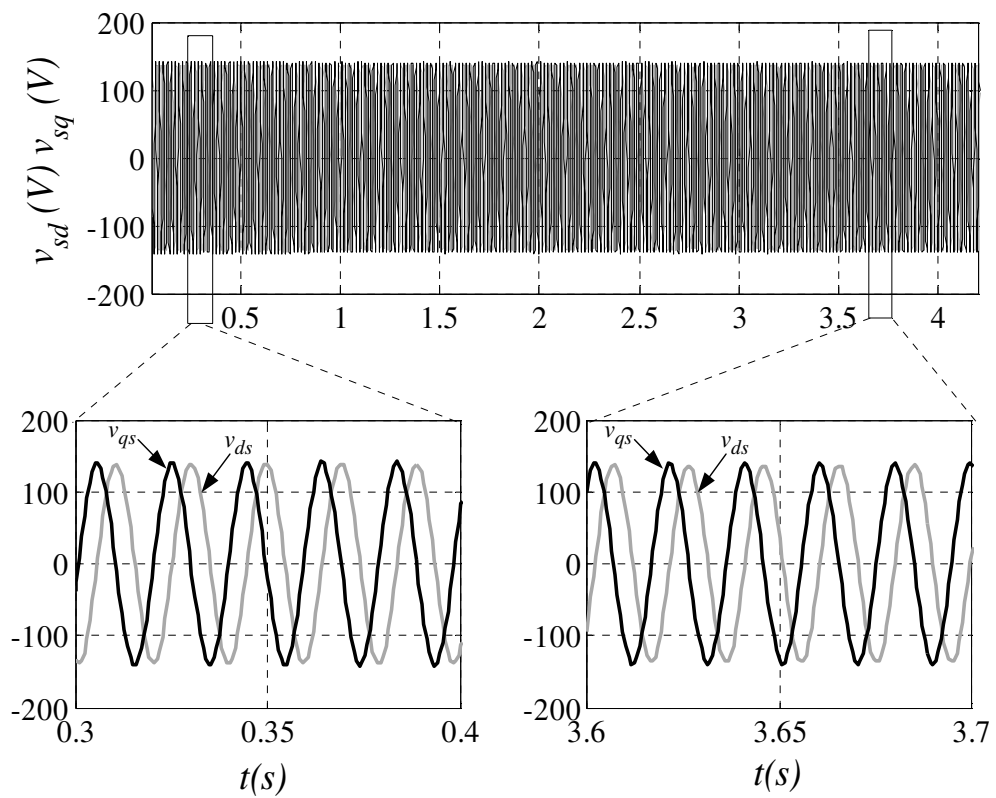


Figura 6.31- Resultados Experimentais. Tensão  $dq$  do estator no referencial rotórico.



#### 6.4.4 RESULTADOS PARA OUTROS PONTOS DE OPERAÇÃO

As Figuras 6.32-6.39 mostram os resultados experimentais com o objetivo de verificar o desempenho do controlador robusto proposto diante da variação de velocidade em diferentes pontos de operação.

O sistema foi submetido a um degrau na velocidade de referência de 380  $rad/s$  para 413  $rad/s$  em  $t=1$ segundos e de 413  $rad/s$  para 392  $rad/s$  em  $t=4.5$ segundos. Desses resultados observa-se que a velocidade seguiu o sinal de referência [Figura 6.32(a)], a tensão do barramento CC foi devidamente controlada apresentando apenas um pequeno *overshoot* no momento em que ocorreram as mudanças de velocidades [Figura 6.32(b)]. A corrente  $i_{qr}^a$  teve uma variação no momento dos transitórios [Figura 6.33(a)] e a corrente  $i_{dr}^a$  praticamente se manteve constante [Figura 6.33(b)].

Na Figura 6.35 observa-se um aumento na potência ativa gerada [Figura 35(a)], além disso, percebe-se a potência reativa permaneceu praticamente nula [Figura 35(b)]. Como a potência reativa é praticamente nula a corrente no estator do DFIG está sincronizada com a tensão, conforme mostrada na Figura 6.36 (neste caso, defasada de  $180^\circ$  em virtude a máquina está operando como gerador).

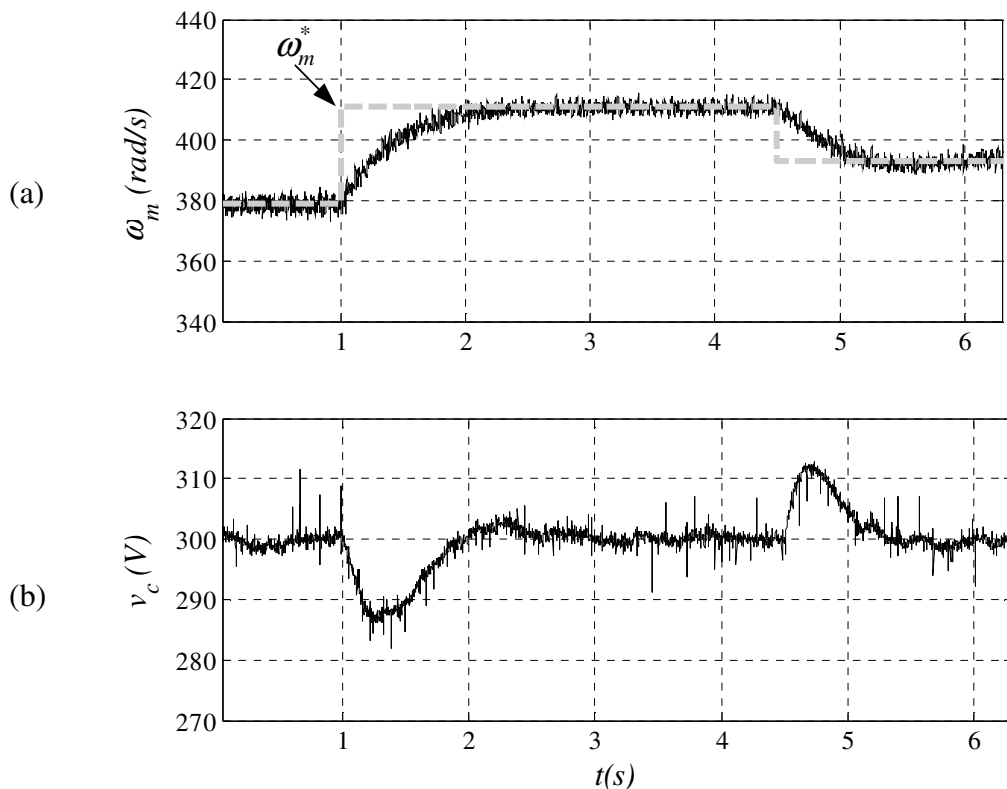


Figura 6.32- Resultados Experimentais. (a) Velocidade mecânica diante um degrau de 380  $rad/s$  para 413  $rad/s$  para 392  $rad/s$ . (b) Tensão no barramento CC.

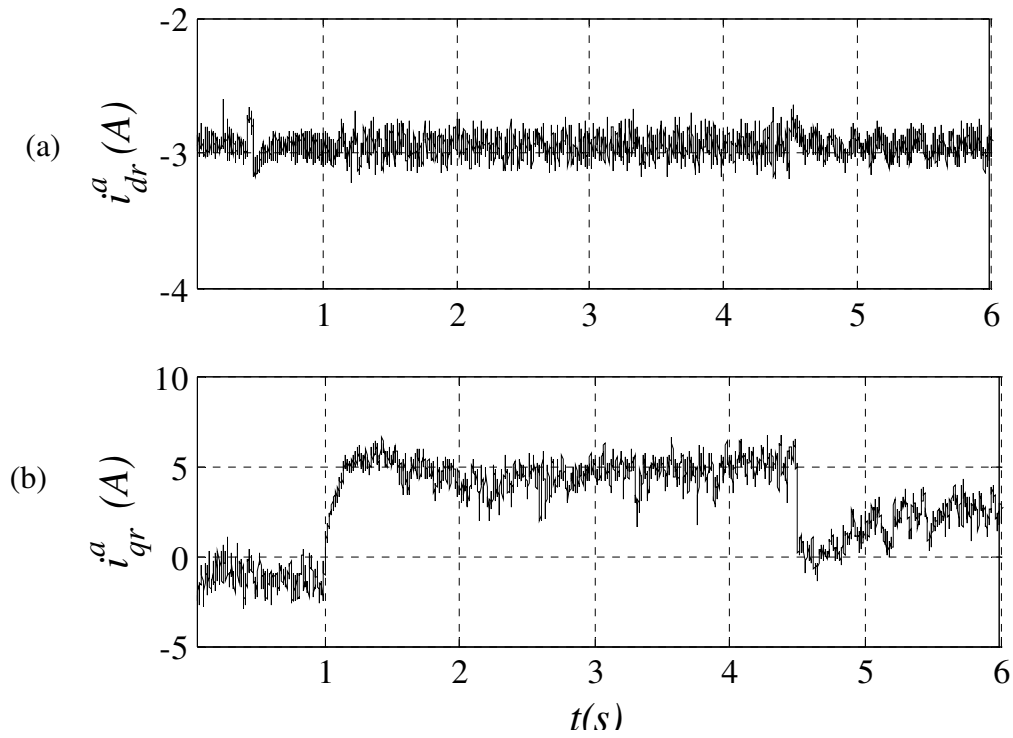


Figura 6.33- Resultados Experimentais. Corrente  $dq$  do rotor no referencial do fluxo do estator.

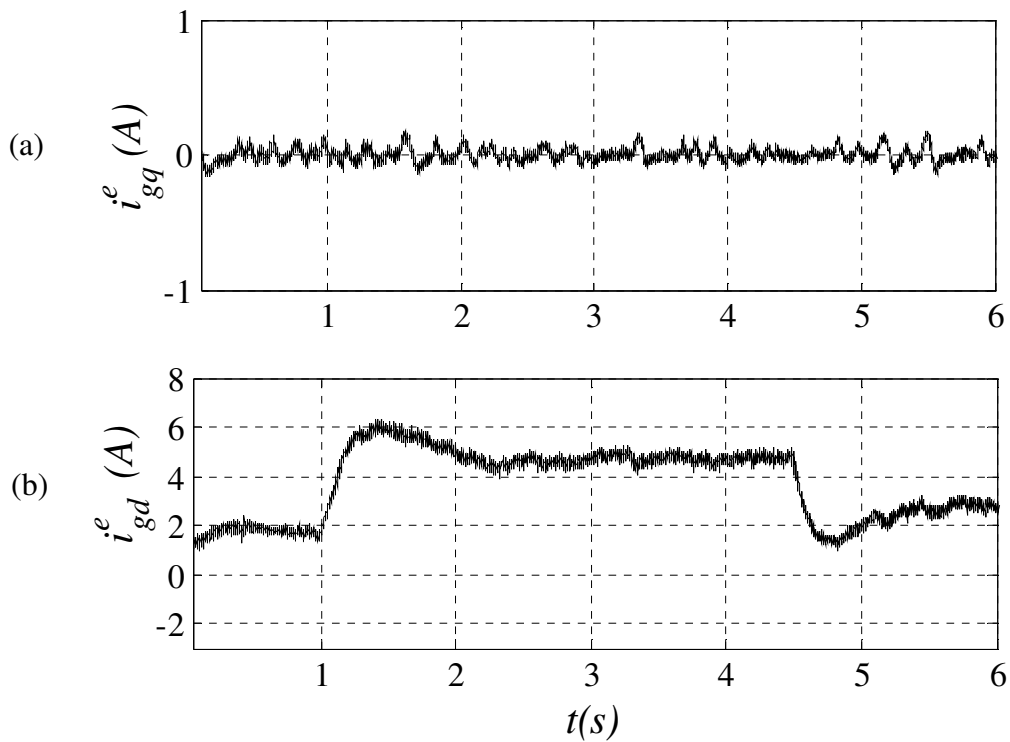


Figura 6.34- Resultados Experimentais. Correntes  $dq$  rede elétrica. (a) Corrente  $i_{gq}^e$ . (b) Corrente  $i_{gd}^e$ .

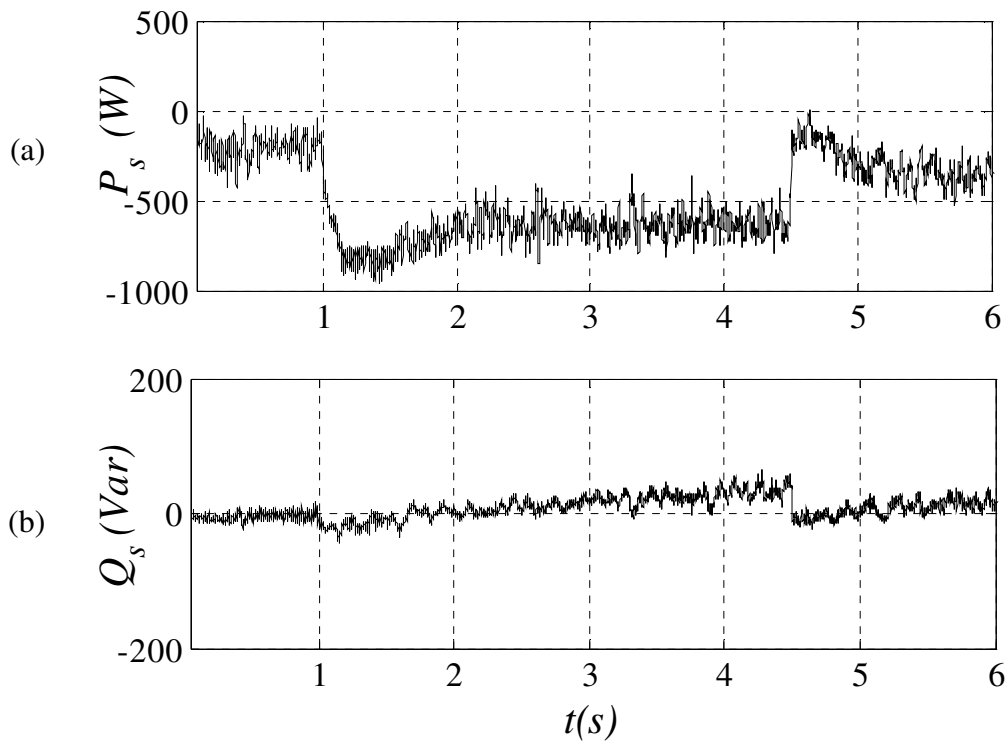


Figura 6.35- Resultados Experimentais. (a) Potência ativa do estator (b) Potência reativa do estator.

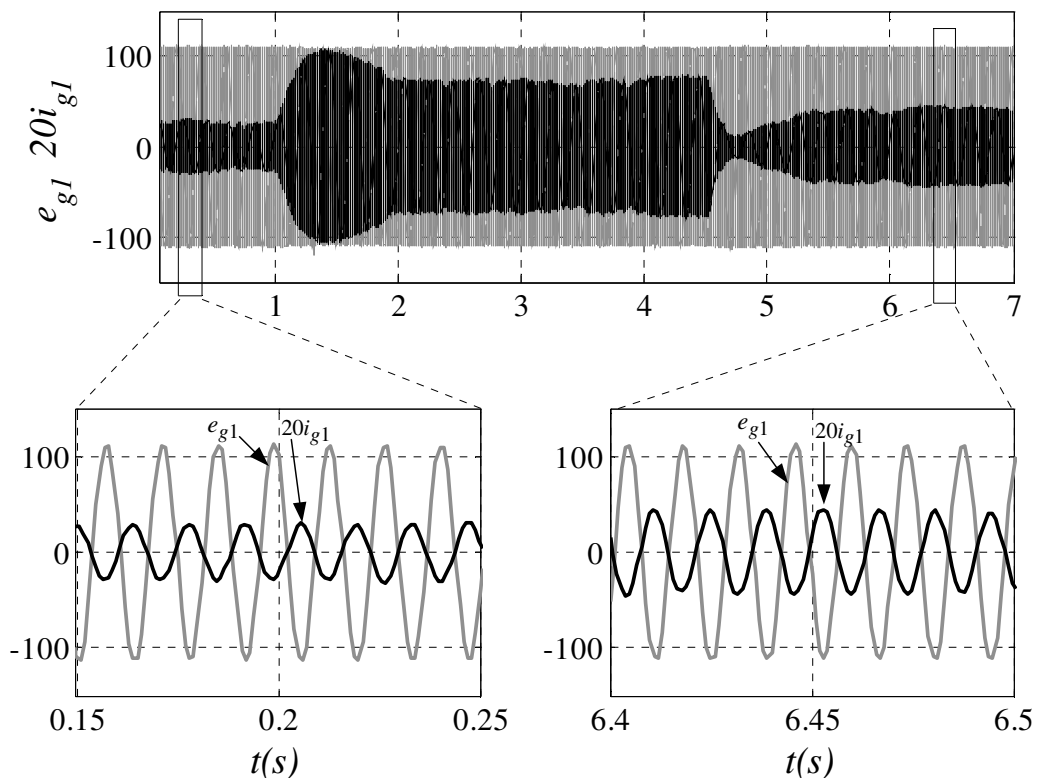


Figura 6.36- Resultados Experimentais. Tensão e corrente da fase 1 da rede elétrica.

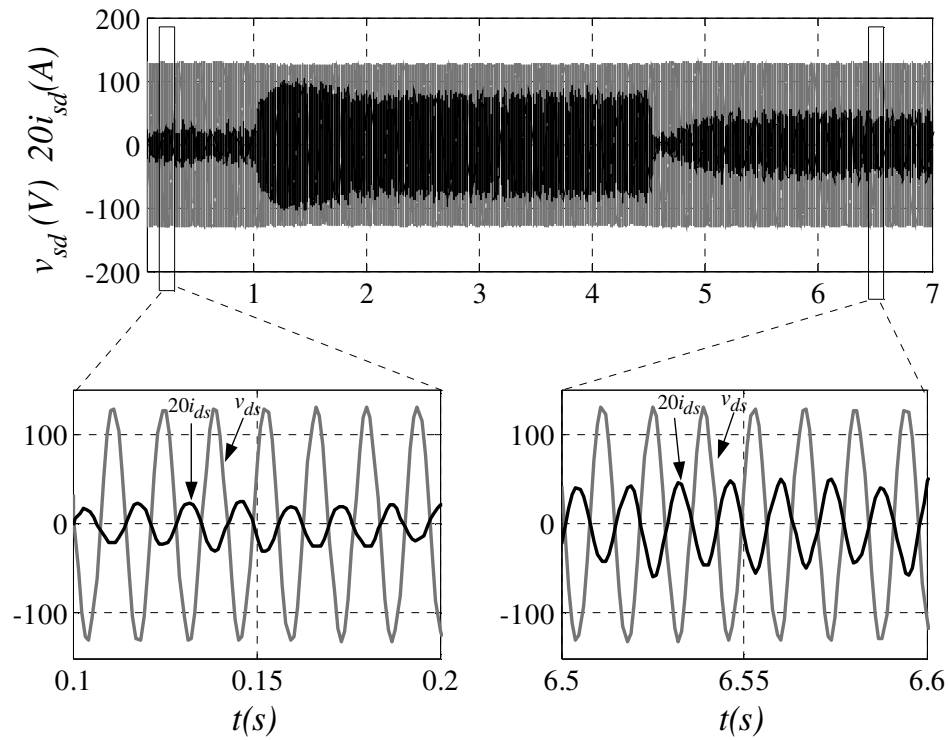


Figura 6. 37- Resultados Experimentais. Tensão e Corrente do eixo direto do estator no referencial estacionário.

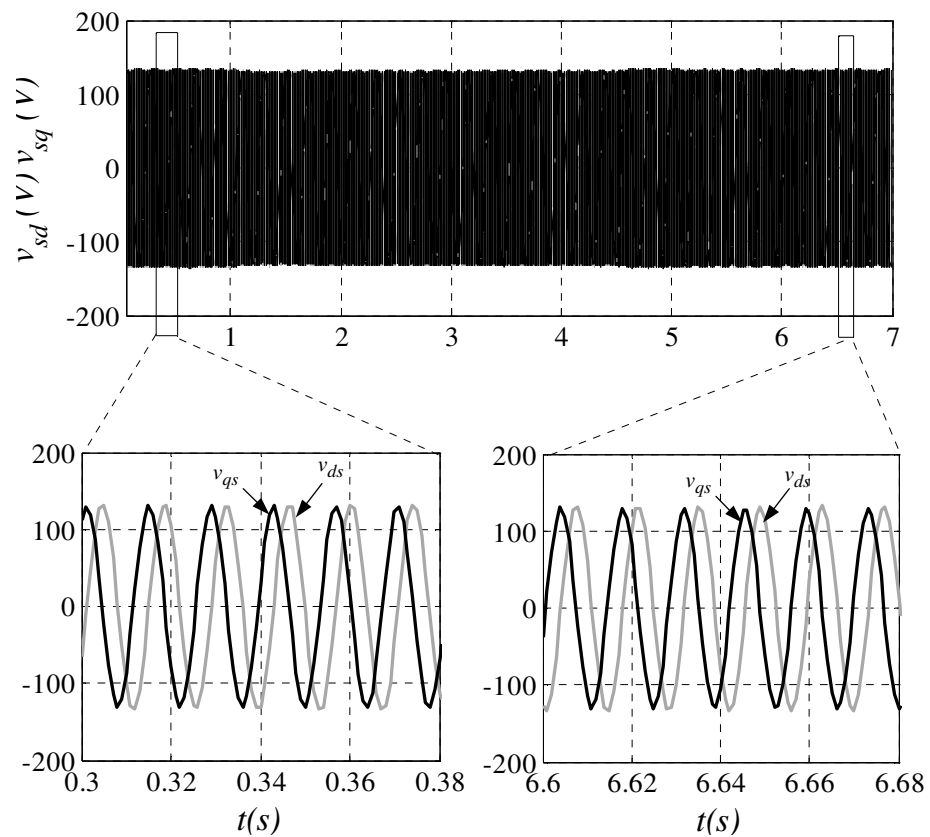


Figura 6.38- Resultados Experimentais. Tensão  $dq$  do estator no referencial rotórico.

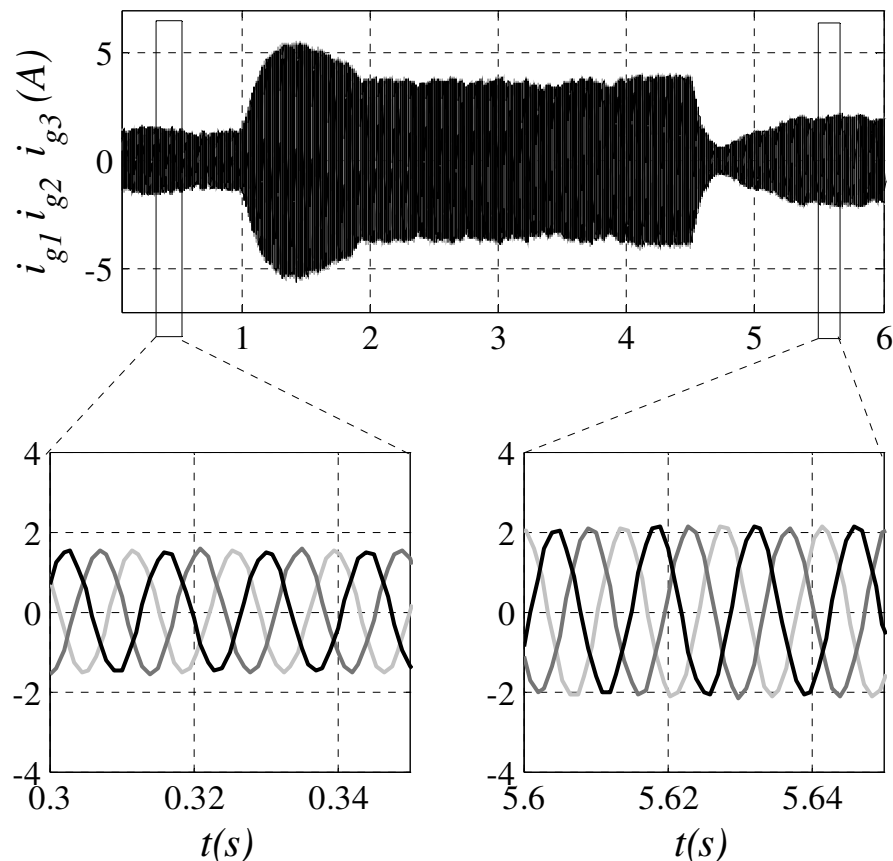


Figura 6.39- Resultados Experimentais. Corrente trifásicas da rede elétrica.

## 6.5 COMPARAÇÃO DO CONTROLADOR LQG/LTRI E PI

Neste tópico será comparado o desempenho e a robustez do controlador LQG/LTRI com o controlador clássico PI utilizado tradicionalmente e atualmente no controle do DFIG (BOLDEA, 2006), (QIAO, 2008), (XU, 2008), (OLIVEIRA *et al.*, 2009), (POITIERS *et al.*, 2009), (LIMA, 2009), (COSTA, 2010), (FERRÉ *et al.*, 2010) e (QU; QIAO, 2011). Os testes realizados foram:

- Variação em degrau da velocidade mecânica.
- Variações dos parâmetros internos da máquina através do incremento de  $R_r$  e  $L_r$  de aproximadamente 50% e 100%, respectivamente (BELFEDAL *et al.*, 2010) e (GODPROMESSE *et al.*, 2011).

Os testes relativos a um degrau de velocidade no rotor de 380 *rad/s* para 400 *rad/s* e as variações das resistências e as indutâncias no rotor são apresentados nas Figura 6.40 e 6.41. Observa-se que com uma variação de 100% do parâmetro da máquina o controle da velocidade ainda respondeu adequadamente ao degrau de velocidade [Figura 6.40 (a)], a

tensão do barramento CC ficou devidamente controlada apresentando apenas algumas oscilações durante o overshoot no momento em que ocorreu o transitório [Figura 6.40(a)]. Percebe que a corrente  $i_{qr}^a$  teve uma maior oscilação e um menor *overshoot* no momento do transitório [Figura 6.40(c)] e a corrente  $i_{dr}^a$  teve um oscilação e em seguida se manteve constante [Figura 6.40(a)]. Percebe-se que potência reativa permaneceu praticamente nula [Figura 6.41(b)] apresentando um *overshoot* no momento em que ocorreu a mudança de velocidade. Dos resultados apresentados, evidenciam que a resposta do sistema permaneceu insensível às variações dos parâmetros internos da Máquina e à variação de velocidade.

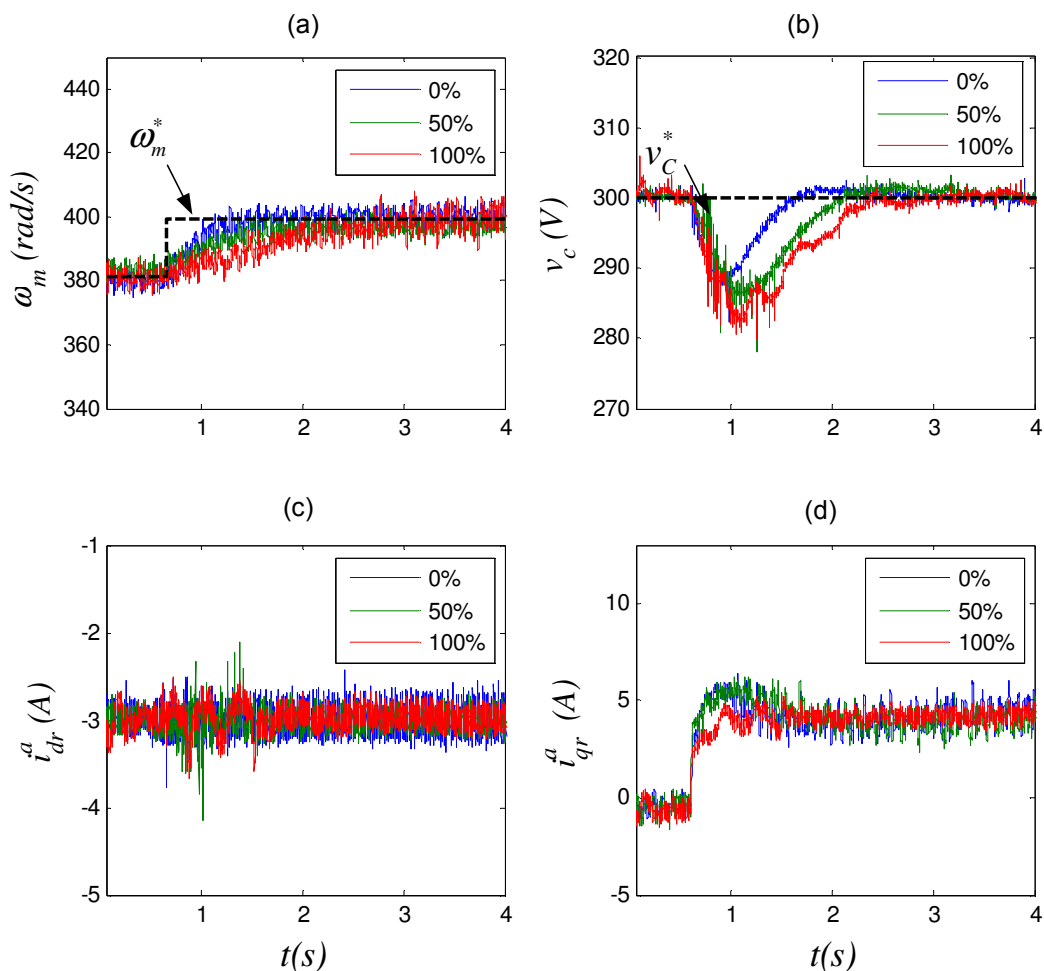


Figura 6.40- Controlador LQG/LTRI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho. a) Velocidade Mecânica. (b) Tensão no Barramento CC. (c) Corrente  $i_{dr}^a$ . (d) Corrente  $i_{qr}^a$ .

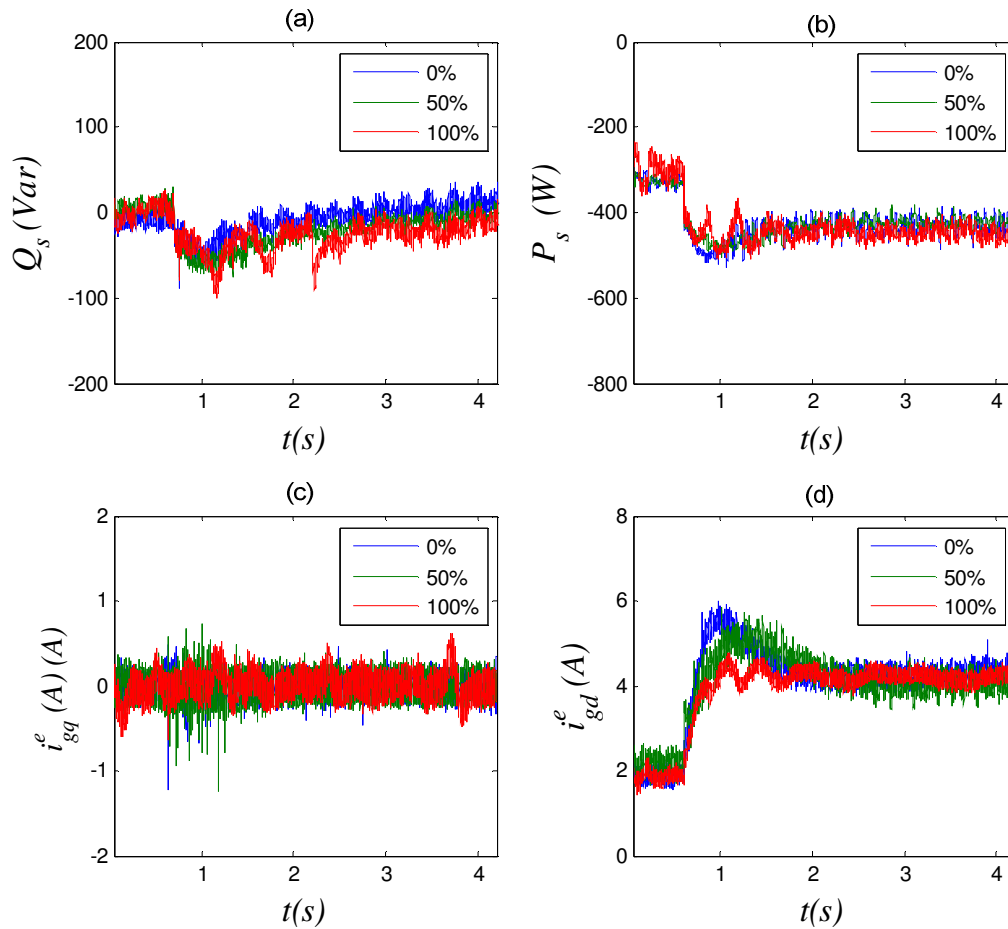


Figura 6.41- Controlador LQG/LTRI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho. (a) Potência reativa do estator (b) Potência ativa do estator. (c) Corrente  $i_{gq}^e$ . (d) Corrente  $i_{gd}^e$ .

Finalmente os testes de robustez e desempenho com o controlador PI são apresentados nas Figuras 6.42 e 6.43. Observa-se que com os valores nominais da máquina (variação de 0%) o controlador respondeu adequadamente ao degrau de velocidade, mas apresenta um maior tempo de acomodação e um maior sobre sinal que os resultados apresentados com controlador robusto LQG/LTRI. Os resultados do controlador PI para uma variação de 50% e 100% respectivamente não são apresentados porque o sistema ficou instável não sendo possível analisar o desempenho do sistema. Dos resultados apresentados, observa-se que o controle baseado em reguladores PI não pode assegurar a robustez e desempenho com respeito a grandes variações dos parâmetros da máquina, conforme apresentado por (BELFEDAL *et al.*, 2010).

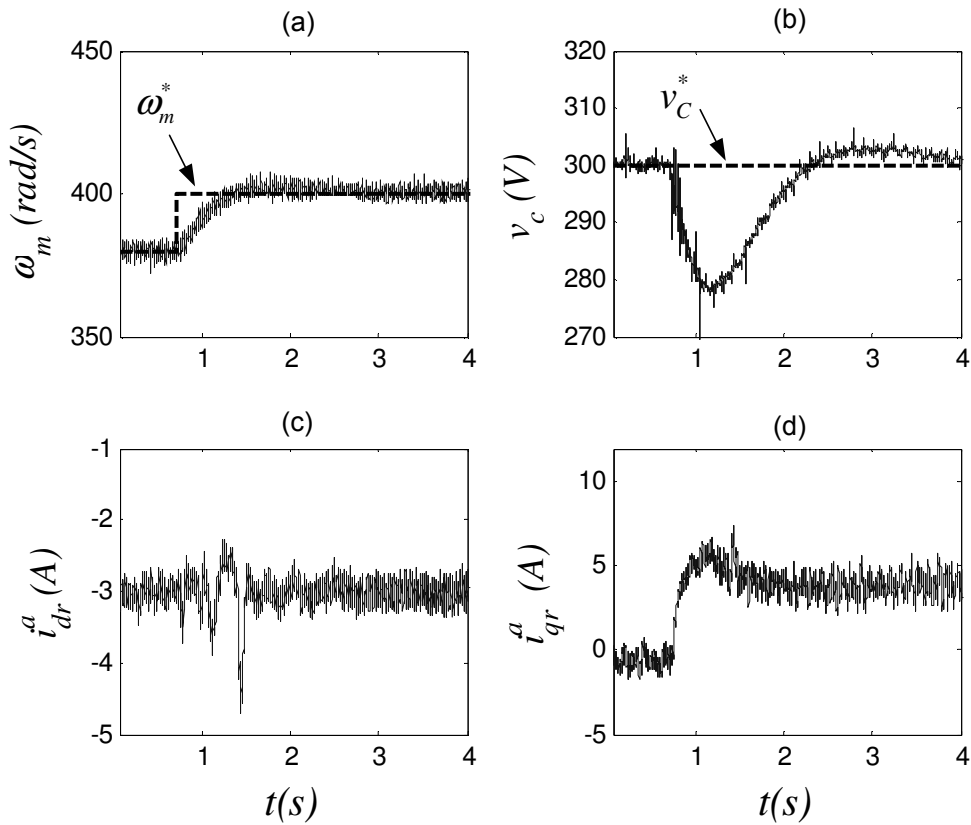


Figure 6.42- Controlador Clássico PI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho. (a) Potência ativa do estator (b) Potência reativa do estator. (c) Corrente  $i_{dq}^e$ . (d) Corrente  $i_{gd}^e$ .

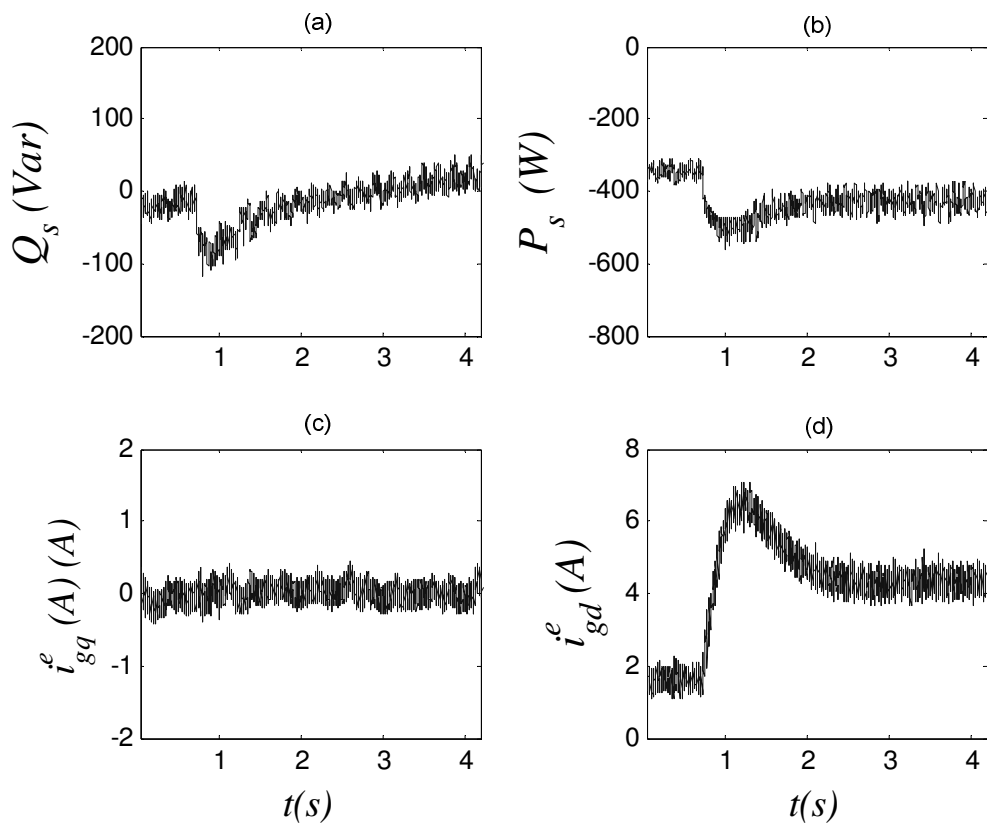


Figure 6.43- Controlador Clássico PI: Resultados Experimentais do teste de robustez e desempenho. (a) Potência reativa do estator (b) Potência ativa do estator. (c) Corrente  $i_{gq}^e$ . (d) Corrente  $i_{gd}^e$ .



## 6.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os resultados das simulações e experimentais obtidos para o controlador PI clássico, bem como para o controlador proposto aplicado em um gerador de indução duplamente alimentado, com intuito de avaliar o desempenho dos controladores e dar suporte a teoria apresentada.

Os resultados apresentados evidenciam que diante de variações paramétricas e variação de velocidade o desempenho dinâmico do DFIG com o controlador proposto permanece estável e com desempenho satisfatórios.

Finalmente, dos resultados com controlador PI clássico, observa-se que as variações paramétricas de 10% degradaram significativamente o desempenho dinâmico do DFIG e que para grandes variações dos parâmetros da máquina o sistema perde a estabilidade.

---

## CAPÍTULO 7

---

# CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE FUTURAS PESQUISAS

### 7.1. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a atual situação e a perspectiva de crescimento da potência eólica instalada no mundo, no Brasil e no estado do Ceará. Diante deste fato, realizou-se uma descrição das principais tecnologias utilizadas nas turbinas eólicas de velocidade variável dentre as comercialmente disponíveis na atualidade, optando-se pelas que utilizam o Gerador de indução duplamente alimentado (DFIG) com dois conversores fonte de tensão “*back-to-back*” com modulação PWM, que vem se tornando uma opção padrão para aplicações em altas potências devido o seu princípio de funcionamento.

A modelagem matemática do gerador de indução foi apresentada através dos procedimentos clássicos adotando-se a representação matricial dos sistemas. Para o controle dos conversores foi utilizado Controle Orientado pelo Campo (*FOC – Field Oriented Control*) de modo que máquina de indução se comporte como se fosse uma máquina de corrente contínua.

O controle do DFIG é realizado tradicionalmente por controladores PI clássico cujos ganhos são ajustados por tentativa e erro, Zeigler-Nichols ou alocação de pólos. O ajuste por tentativa e erro não é uma tarefa trivial, e necessita do conhecimento do comportamento dinâmico do sistema eólico. Além disso, os ganhos e constantes de tempo devem ser reajustados para diferentes condições de operação. Porém uma justificativa para o uso do controlador PI é evitar trabalhar com controladores não-lineares e devido à simplicidade de implementação. Porém, essa estrutura não garante a robustez com relação a variações paramétricas.

A metodologia para o projeto do controlador proposto foi apresentada como uma evolução da metodologia LQR que passa pelo projeto de controladores LQG e LQG/LTR e

finalmente chega-se ao controlador LQG/LTRI que foi testado para uma nova aplicação para o ajuste dos controladores do conversor do lado da máquina e do conversor do lado rede elétrica em um sistema de conversão eólica utilizando um gerador de indução duplamente alimentado.

A metodologia de controle proposta assegurou a robustez e o bom desempenho em relação à rejeição do erro de rastreamento, insensibilidade a variações paramétricas, além de permitir que as incertezas sejam incorporadas no projeto.

Testes de robustez e desempenho foram realizados para variações dos parâmetros internos da máquina e variações de referência de velocidade.

Resultados de simulação e experimentais obtidos em um protótipo de laboratório com uma máquina de 2kW são apresentados para validar e demonstrar o bom desempenho e robustez do controlador proposto comparado com o controlador clássico Proporcional-Integral (PI), em um sistema de geração eólica com máquinas DFIG.

Os resultados apresentados comprovam o bom desempenho dinâmico do DFIG com o controlador proposto dando suporte à análise teórica apresentada. Destaca-se que diante de variações paramétricas e variação de velocidade o desempenho dinâmico do DFIG não sofreu degradação significativa, permanecendo estável e com desempenho satisfatório. Já com controlador PI clássico observa-se que variações paramétricas de 10% degradaram significativamente o desempenho dinâmico do DFIG e que para grandes variações dos parâmetros da máquina o sistema perde a estabilidade.

O desenvolvimento desta proposta apresentou soluções originais para o projeto de controladores robustos aplicados no controle de uma planta eólica, de tal forma que se acredita que a referida proposta possa contribuir para a melhoria do desempenho da estabilidade dinâmica e transitória do DFIG integrado à rede elétrica.

## 7.2 SUGESTÕES DE FUTURAS PESQUISAS

- Verificar o comportamento dinâmico do DFIG durante afundamento de tensão no ponto de conexão comum (PCC).
- Aplicar o controlador robusto proposto para turbinas eólicas com geradores síncronos.

- Utilizar Algoritmos Genéticos para a busca das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$ .
- Utilizar para a busca das matrizes de ponderação das matrizes de ponderação e covariância para recuperação da malha a técnica “Evolutionary Particle Swarm Optimization” (EPSO).
- Aplicar os controles  $H_2$  e  $H_\infty$  para o controle dos conversores do lado do rotor e do lado da rede.
- Aplicar as desigualdades Matriciais Lineares (LMI) no controle do DFIG.
- Minimizar o critério quando sujeito às restrições na variável de controle.

---

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- ASTRÖM, K., HÄGGLUND, T.; “*PID Controllers: Theory, Design and Tuning*”. Instrument Society of America, 2<sup>nd</sup> Edition, 1995.
- Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL (2011) - Banco de Informações de Geração – BIG Disponível em: Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>> Acesso em 1 de agosto de 2011.
- ALMEIDA, R. G., PEÇAS, J. A., AND BARREIROS, J. A. L. “Improving power system dynamic behavior through doubly-fed induction machine controlled by static converter using fuzzy control,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, pp. 1942–1950, Nov 2004.
- AKHMATOV, V. “Analysis of Dynamic Behaviour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power”, Tese de doutoramento, Technical University of Denmark, 2003.
- ABREU, I. S. Controle Inteligente LQR Inteligente para Alocação de Autoestrutura. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Pará, Centro Tecnológico, Universidade Federal do Pará, Belém 2008.
- BARROS, L. S. MOTA, W. S. SILVA, J. J. BARROS, C. M. V. “An Optimal Control Strategy for DFIG”, *In: IEEE ICIT - International Conference on Industrial Technology*, 2010, Santiago. Proceedings on ICIT 2010, 2010.
- BLASKO, V. “Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 756-764, May/June 1997.
- BARROS, L. S. Uma Estratégia de Controle para o melhoramento do comportamento dinâmico de máquinas de indução duplamente alimentadas operando como geradores eólicos. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Campina Grande, 2006.

- BAZZO, T. P. M. Implementação de Controle Vetorial em Geradores Assíncronos. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica) - GRUCAD, UFSC, 2007.
- BELFEDAL, C. GHERBI, S. SEDRAOUI, M. MOREAU, S. CHAMPENOIS, G. ALLAOUI, T., AND DENAI, M. A. “Robust control of doubly fed induction generator for stand-alone applications,” *Electric Power Systems Research* , vol. 80, pp. 230–239, February 2010.
- BIM, E. *Máquinas Elétricas e Acionamento*-Rio de Janeiro:Elsevier, 2009.
- BOLDEA, I. “*Variable Speed Generators*”. 1st Ed., Boca Raton: Crc Press, 2006.
- BOSE, B. “*Modern Power Electronics and AC Drives*”, Prentice Hall PTR, 2001.
- BRITO FILHO, J.G. “Controle robusto LQR/LTR com recuperação do ganho da malha de transferência”. 2006. Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Eletrica, Universidade Federal do Maranhão - UFMA.
- CAMPOS, F. G. R. “Geração de energia a partir de fonte eólica com gerador assíncrono conectado a conversor estático duplo”, Dissertação de Mestrado em Engenharia - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2004, São Paulo.
- CRUZ, J. J. *Controle Robusto Multivariável*. São Paulo, SP: EdUSP – Editora da Universidade de São Paulo, 1996
- CHEE-MUN ONG. “*Dynamic simulation of electric machinery*”, Prentice Hall PTR, pp 167-258, 1998.
- CHEN, C. - T. “*Linear System Theory and Design*”, 3<sup>rd</sup> edn, Oxford University Press, 1999.
- CÂMARA, H.T. Uma contribuição ao controle de motores de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos. Tese de Doutorado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2007.
- CASTRO, J. C. V. Estudo Experimental da dinâmica e do sistema de controle de um satélite rígido-flexível. Dissertação (Mestrado em Mecânica Espacial e Controle) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2009.

- COSTA, J.P. MARQUES, J. GRUNDLING. PINHEIRO, H. “Comportamento Dinâmico Do Gerador De Indução Com Dupla Alimentação Orientado No Fluxo Estatórico”, *Revista Eletrônica de Potência-SOBRAEP* , vol. 11, no. 1, pp. 33-42, Março 2006.
- COSTA, J.P. Contribuição ao estudo do Gerador de Indução Duplamente Alimentado: operação durante distúrbios na rede elétrica. Tese de Doutorado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2010.
- CHWA, D. LEE, K. “ Variable Structure Control of the Active and Reactive Powers for a DFIG in Wind Turbines ,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2545 - 2555, Nov/Dec 2010.
- DATTA, R. AND RANGANATHAN, V.T. “Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 390-399, May 2006.
- DA SILVA, K. F. “Controle e integração de centrais eólicas à rede elétrica com geradores de indução duplamente alimentados” Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo , 2006.
- DELATORE, FABIO. DA CRUZ, J. J. LEONARDI, FABRIZIO; NOVAZZI, L. F. “Controle ótimo Aplicado a uma Rede de Trocadores de Calor. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática”, *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2010*, Bonito, MS, pp. 4089-4095, 2010.
- DOYLE, J. C., STEIN, G. “Multivariable Feedback Design: Concepts for a Classical/Modern Synthesis”, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-26, n°. 1, pp.4-16, 1981
- EPE, Plano Decenal de expansão de Energia 2020/Ministério de Minas e Energia. Empresa de Pesquisa Energética, Brasília: MME/EPE, 2011
- FERRÉ , A. BELLMUNT ,O. G. SUMPER ,A . SALA,M AND MATA,M. “Modeling and control of the doubly fed induction generator wind turbine ”,*Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 16, pp. 1365–1381, 2010.

- FERREIRA, J.F.S.B. “Controlo de Geradores de Indução Duplamente Alimentados em Turbinas Eólicas”. Dissertação-Universidade de Nova de Lisboa. Faculdade de Ciências e Tecnologia Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, 2009.
- FONSECA NETO, J.V. “Alocação Computacional Inteligente de Autoestruturas para Controle Multivariável”. Março de 2000- Tese de Doutorado - UNICAMP.
- FONSECA NETO, J. V, ABREU, I. S, SILVA, F.N. “Neural-Genetic State Space Controllers Synthesis Based on Linear Quadratic Regulator Design for Eigenstructure Assignment”, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*. Part B. Cybernetics, vol. 40, no. 2, pp. 266 - 285, April 2010.
- JACOBINA, C. B. DOS SANTOS, E.C. CORREA, M.B. DA SILVA, E.R.C. “Correia Sistema distribuído de geração de energia elétrica com gerador de indução interligado com a rede monofásica”, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, vol. 11, no. 1, pp. 43-51, Março 2006.
- JACOBINA, C. B., LIMA, A. M. N. “Estratégias de Controle Para Sistemas de Acionamento Com Máquina Assíncrona”, *Revista Brasileira de Controle & Automação* (SBA). São Paulo, v.7, n.1, p.15 - 28, 1996.
- GREENPEACE and EREC. Conselho Europeu de Energia Renovável (Erec).[r]evolução energética A caminho do desenvolvimento limpo, Dezembro 2010.
- GODPROMESSE, K. TAREK, A. FRANÇOISE, L, AMIR, A. JEAN, C. V. “An improved rotor resistance estimator for induction motors adaptive control,” *Elect. Power Syst. Res*, vol. 81, pp. 930–941, January 2011.
- HARRIS, BENJAMIN J. Matrix converter technology in doubly-fed induction generators for wind generators, Master of Engineering (Research) thesis, School of Electrical, Computer and Telecommunications Engineering - Faculty of Informatics, University of Wollongong, 2009.
- HAIBO, L. CHENGXIONG, M. JIMING, L.DAN, W. “Optimal regulator-based control of electronic power transformer for distribution systems”, *Electric Power Systems Research* vol 79, no. 6, pp. 863-870, June 2009



- HU, J. NIAN, H. HU, B. HE, Y. AND ZHU, Z. “Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1028–1039, Dec 2010.
- JOHNSON, M.J, GRIMBLE, M. A.” Recent trends in linear optimal quadratic multivariable control system design”. IEE Proceedings. Vol. 134, *Part D-Control Theory and Applications*, no.1, pp. 53-71. Jan. 1987
- KRAUSE, PAUL C. WASYNCZUK, O. SUDHOFF, S. D. “*Analysis of electric machinery*”, New York: McGraw-Hill, IEEE PRESS. 1995.
- KEDJAR, B. AL-HADDAD, K. "DSP-Based Implementation of an LQR With Integral Action for a Three-Phase Three-Wire Shunt Active Power Fil," *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 2821-2828, August 2009
- KOUTROULIS, E AND KALAITZAKIS,K. “Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , v.53, n.2, pp. 486-494, April 2006.
- KNEGT, A.H.M. GALVEZ, J. M. “Obtenção das incertezas para projeto de controladores Robustos para uma máquina de refrigeração. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática”, *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2004*, Gramado, 2004.
- KWAKERNAAK, H. AND SIVAN, R.“*Linear optimal control systems*”, NY, John Wiley, 1972.
- KRISTIANSEN. “Norwegiann micro saellite”, Thesis (Engineering Cybernetics), Trondheim Norwegian. 2000.
- KUNDUR. P. “*Power system stability and control* ”, (McCraw-HillInc, New Yark. 1994)
- LEWIS, FRANK L. AND VASSILIS L. SYRMOS (1995). *Optimal Control*. John Wiley and Sons, Inc.. USA.
- LIMA, F. K. A. “Aerogerador Baseado em Máquina de Indução Duplamente Alimentada – Suportabilidade para Afundamento de Tensão”. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro: COPPE/UFRJ, 2009.

- LIMA, F.K.A. LUNA, A. RODRIGUEZ, P. WATANABE, E. BLAABJERG, F. “ Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 118 –130, jan. 2010.
- LIMA, F.K.A. WATANABE, E. RODRIGUEZ, P e LUNA, A. “ Modelo simplificado para aerogeradores equipados com Gerador de indução duplamente alimentado”, *Revista Eletrônica de Potência-SOBRAEP* , vol. 16, no. 1, pp. 47-55, fev 2011.
- LIU, S. Y. “Controle Direto de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Fevereiro de 2011.
- LEITE, H.; BARROS, J.; MIRANDA, V. – Evolutionary Algorithm EPSO Helping Doubly-Fed Induction Generator in Ride-Through Fault in IEEE Power Tech Conference, Bucharest, Romania, 2009
- HAIBO, L. CHENGXIONG ,M. JIMING ,L.DAN ,W. “Optimal regulator-based control of electronic power transformer for distribution systems”, *Electric Power Systems Research* vol 79, pp. 863-870, 2009.
- HOLDSWORTH, L. WU, X. G, EKANAYAKE, J. K AND JENKINS, N.. “Comparison of a fixed and doubly-fed induction generator wind turbines during power system disturbances”, IEE Proc. Gener. Transm. Distrib, Vol.150, n.3. 2003, pp. 343-352.
- MATOS, E.J. Projetos de controladores robustos do tipo LQG/LTR para sistema multivariável instável com uso de pré-compensador dinâmico. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Belém, 2008.
- MACIEJOWSKI, J. M. Multivariable Feedback Design. Wokingham, U.K.: Addison Wesley, 1989.
- MARQUES, J. PINHEIRO, H. GRÜNDLING, H. A, PINHEIRO, J. R., Hey, H. L..“A Survey on Variable-Speed Wind Turbine System”, in *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência* , 2003, Fortaleza - CE.

- MARQUES, J. Turbinas Eólicas: Modelo, Análise e Controle do Gerador de Indução com Dupla Alimentação, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2004.
- QIAO, W. ZHOU, W ALLER, J. M. AND. HARLEY, R. G. "Wind speed estimation based sensorless output maximization control for a wind turbine driving a DFIG", I *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 23, no. 3, pp.1156 - 1169 , 2008.
- MOTA, W. S. "Simulação de Transitórios eletromecânicos em sistema de potência". Campina-Grande-PB: EPGRAF, 2006.
- MASSING, J.R. Análise da conexão de geradores eólicos duplamente alimentados com compensação série. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2008.
- MULLER, S., DEICKE, M., DE DONCKER, R. "Doubly fed induction generator systems for wind turbines", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8 (3), pp. 26–33, May-June 2002.
- NOVOTNY, D. W, LIPO, T.A. "*Vector Control and Dynamics of AC Drives*", Clarendon Press, Oxford, 1996.
- NUNES, M.A. "Avaliação do Comportamento de Aerogeradores de Velocidade Fixa e Variável Integrados em Redes Elétricas Fracas", Tese de Doutorado Pós Graduação em Engenharia Elétrica –Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- OLIVEIRA, R.G, SILVA, J. L, SILVA, S.R. "Desenvolvimento de uma nova estratégia de controle de potência reativa em gerador de indução de dupla alimentação para turbinas eólicas", *Revista Eletrônica de Potência-SOBRAEP* , vol. 13, no. 4, pp. 277-284, Novembro 2008.
- OLIVEIRA, R. G. "Contribuição Ao Controle de Um Sistema de Geração a Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Excitado". Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Abril de 2009.

- PATIN, N. NAASSANI, A. MONMASSON, E. LOUIS, J.P. “Sliding mode control of a doubly-fed induction generator”, *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference* , pp. 1–90, Aalborg 2008.
- PAPADOPOULOS, M. P. PAPATHANASSIOUS, S. A. 1999. “Dynamic Behavior of Speed Wind Turbines under Stochastic Wind”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 4 , (Dec),1999 . pp. 1617-1623.
- PETERSSON, A. “Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines”. Ph.D. dissertation, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Goteborg, 2005.
- POITIERS, F. BOUAOUICHE, T. AND MACHMOUM, M. “Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion”, *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 1085–1096, July 2009.
- PENA, R , CLARE, J. C. ASHER, G. M.” Doubly Fed Induction Generator using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable-Speed Wind-Energy Generation”. *IEE Proceedings - Electric Power Applications* , v. 143, n 3 (May), 1996. pp. 231-241.
- PINTO,Vandilberto. P, CAMPOS, J. C.T. “Modeling and Simulation of a Wind Plant Controlled By Quadratic Linear Regulator Connected To Electric Distribution System”. *Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2007*.
- PINTO, Vandilberto . P, CAMPOS, J. C. T, ROCHA, N, JACOBINA, C. B. “Controle Ótimo Aplicado à Máquina de Indução com Rotor Bobinado Operando Como Gerador”. Congresso Brasileiro de Automática, 2010, Bonito. *XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, 2010.
- PINTO, Vandilberto . P, CAMPOS, J. C. T, ROCHA, N, JACOBINA, C. B. “Controlador robusto multivariável com ação integral aplicado em um sistema de geração eólica”, *Revista Eletrônica de Potência-SOBRAEP* , vol. 16, no. 2, pp. 147-157, mar./mai 2011.
- PSIM, A software by Powersim Technologies, Professional Version 9.0, January 2010.

- QIAO, W. ZHOU, W ALLER, J. M. AND. HARLEY, R. G. "Wind speed estimation based sensorless output maximization control for a wind turbine driving a DFIG", I *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 23, no. 3, pp.1156 - 1169 , 2008.
- QU, L . QIAO, W. "Constant Power Control of DFIG Wind Turbines With Supercapacitor Energy Storage", *Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 359 - 367, Jan/Feb 2011.
- RÚBIO, F.R & SÁNCHEZ, M.J.L, 1996. *Control Adaptativo y Robusto*. Secretariado de Publicaciones de la Universidad de Sevilla, Sevilla.
- RÚNCOS, F. Modelagem, Projeto e Análise de Máquinas Assíncronas Trifásicas Duplamente Alimentadas Sem Escovas. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica-GRUCAD, UFSC, 2006.
- SANTOS FILHO, R. M. SEIXAS, P. F. CORTIZO, P. C. TORRES, L. A. B. SOUZA, A. F. "Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications", *Transactions on Industry Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 2923-2932, August 2008.
- SALMAN, S. K. TEO, A. L. J. Windmill Modeling Consideration and Factors Influencing the Stability of a Grid-Connected Wind Power-Based Embedded Generator in *IEEE Transactions on Power Systems*, v.18, n.2, pp.793-802, Mai, 2003.
- SALLES, M.B.C. "Modelagem e análises de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica",. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2009.
- SEINFRA - Secretaria da Infra-Estrutura do Ceará. "Mapa do Potencial Eólico do Estado do Ceará" 2002. Disponível em: <http://www.seinfra.ce.gov.br/> .Último acesso em 10 de janeiro de 2011.
- SINHA, ALOK.K." *Linear Systems: Optimal and Robust Control* ".CRC Press, 2007.
- SLOOTWEG, J. G. "Modelling and Impact on Power System Dynamics", Tese de doutoramento, Technical University of Delft, 2003.
- SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE. *Multivariable Feedback Control: Analysis end Design*. England: John Willey and Sons, 2005, second edition.

- STEIN, G., AND ATHANS, M. “The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-32, no. 2, pp. 105–114, Feb 1987.
- SGUAREZI FILHO, A.J AND RUPPERT FILHO, E. “A deadbeat active and reactive power control for doubly fed induction generator”, *Electric Power Components and Systems*, vol. 38, no.5, pp.592–602, July 2010.
- TROFINO, A, COUTINHO, D, BARBOSA, K. A, Sistemas multivariáveis: Uma abordagem via LMIs Versão preliminar, Florianópolis, agosto de 2003. Disponível em: <http://www.das.ufsc.br/~trofino/disciplinas/das-6600/>. Último acesso em 15 de janeiro de 2009.
- VIEIRA, R.P. Servocontrole de Velocidade Aplicado a Motores de Indução Monofásicos sem Sensores Mecânicos, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2008.
- VIEIRA, J.P.A., NUNES, M.V.A., AND BEZERRA, U. H. “Designing optimal controllers for doubly fed induction generators using a genetic algorithm,” *IET Generation, Transmission & Distribution (Print)*, vol. 3, no. 5, pp. 472–484, 2009.
- VIEIRA, J.P. Otimização De Controladores Utilizando Algoritmos Genéticos Para Melhoria Da Capacidade de Sobrevivência a Afundamentos de Tensão de Aerogeradores de Indução Duplamente Excitados. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Pará, Belém, 2009.
- VOLTOLINI, H. Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados com aplicação em Sistemas Eólicos. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica-GRUCAD, UFSC, 2007.
- ULLAH, N.R. “Grid Reinforcing Wind Generation”, Chalmers University of technology Goteborg, Sweden 2006.
- WWEA, World Wind Energy Association, “World Wind Energy Report 2010”, Data da publicação: Abril de 2011. Disponível em <http://www.wwindea.org>.

- WESSELS, C. GEBHARDT, F. FUCHS, F.W. “ Fault Ride-Through of a DFIG Wind Turbine Using a Dynamic Voltage Restorer During Symmetrical and Asymmetrical Grid Faults ”, *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 26, no. 3, pp. 807 – 815, March 2011.
- WONG, K. C., HO, S. L., AND CHENG, K. W. E. “ Direct control algorithm for doubly-fed induction generators in weak grids”, *IET Electric Power Applications* vol. 3, issue 4, pp. 371–380, July 2009.
- WU, F.; ZHANG, X.-P.; GODFREY, K.; JU, P. “ Small Signal Stability Analysis and Optimal Control of a Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator in ”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, v.1, n.5, pp.751-760, Set, 2007.
- ZHI, D., XU, L., AND WILLIAMS, B. “Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics* , vol. 25, no. 2, pp. 341–351, February 2010.
- ZHOU, K. *Essentials of Robust Control*, Ed. Prentice Hall, Inc., Nova Jersey, Estados Unidos da América, 1998.
- XU, L. “Coordinated Control of DFIG’s Rotor and Grid Side Converters During Network Unbalance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no 3 pp. 1041-1049, Mai 2008.

---

## ANEXO A

---

### TRANSFORMADA $dq0$

A transformada  $dq0$  é definida por:

$$Y_{\xi 123} = P Y_{\xi dq0}$$

onde  $Y_{\xi 123}$  e  $Y_{\xi dq0}$  ( $\xi = g, r, s$ ) representam os vetores de tensão, corrente ou fluxo com  $Y_{\xi 123} = [Y_{\xi 1} \ Y_{\xi 2} \ Y_{\xi 3}]^T$ ,  $Y_{\xi dq0} = [Y_{\xi q} \ Y_{\xi d} \ Y_{\xi 0}]^T$  e  $P$  é a matriz transformação definida por:

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos(\delta_p) & -\text{sen}(\delta_p) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos(\delta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \cos(\delta_p + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_p + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

onde  $\delta_p$  é o ângulo de transformação genérico:  $\delta_p = \delta_g$  para grandezas do estator da máquina ou da rede e  $\delta_p = \delta_g - \theta_r$  para as grandezas do rotor da máquina. Quando  $\delta_g = 0$  as grandezas  $dq0$  da máquina ou da rede estão no referencial estacionário, quando  $\delta_g = \delta_e$  as grandezas  $dq0$  da rede estão no referencial da tensão, quando  $\delta_g = \delta_a$  as grandezas  $dq0$  da máquina estão no referencial do rotor. As referências estacionário, da tensão, do fluxo do estator e do rotor são representados pelos expoentes 's', 'e', 'a' e 'r', respectivamente.



---

## ANEXO B

---

# LINEARIZAÇÃO DE SISTEMAS DINÂMICOS

Por natureza, as equações do gerador de indução e dos conversores de potência se baseiam em equações diferenciais e algébricas não-lineares. O processo de linearização torna-se fundamental, pois é possível aplicar os métodos de análise linear em um modelo linearizado que produza informações sobre o comportamento do sistema não-linear considerado (BARROS ; MOTA, 2006).

A técnica de linearização está baseada em expansão de uma função não linear em uma série de Taylor em torno do ponto de operação, os termos de maior ordem serão desprezados. Desta forma, serão considerados os termos lineares, estes termos devem ser suficientemente pequenos, isto é, os valores das variáveis se desviam apenas ligeiramente da condição de operação (nas vizinhanças das condições de operação), ou seja, deve ser usado para estudar o comportamento para pequenas perturbações (KWAKERNAAK; SIVAN, 1972), (CHEN, 1999).

Segundo (MOTA, 2006), experimentos com simulações têm evidenciado que sistemas de controle projetados através de modelos linearizados funcionam bem para o sistema não-linear original e que sistemas de potência com o uso de estabilizadores que se baseiam em modelos linearizados satisfazem os requisitos de controle pelas seguintes razões (MOTA, 2006): durante uma pequena perturbação, tais requisitos são normalmente satisfeitos; durante uma grande perturbação, os limites de excitação da máquina são geralmente atingidos e nenhum controlador adicional atua. E logo após a grande perturbação ser eliminada, o sistema retorna a sua operação em seu ponto de equilíbrio e os requisitos de controle são satisfeitos.

### B.1 MATRIZ JACOBIANA

Chama-se matriz jacobiana de  $f$  em  $(a_1 a_2 \dots a_n)$  a matriz do tipo  $\mathfrak{R}^{m \times n}$ , das derivadas parciais das componentes de  $f$  em  $(a_1 a_2 \dots a_n)$ , ou seja:

$$J_f(a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix} (a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n). \quad (\text{B.1})$$

Considere um sistema dinâmico não- linear que pode ser escrito com a notação matricial.

$$\dot{x} = f(x, u, t). \quad (\text{B.2})$$

Define-se  $x$  o vetor com  $n$  variáveis de estado.

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}. \quad (\text{B.3})$$

Admitindo-se que um sistema multivariável envolva  $n$  integradores, define-se  $u$  como o vetor com  $r$  sinais de entrada.

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix}. \quad (\text{B.4})$$

O sistema pode ser então escrito por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= f_1(x_1, \dots, x_n; u_1, \dots, u_r, t) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n; u_1, \dots, u_r, t). \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

As perturbações da função não linear podem ser expressas em expansão em série de Taylor em torno do ponto de operação (KUNDUR, 1994):

$$\dot{x}_i = \dot{x}_{i0} + \Delta \dot{x}_i = f_i[(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u)],$$

$$\begin{aligned}
&= f_i(x_0, u_0) + \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \Delta x_n + \\
&+ \frac{\partial f_i}{\partial u_1} \Delta u_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial u_r} \Delta u_r
\end{aligned} \tag{B.6}$$

Sendo  $\dot{x}_{i0} = f_i(x_0 + \Delta x)$  o ponto de operação, obtém-se:

$$\dot{x}_i = \frac{\partial f_i}{\partial x_1} \Delta x_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \Delta x_n + \frac{\partial f_i}{\partial u_1} \Delta u_1 + \dots + \frac{\partial f_i}{\partial u_r} \Delta u_r \tag{B.7}$$

Com  $i=1, 2, \dots, n$ .

Então a equação linearizada pode ser escrita da seguinte forma (KUNDUR, 1994):

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u. \tag{B.8}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_i}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad e \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_i}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial u_r} \\ \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \dots & \frac{\partial f_i}{\partial u_r} \end{bmatrix}. \tag{B.9}$$

Sendo  $A$  matriz de estados e  $B$  a matriz de entradas.

## B.2 LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR DO LADO DA MÁQUINA

As equações (2.74), (2.75) e (2.8) podem ser reescritas segundo as equações diferenciais (B.10-B. 13):

$$f_1 = \frac{di_{dr}^a}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left( v_{dr}^a - R_r i_{dr}^a + \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}^a \right), \tag{B.9}$$

$$f_2 = \frac{di_{qr}^a}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} \left( v_{qr}^a - R_r i_{qr}^a - \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr}^a - \frac{\omega_{sl} L_m}{L_s} \lambda_s \right), \tag{B.10}$$

$$f_3 = \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{2H}(T_m - T_e - D_t \omega_m). \quad (\text{B.11})$$

Definindo-se como vetor de estados

$$x = \begin{bmatrix} i_{dr}^a & i_{qr}^a & \omega_m \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B.12})$$

e vetor de entrada

$$u = \begin{bmatrix} v_{dr}^a & v_{qr}^a & T_e \end{bmatrix}^T. \quad (\text{B.13})$$

Calculando as derivadas parciais das funções com relação aos estados obtém-se:

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_{dr}^a} = -\frac{R_r}{L_r \sigma}, \quad \frac{\partial f_1}{\partial i_{qr}^a} = \omega_{sl}, \quad \frac{\partial f_1}{\partial \omega_m} = 0, \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_{dr}^a} = -\omega_{sl}, \quad \frac{\partial f_2}{\partial i_{qr}^a} = -\frac{R_r}{L_r \sigma}, \quad \frac{\partial f_2}{\partial \omega_m} = 0, \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial i_{dr}^a} = 0, \quad \frac{\partial f_3}{\partial i_{qr}^a} = 0, \quad \frac{\partial f_3}{\partial \omega_m} = -\frac{D_t}{2H}. \quad (\text{B.16})$$

Logo tem-se as matrizes  $A$  e  $B$ .

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_t}{2H} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_r \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.17})$$

Colocando na forma de equação de estado tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{dr}^a}{dt} \\ \frac{di_{qr}^a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_t}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr}^a \\ i_{qr}^a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dr}^a \\ v_{qr}^a \\ T_e \end{bmatrix}. \quad (\text{B.18})$$

## 2.8 A LINEARIZAÇÃO DO MODELO DO CONVERSOR DO LADO DA REDE

As equações (2.81-2.83) podem ser reescritas segundo as equações diferenciais (B.19-B.21):

$$f_4 = \frac{di_{gd}^e}{dt} = -\frac{R}{L}i_{gd}^e + \omega_e Li_{gq}^e + \frac{1}{L}(e_{gd}^e - v_{gd}^e), \quad (\text{B.19})$$

$$f_5 = \frac{di_{gq}^e}{dt} = -\frac{R}{L}i_{gq}^e - \omega_e Li_{gd}^e + \frac{1}{L}(e_{gq}^e - v_{gq}^e), \quad (\text{B.20})$$

$$f_6 = \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_{cg}}{C_c} - \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c}. \quad (\text{B.21})$$

Definindo-se como vetor de estados

$$x = \begin{bmatrix} i_{gd}^e & i_{gq}^e & v_c \end{bmatrix}^T, \quad (\text{B.22})$$

e vetor de entrada

$$u = \begin{bmatrix} v_{gd}^e & v_{gq}^e & i_{cg} \end{bmatrix}^T. \quad (\text{B.23})$$

Calculando as derivadas parciais das funções com relação aos estados obtém-se:

$$\frac{\partial f_4}{\partial i_{gd}^e} = -\frac{R}{L}, \quad \frac{\partial f_4}{\partial i_{gq}^e} = \omega_e, \quad \frac{\partial f_4}{\partial v_c} = 0, \quad (\text{B.24})$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial i_{gd}^e} = -\omega_e, \quad \frac{\partial f_5}{\partial i_{gq}^e} = -\frac{R}{L}, \quad \frac{\partial f_5}{\partial v_c} = 0, \quad (\text{B.25})$$

$$\frac{\partial f_6}{\partial i_{gd}^e} = -\frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c}, \quad \frac{\partial f_6}{\partial i_{gq}^e} = 0, \quad \frac{\partial f_6}{\partial v_c} = \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2}. \quad (\text{B.26})$$

Logo tem-se as matrizes A e B.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c} & 0 & \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.27})$$

O modelo linearizado para o projeto dos controladores do conversor do lado da rede elétrica pode ser escrito na forma de equação de estados a seguir:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{gd}^e}{dt} \\ \frac{di_{gq}^e}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} & 0 \\ -\frac{3v_{gd}^e}{2C_c v_c} & 0 & \frac{3v_{gd}^e i_{gd}^e}{2C_c v_c^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}^e \\ i_{gq}^e \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{gd}^e \\ v_{gq}^e \\ i_{cg} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.28})$$



Os valores singulares algumas vezes são chamados de valores principais ou ganhos principais e as direções associadas são chamadas direções principais.

Os vetores colunas de  $U$ , denotados por  $u_i$ , representam as direções de saída da planta. São ortogonais e de comprimento unitário, isto é,

$$\|u_i\|_2 = \sqrt{|u_{i1}|^2 + |u_{i2}|^2 + \dots + |u_{in}|^2} = 1 \quad (\text{C.4})$$

e

$$u_i^H u_i = 1, \quad u_i^H u_j = 0, \quad i \neq j \quad (\text{C.5})$$

Semelhantemente, os vetores colunas de  $V$ , denotados por  $v_i$ , são ortogonais de comprimento unitário e representam as direções de entrada.

As direções de entrada e saída estão diretamente relacionadas com os valores singulares. Tem-se que  $V$  é unitária, então  $V^H V = I$ , logo (C.1) pode ser escrita como  $GV = U \Sigma$  que para a coluna  $i$  torna-se:

$$Gv_i = \sigma_i u_i \quad (\text{C.6})$$

sendo  $v_i$  e  $u_i$  são vetores,  $\sigma_i$  é um escalar. Se for considerada uma entrada na direção  $v_i$ , a saída será na direção  $u_i$ . Além disso, se  $\|v_i\|_2 = 1$  e  $\|u_i\|_2 = 1$  o  $i$ -ésimo valor singular  $\sigma_i$  dará diretamente o ganho de  $G$  nessa direção. Em outras palavras:

$$\sigma_i(G) = \|Gv_i\|_2 = \frac{\|Gv_i\|_2}{\|v_i\|_2}, \quad (\text{C.7})$$

Pode-se citar algumas vantagens em se usar SVD na análise de ganhos e direções de plantas multivariáveis:

1. Os valores singulares fornecem melhores informações sobre os ganhos da planta.
2. As direções da planta obtidas pela SVD são ortogonais.
3. A SVD também é aplicada diretamente em plantas não-quadradas.

Pode ser mostrado que o maior ganho para qualquer direção de entrada é igual ao valor singular máximo (SKOGESTAD; POSTLETHWAITE, 2005):

$$\bar{\sigma}(G) \equiv \sigma_1(G) = \max_{d \neq 0} \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} = \frac{\|Gv_1\|_2}{\|v_1\|_2} \quad (\text{C.8})$$



e que o menor ganho para qualquer direção de entrada é igual ao valor singular mínimo:

$$\underline{\sigma}(G) \equiv \sigma_k(G) = \min_{d \neq 0} \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} = \frac{\|Gv_k\|_2}{\|v_k\|_2}, \quad (\text{C.9})$$

sendo  $k = \min\{l, m\}$ . Assim, para qualquer vetor  $d$  tem-se:

$$\underline{\sigma}(G) \leq \frac{\|Gd\|_2}{\|d\|_2} \leq \bar{\sigma}(G) \quad (\text{C.10})$$

Os valores singulares são usualmente colocados em gráficos de magnitude de Bode como ilustra Figura C.1,  $\bar{\sigma}(G)$  e  $\underline{\sigma}(G)$  corresponde à curva de valores singulares máximos e mínimos respectivamente.

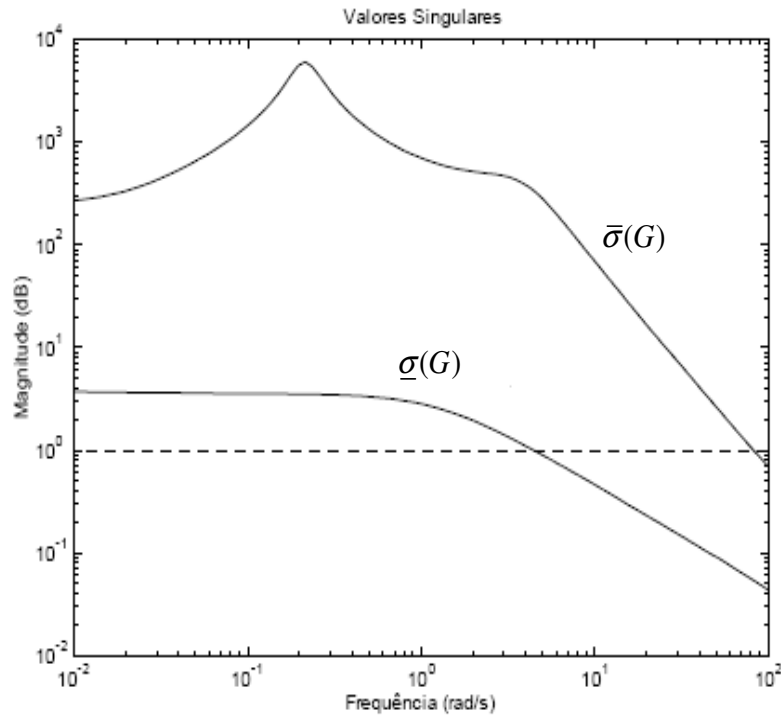


Figura C.1 -Gráficos Típicos de Valores Singulares

---

## ANEXO D

---

# PARÂMETROS DO SISTEMA DE CONVERSÃO EÓLICA

Parâmetros do DFIG

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência	2k	W
Resistência no Estator ( $R_s$ )	3	Ohms
Resistência no Rotor ( $R_r$ )	2.9876	Ohms
Indutância no Estator ( $L_s$ )	0.0149	H
Indutância no Rotor ( $L_r$ )	0.015	H
Indutância Mútua ( $L_m$ )	0.5992	H
Constantes de Inércia ( $H_T$ )	0.01	-
Coefficiente de Inércia no eixo ( $D_i$ )	0.015	Nms/(rad)
Tensão Nominal ( $V_{nom}$ )	220	V
Corrente Nominal ( $I_{nom}$ )	3.66	A
Conjugado ( $T_{nom}$ )	6.36	Nm
Velocidade nominal ( $\omega_{nom}$ )	377	rad/s
Frequência (fs)	60	Hz
Número de pares de pólos (P)	1	-