



ROGÉRIO VANI JACOMINI

“CONTROLE SENSORLESS DO GERADOR DE INDUÇÃO
DUPLAMENTE ALIMENTADO OPERANDO COM AFUNDAMENTOS
DE TENSÃO”

CAMPINAS

2012



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

ROGÉRIO VANI JACOMINI

“CONTROLE SENSORLESS DO GERADOR DE INDUÇÃO DUPLA-
MENTE ALIMENTADO OPERANDO COM AFUNDAMENTOS DE TEN-
SÃO ”

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Tese de doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Rogério Vani Jacomini, e orientada pelo Prof. Dr. Edson Bim

CAMPINAS

2012

iii

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

J159c Jacomini, Rogério Vani
Controle sensorless do gerador de indução
duplamente alimentado operando com afundamentos de
tensão / Rogério Vani Jacomini. --Campinas, SP: [s.n.],
2012.

Orientador: Edson Bim.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Máquinas elétricas de indução. 2. Controle
vetorial. 3. Energia eólica. 4. Acionamento elétrico. I.
Bim, Edson, 1952-. II. Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. III. Título.

Título em Inglês: Sensorless control of doubly fed induction generator operating with
voltage sags

Palavras-chave em Inglês: Doubly fed induction machine, Flux oriented control,
Reactive power control, Wind energy

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Fernando Luiz Marcelo Antunes, Selênio Rocha Silva, José
Antenor Pomílio, Luiz Carlos Kretly

Data da defesa: 11-10-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Rogério Vani Jacomini

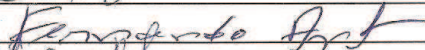
Data da Defesa: 11 de outubro de 2012

Título da Tese: "Controle Sensorless do Gerador de Indução Duplamente Alimentado Operando com Afundamentos de Tensão"

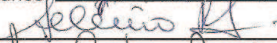
Prof. Dr. Edson Bim (Presidente):



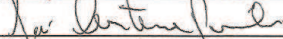
Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes:



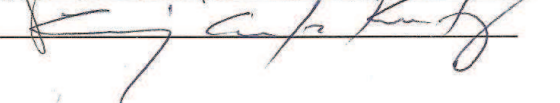
Prof. Dr. Selênio Rocha Silva:



Prof. Dr. José Antenor Pomílio:



Prof. Dr. Luiz Carlos Kretly:



*Aos meus pais, meus tios
e à minha esposa.*

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Edson Bim pela oportunidade da realização desse trabalho, orientação e valorosa discussões durante este trabalho.

À minha família, pelo incentivo e apoio constante nos anos de formação pessoal e acadêmica.

À minha esposa Elaine pelo apoio e sacrifício durante estes anos de estudo.

Aos colegas de trabalho do laboratório Rodrigo, Paulo e Alex pelo companheirismo, amizade e as trocas de experiências.

Aos colegas da FEEC e do DEMIC a convivência descontraída, companheirismo e amizade.

Aos membros da banca examinadora os comentários, sugestões e contribuições, que ajudaram a melhorar a qualidade e a redação final do manuscrito.

À FEEC/UNICAMP a ótima estrutura que oferece aos estudantes e pesquisadores.

À CAPES o portal de periódicos eletrônicos, que permite o acesso rápido e eficiente ao conhecimento científico.

“Nas grandes batalhas da vida, o primeiro passo para a vitória é o desejo de vencer!”

Mahatma Gandhi

Resumo

Uma das questões mais importantes na operação do gerador de indução duplamente alimentado conectado à rede elétrica é a vulnerabilidade do conversor eletrônico de potência conectado aos terminais do rotor, durante afundamentos de tensão. As reduções bruscas de tensão nos terminais de estator produzem altas correntes transitórias nos enrolamentos do estator e do rotor que podem ultrapassar o limite de corrente suportado pelo conversor e, conseqüentemente, o limite de tensão do elo cc. Os códigos atuais de rede estabelecem que um gerador de energia eólica deve permanecer conectada à rede e ainda ser capaz de dar suporte de tensão mediante o fornecimento de potência reativa adicional durante o afundamento de tensão. Nesta tese é proposta uma estratégia de controle direto de potência para o gerador de indução duplamente alimentado com o objetivo de se obter uma resposta dinâmica rápida e sem oscilações das potências de estator, quando o gerador é submetido a afundamentos de tensão, sendo que a determinação da posição de rotor utilizada na transformação do sistema de referência síncrono (coordenadas dq) para o sistema fixado no rotor (coordenadas mn) é obtida a partir de um observador MRAS do fluxo de estator. Acrescenta-se ainda, diferentemente do que é encontrado na literatura afim, que o algoritmo do controle direto de potência proposto é escrito a partir da equação dinâmica de rotor, na qual as magnitudes do fluxo e da tensão de estator são admitidas variantes durante o transitório, sendo as variáveis de controle, nesta

proposta, as componentes de eixo direto e quadratura da tensão de rotor. Para analisar e validar a estratégia de controle e o observador MRAS propostos é realizada a simulação da operação de um gerador de 2,2 kW sob afundamentos equilibrado e desequilibrado de tensão. Testes experimentais são também realizados e analisados para este mesmo gerador sob afundamentos equilibrados de tensão de 25%, 40% e 90% em relação à tensão nominal de estator e de 40%, para o afundamento desequilibrado.

Palavras-chave: Gerador de indução duplamente alimentado, afundamento de tensão, controle por orientação da tensão de estator, controle direto de potência ativa e reativa, observador MRAS.

Abstract

One of the most important issues of the doubly fed induction generator operating in parallel with the grid is the vulnerability of the power-electronic converter connected to the terminals of the rotor when voltage sags occur in the grid. The sudden reductions of the voltage at the supply terminals of the generator produce high current transients in the stator and rotor windings, which can exceed the rotor-side converter current limit and, consequently, the dc-link voltage limit. The new grid codes establish that a wind turbine generator must remain connected to the grid and still support the supply voltage with the provision of additional reactive power during severe voltage sags. This thesis proposes a strategy of direct power control to the doubly fed induction generator in order to obtain a fast dynamic response and no oscillations of the stator power when the generator is subjected to voltage sags. The determination of rotor position to achieve the transformation from synchronous reference frame (dq coordinates) to rotor reference frame (mn coordinates), is carried out from a MRAS observer of the stator flux. It is further, unlike what is found in the technical literature, the control algorithm is obtained from the rotor dynamic equation, in which the magnitude of stator flux and stator voltage are admitted variant during the voltage sags, being that the control variables are the direct and quadrature components of the rotor voltage. To analyze and validate the proposed control strategy and o MRAS observer, the simulation of operation of a 2.2 kW

generator under balanced and unbalanced voltage sag is performed. Experimental tests are also performed and analyzed for the same generator under balanced voltage sag of 25%, 40% and 90% with respect to the stator nominal voltage and of 40 %, for the unbalanced voltage sag.

Keywords: Doubly fed induction generator, voltage sags, stator voltage oriented, direct power control, model reference adaptive system.

Lista de Figuras

| | | |
|-----|--|----|
| 1.1 | Requisitos técnicos do operador do sistema de transmissão alemão (E.on Netz) para (a) operação e (b) regulação de tensão terminal, durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007) | 3 |
| 1.2 | Requisitos técnicos do operador do sistema de transmissão espanhol para (a) operação e (b) regulação de tensão terminal, durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007) | 3 |
| 1.3 | Requisitos técnicos do operador nacional do sistema elétrico (ONS) para operação durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007) | 4 |
| 1.4 | Sistema de geração eólica usando GIDA equipado com circuito “crowbar” | 4 |
| 2.1 | Relação entre a orientação do fluxo de estator e da tensão de estator. | 22 |
| 2.2 | Diagrama vetorial da MIDA. | 24 |
| 2.3 | Tensão de saída do conversor representada por vetores espaciais. | 25 |
| 2.4 | Seleção dos vetores de chaveamento ótimo para o vetor fluxo de rotor no setor 1 | 26 |
| 3.1 | Vetor tensão de estator e seus vetores de sequência negativa e positiva. | 28 |
| 3.2 | Circuito equivalente do GIDA com o rotor em aberto representado no sistema síncrono. | 29 |
| 3.3 | Variação da magnitude da tensão de rotor durante mudanças abruptas da tensão de estator trifásica. | 35 |

| | | |
|------|---|----|
| 3.4 | Variação das components do fluxo de estator de eixo d e q durante mudanças abruptas da tensão de estator trifásica. | 36 |
| 3.5 | Tensões de estator para tensões de estator desequilibradas. | 38 |
| 3.6 | Componentes de sequência positiva e negativa da tensão de estator no sistema estacionário. | 39 |
| 3.7 | Esquema de controle por orientação da tensão de estator e modelo do GIDA para simulação. | 40 |
| 3.8 | Comportamento das potências de estator. | 43 |
| 3.9 | Comportamento das correntes trifásicas de estator e rotor. | 44 |
| 3.10 | Comportamento das tensões de rotor no sistema de referência rotórico. | 44 |
| 3.11 | Comportamento das potências de estator. | 45 |
| 3.12 | Comportamento das correntes trifásicas de estator e rotor. | 46 |
| 3.13 | Comportamento das tensões de rotor no sistema de referência rotórico. | 46 |
| 4.1 | Controlador de CDP proposto. | 54 |
| 4.2 | Variação de v_{rd} em função da indutancia mutua L_m | 56 |
| 4.3 | Variação de v_{rq} em função da indutancia mutua L_m | 56 |
| 4.4 | Diagrama de bloco do controlador e do modelo representativo do GIDA. | 59 |
| 4.5 | CDP proposto para condição da tensão de rede constante. | 60 |
| 4.6 | Afundamentos de tensão equilibrado (a) e desequilibrado (b) no terminal de estator. | 61 |
| 4.7 | Resposta para afundamentos de tensão equilibrado (a)-(d) e desequilibrado (e)-(h). | 62 |
| 4.8 | Efeito da redução de 50% em L_m e do aumento de 50% em r_r na resposta das potências de estator para afundamento de tensão. | 64 |
| 4.9 | Efeito do limite da tensão de rotor na resposta das potências de estator para condição normal da rede. | 65 |

| | | |
|------|--|----|
| 4.10 | Efeito do limite da tensão de rotor na resposta das potências de estator para um afundamento de tensão equilibrado de 70%. | 66 |
| 5.1 | Esquema geral do MRAS para o GIDA. | 71 |
| 5.2 | Diagrama de bloco do MRAS para estimação da posição de rotor. | 74 |
| 5.3 | Diagrama de bloco do sistema de controle implementado. | 76 |
| 5.4 | Determinação da sequência positiva e negativa da tensão de estator baseado no DSOGI-QSG. | 79 |
| 6.1 | Respostas da posição de rotor da máquina e da posição de rotor estimado do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro redução de 50% em L_m | 84 |
| 6.2 | Resposta do fluxo de estator do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro de 50% em L_m | 85 |
| 6.3 | Resposta das potências de estator do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro redução de 50% em L_m | 85 |
| 6.4 | Estimação da posição de rotor com MRAS, admitindo o erro de -50% em L_m | 86 |
| 6.5 | Comportamento dinâmico do GIDA durante afundamento de tensão equilibrado. | 87 |
| 6.6 | Resposta para o observador MRAS durante de afundamento de tensão equilibrado. | 88 |
| 6.7 | Comportamento dinâmico do GIDA durante afundamento de tensão desequilibrado. | 90 |
| 6.8 | Resposta para o observador MRAS durante de afundamento de tensão desequilibrado. | 91 |
| 6.9 | Respostas das potências de estator e correntes de estator e rotor durante afundamento de tensão equilibrada considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes. | 94 |
| 6.10 | Respostas do observador MRAS durante afundamento de tensão equilibrado, considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes. | 95 |

| | | |
|------|--|-----|
| 6.11 | Respostas das potências de estator e correntes de estator e rotor para afundamento de tensão desequilibrado considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes. | 96 |
| 6.12 | Respostas do observador MRAS durante afundamento de tensão desequilibrado considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes. . | 97 |
| 6.13 | Resposta do DFIG sob dois afundamentos de tensão trifásico e equilibrado consecutivos: um de 30% e o outro de 90% da tensão nominal de estator com duração de 400 ms (de 5.6 à 6 seg.) e 150 ms (de 6.2 à 6.35 seg.), respectivamente. . . . | 98 |
| 6.14 | Resposta do DFIG com um erro de 50% em L_m e em r_r no controlador sob dois afundamentos de tensão trifásico e equilibrado consecutivos: um de 30% e o outro de 90% da tensão nominal de estator com duração de 400 ms (de 5.6 à 6 seg.) e 150 ms (de 6.2 à 6.35 seg.), respectivamente. | 99 |
| 7.1 | Gerador de afundamento de tensão. | 103 |
| 7.2 | Diagrama esquemático do sistema implementado. | 104 |
| 7.3 | Foto da bancada. | 105 |
| 7.4 | Potências de estator e correntes trifásicas de estator e rotor: (a) 1 kW/div, 1 kVAR/div, (b) 4 A(pico)/div e (c) 8 A(pico)/div. | 107 |
| 7.5 | Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta \psi_s $ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div. | 108 |
| 7.6 | Velocidade de rotor, posição de rotor, potências de estator e correntes trifásicas de estator e rotor: 900 rpm/div, π rad/div, 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div. | 109 |
| 7.7 | Zoom na posição de rotor: 900 rpm/div e 3π rad/div. | 110 |
| 7.8 | Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta \psi_s $ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div. | 111 |
| 7.9 | Tensão do estator: 90 V(pico)/div. | 113 |

| | | |
|------|---|-----|
| 7.10 | Potências e componentes da corrente de estator: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div. | 114 |
| 7.11 | Correntes trifásicas de estator e de rotor: (estator) 4 A(pico)/div e (rotor) 8 A(pico)/div. | 115 |
| 7.12 | Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta \psi_s $ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div. | 116 |
| 7.13 | Tensões de estator equilibradas com magnitude de 110% acima do seu valor nominal—antes e depois— de uma queda de tensão de 40%: 90 V(pico)/div. | 117 |
| 7.14 | Potências e componentes da corrente de estator para queda de tensão conforme apresentada na Figura 7.13: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div. | 118 |
| 7.15 | Correntes trifásicas de estator e de rotor para queda de tensão conforme apresentada na Figura 7.13: 4 A(pico)/div e 8 A(pico)/div. | 118 |
| 7.16 | Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta \psi_s $ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div. | 119 |
| 7.17 | Afundamento de tensão desequilibrado com fator de desequilíbrio de $\approx 40\%$: 90 V(pico)/div e $U_f=50\%$ /div. | 120 |
| 7.18 | Potências e componentes da corrente de estator: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div. | 121 |
| 7.19 | Correntes trifásicas de estator e de rotor: 4 A(pico)/div e 8 A(pico)/div. | 121 |
| 7.20 | Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta \psi_s $ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div. | 122 |
| B.1 | Modulação por vetores espaciais (<i>SVM</i>). | 130 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|-----|
| 3.1 | Durante o afundamento de tensão | 31 |
| 3.2 | Durante a recuperação de tensão | 31 |
| 3.3 | Durante o afundamento da tensão | 33 |
| 3.4 | Durante a recuperação da tensão | 34 |
| 6.1 | | 92 |
| A.1 | Parâmetros e valores de base do GIDA | 126 |
| A.2 | Ganhos dos controladores do CDP e do observador MRAS | 127 |
| B.1 | Definição dos tempos para os sinais de <i>PWM</i> | 132 |
| B.2 | Registradores de comparação em função do setor e do tempo de serviço. | 133 |

Lista de Símbolos

\bar{v} , \bar{i} e $\bar{\psi}$ - Vetores espaciais tensão, corrente e fluxo, respectivamente

v , i e ψ - Componentes tensão, corrente e fluxo, respectivamente

V_∞ - Tensão da barra infinita

V_{s+} e V_{s-} - Magnitude de sequencia positiva e negativa da tensão de estator

V_{dc} - Tensão CC do inversor

$V_{s,ab}$ e $V_{s,bc}$ - Tensões de linha abc no circuito de estator

$V_{r,ab}$ e $V_{r,bc}$ - Tensões de linha abc no circuito de rotor

i_{sa} e i_{sb} - Correntes de fase abc no circuito de estator

i_{ra} e i_{rb} - Correntes de fase abc no circuito de rotor

S_s e S_r - Potências aparentes de estator e de rotor

P_s e P_r - Potências ativas de estator e de rotor

Q_s e Q_r - Potências reativas de estator e de rotor

P_{eixo} - Potência de eixo

T_{eixo} - Torque de eixo

T_{em} - Torque eletromagnético

J - Constante de Inércia

- r - Resistência
 L - Indutância própria
 L_m - Indutância de magnetização
 L_{ls} e L_{lr} - Indutâncias de dispersão de estator e de rotor
 x_s e x_r - Reatâncias de estator e de rotor
 x_{ls} e x_{lr} - Reatâncias de dispersão de estator e de rotor
 x_m - Reatância de magnetização
 σ - Coeficiente total de dispersão
 k_s e k_r - Fatores de acoplamento de estator e de rotor
 ω_1 - Frequência elétrica de estator
 ω_{rm} - Velocidade mecânica de rotor em radianos mecânicos por segundo
 ω_r - Velocidade mecânica de rotor em radianos elétricos por segundo
 s - Escorregamento
 T_s - Tempo de amostragem
 K_i - Ganho do controlador integrador
 K_p - Ganho do controlador proporcional

Superscripts

- * Valor de referência
- ^ Valor estimado

Subscripts

- s, r estator, rotor
- α, β coordenada do sistema de referência estacionário
- d, q coordenada do sistema de referência síncrono
- m, n coordenada do sistema de referência referência rotórico

Acrônimos

- GIDA - Gerador de Indução Duplamente Alimentado
- DFIG - Doubly Fed Induction Generator
- MIDA - Máquina de Indução Duplamente Alimentado
- LVRT - Low Voltage Ride Through Capability
- MI - Motor de Indução
- CDP - Controle Direto de Potência
- DPC - Direct Power Control
- DTC - Direct Torque Control
- MRAS - Model Reference Adaptive System
- PI - Proporcional-Integral
- SVM - Space Vector Modulation
- PWM - Pulse Width Modulation
- FOC - Field Orientation Control
- DSP - Digital Signal Processor

Sumário

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | Introdução | 1 |
| 1.1 | Contextualização | 1 |
| 1.2 | Estado da Arte | 5 |
| 1.2.1 | Operação com tensão de estator equilibrada | 5 |
| 1.2.2 | Rede com afundamentos de tensão | 9 |
| 1.2.3 | Controle “ <i>sensorless</i> ” | 13 |
| 1.3 | Contribuição da Tese | 14 |
| 1.4 | Organização do texto | 15 |
| 2 | Modelo e Controle da Máquina de Indução Duplamente Alimentada | 17 |
| 2.1 | Introdução | 17 |
| 2.2 | Modelo dinâmico | 17 |
| 2.2.1 | Potência e torque eletromagnético | 19 |
| 2.3 | Controle vetorial | 20 |
| 2.3.1 | Orientação do fluxo de estator | 21 |
| 2.3.2 | Orientação da tensão de estator | 21 |
| 2.4 | Controle direto de potência | 22 |
| 3 | Operação do Gerador de Indução Duplamente Alimentado durante Afundamento de Tensão | 27 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 3.1 | Introdução | 27 |
| 3.2 | Afundamento equilibrado de tensão | 28 |
| 3.3 | Sob afundamento desequilibrado de tensão | 35 |
| 3.4 | Resultados de simulação | 40 |
| 4 | Estratégia de Controle da Suportabilidade do Gerador de Indução Dupla- mente Alimentado | 49 |
| 4.1 | Introdução | 49 |
| 4.2 | Projeto do controlador proposto | 50 |
| 4.3 | Algoritmo de controle para o CDP proposto | 52 |
| 4.4 | Análise de sensibilidade a parâmetros | 55 |
| 4.5 | Geração das referências de potências ativa e reativa | 56 |
| 4.6 | Análise da estratégia de controle proposto através de simulação | 58 |
| 4.7 | Limite da tensão do “ <i>link DC</i> ” | 63 |
| 5 | Observador MRAS do Fluxo de Estator | 69 |
| 5.1 | Introdução | 69 |
| 5.2 | Observador MRAS da posição/velocidade do rotor | 70 |
| 5.2.1 | Observador MRAS baseado no fluxo de estator | 71 |
| 5.3 | Estimador da posição de rotor em malha aberta | 72 |
| 5.3.1 | Mecanismo de adaptação proposto | 73 |
| 5.4 | Procedimentos adotados para a obtenção do algoritmo do observador MRAS | 74 |
| 5.5 | Diagrama esquemático do sistema de controle | 75 |
| 5.5.1 | Deteção de sequência positiva da tensão de estator descrita nas coorde- nadas $\alpha\beta$ | 78 |
| 6 | Resultados de Simulação | 81 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 6.1 | Introdução | 81 |
| 6.2 | Resultados | 82 |
| 6.2.1 | Operação com tensão equilibrada | 83 |
| 6.2.2 | Operação com afundamento de tensão equilibrado | 84 |
| 6.2.3 | Operação com afundamento de tensão desequilibrado | 89 |
| 6.2.4 | Operação com afundamento de tensão equilibrado e desequilibrado admitindo erros nos parâmetros e ruídos tensões e correntes medidas | 89 |
| 7 | Resultados Experimentais | 101 |
| 7.1 | Introdução | 101 |
| 7.2 | Descrição da bancada experimental | 101 |
| 7.3 | Testes para validação da estratégia de controle proposta | 103 |
| 7.3.1 | Condição normal da rede | 106 |
| 7.3.1.1 | Velocidade constante | 106 |
| 7.3.1.2 | Velocidade variável | 106 |
| 7.3.2 | Afundamento de tensão equilibrado | 108 |
| 7.3.3 | Afundamento de tensão desequilibrado | 112 |
| 8 | Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros | 123 |
| 8.1 | Conclusão | 123 |
| 8.2 | Sugestões para trabalhos futuros | 124 |
| A | Dados Nominais da Máquina | 125 |
| B | Space Vector Modulation | 129 |
| B.1 | Introdução | 129 |
| B.1.1 | Implementação da técnica <i>space vector modulation</i> (<i>SVM</i>) | 129 |

Referências Bibliográficas

135

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

A partir de meados da década de 1990, com a crescente procura por fontes renováveis de energia, o interesse pela geração de energia elétrica a partir da energia eólica tem crescido substancialmente. Assim, geradores eólicos, também denominados aerogeradores, têm sido conectados a redes elétricas de grandes portes. Em particular, geradores de indução duplamente alimentados (GIDA) – em inglês “*doubly fed induction generator*” (*DFIG*) –, são encontrados na maioria de sistemas de geração eólica de grande potência. Pelo fato de se ter acesso aos terminais do enrolamento de rotor é possível conectar a estes terminais um conversor eletrônico de potência bidirecional que permite controlar a potência do gerador através da corrente de rotor. Desse modo, diferentemente da máquina de indução de rotor gaiola, a máquina de indução de rotor bobinado pode funcionar com fatores de potência unitário, atrasado ou adiantado, resultando em uma maior flexibilidade de operação. Outro grande atrativo é o fato do conversor eletrônico

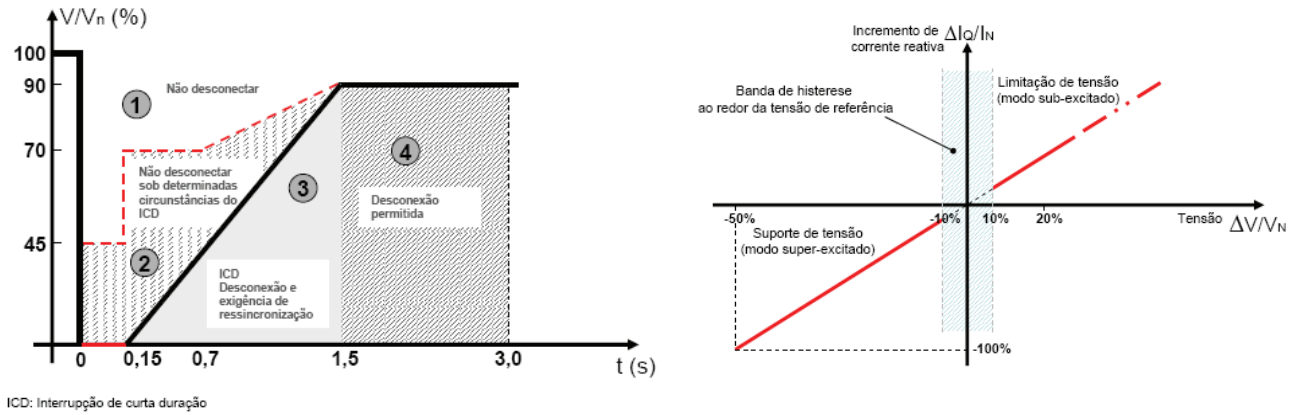
de potência ser projetado para suportar apenas uma pequena parcela da potência nominal da máquina – geralmente em torno de 25% à 30% –, o que resulta em perdas reduzidas no conversor e diminuição de custos.

Devido ao crescimento do número de geradores conectados à rede elétrica, novos códigos de rede têm surgido com objetivo de estabelecer exigências mais severas para que os geradores permaneçam conectados à rede, independentemente do fato dos afundamentos de tensão serem equilibrados ou desequilibrados. Em alguns casos exige-se que o gerador forneça potência reativa em proporção ao afundamento de tensão e que a potência ativa entregue à rede elétrica não ultrapasse o valor nominal do gerador. Nas Figuras 1.1, 1.2 e 1.3¹ são apresentados os requisitos de operação durante afundamentos equilibrados de tensão segundo a norma alemã, a espanhola e a brasileira, respectivamente.

Para atender os requisitos presentes nestas normas, muitas pesquisas sobre estratégias de controle para que o GIDA permaneça conectado à rede elétrica, quando ocorrerem afundamentos de tensão, têm sido desenvolvidas para proteger o conversor eletrônico de potência das altas correntes que surgem durante a ocorrência de afundamentos de tensão. Em geral, recorre-se ao uso de circuitos auxiliares (“*hardware*”) ou a estratégias de controle (“*software*”). A exigência de que os geradores devem permanecer ligados à rede quando ocorrem afundamentos de tensão no barramento é denominada capacidade de suportar afundamentos de tensão– em inglês a expressão é “*low voltage ride through capability*” (*LVRT*).

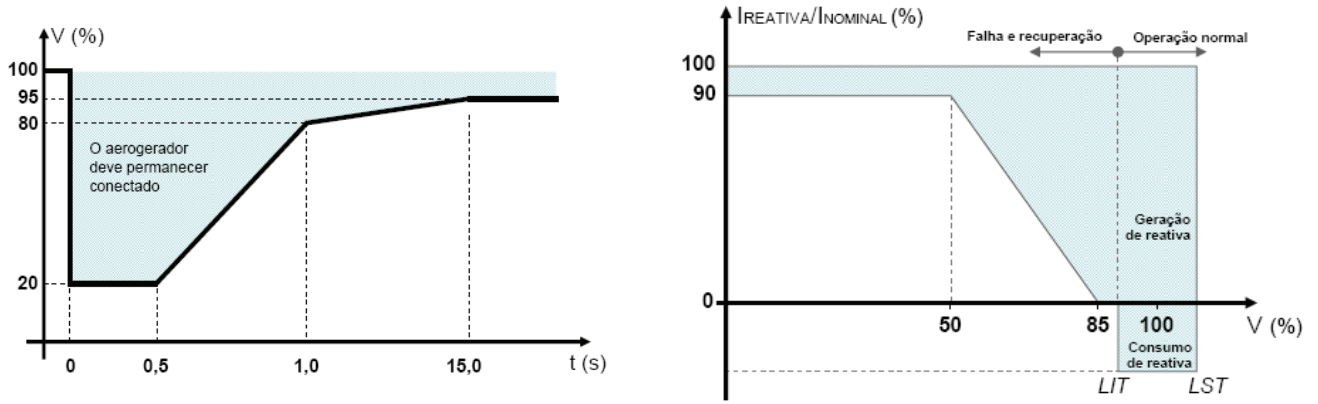
Um das primeiras soluções relatadas foi a de conectar um dispositivo, chamado “*crowbar*” (Ver Figura 1.4), com a função de desviar a corrente do conversor para um circuito resistivo, limitando, dessa maneira, a corrente do conversor “*back-to-back*”. No entanto, o uso de “*crowbar*” tem a desvantagem de tornar a operação do GIDA em uma máquina do tipo gaiola de esquilo, perdendo, portanto, a sua flexibilidade de controle; adicionalmente, neste caso, o gerador torna-se uma carga de fator de potência atrasado para o sistema, quando deveria fornecer potência

¹Figuras extraídas da tese de doutorado de Araújo Lima (2009)



(a) Curva de suportabilidade a afundamento de tensão. (b) Controle de tensão.

Figura 1.1: Requisitos técnicos do operador do sistema de transmissão alemão (E.on Netz) para (a) operação e (b) regulação de tensão terminal, durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007)



(a) Curva de suportabilidade a afundamento de tensão. (b) Controle de tensão.

Figura 1.2: Requisitos técnicos do operador do sistema de transmissão espanhol para (a) operação e (b) regulação de tensão terminal, durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007)

reativa a este sistema para dar suporte ao afundamento de tensão. Uma solução alternativa é a instalação adicional de um compensador reativo dinâmico nos terminais do estator, aumentando ainda mais o custo geral da instalação. Como alternativa aos dispositivos “crowbars”, técnicas

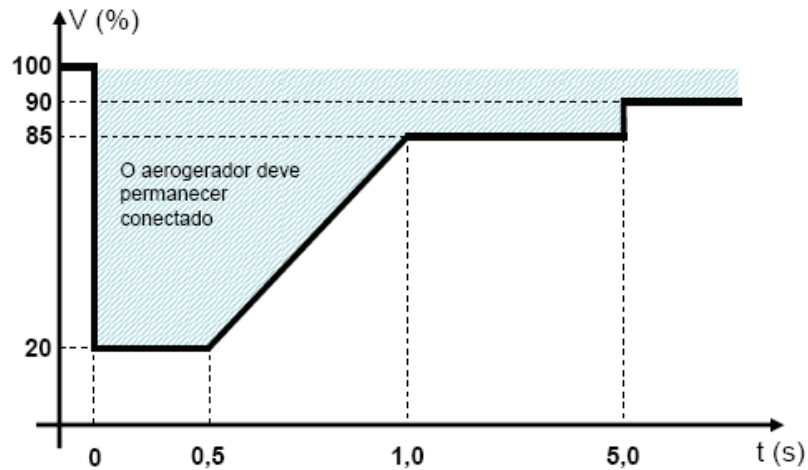


Figura 1.3: Requisitos técnicos do operador nacional do sistema elétrico (ONS) para operação durante afundamento de tensão equilibrado. IEC (2007)

alternativas de controle do GIDA têm sido propostas com o objetivo de limitar a corrente de rotor e dar o suporte necessário de reativos à rede, sendo esta a motivação da realização deste trabalho.

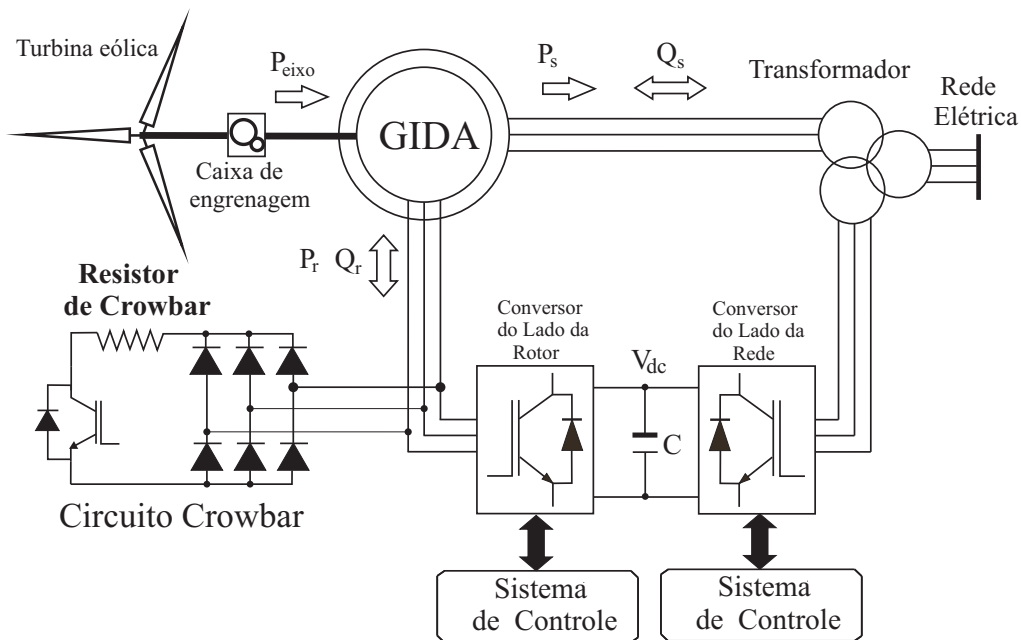


Figura 1.4: Sistema de geração eólica usando GIDA equipado com circuito “crowbar”

1.2 Estado da Arte

Esta seção é organizada em três subseções: a primeira refere-se a artigos que tratam do controle do GIDA operando em paralelo com a rede na sua condição normal; a segunda relaciona-se com a rede operando com afundamentos equilibrados ou desequilibrados de tensão e, finalmente, a terceira focaliza o controle “*sensorless*” de posição/velocidade de eixo do GIDA.

1.2.1 Operação com tensão de estator equilibrada

Segnini (2006) apresenta uma completa análise da operação da máquina de indução duplamente alimentada funcionando em paralelo com barramento infinito nas velocidades subsíncrona, síncrona e supersíncrona. Adotando a orientação do fluxo de estator, este trabalho apresenta apenas resultados de simulação com a máquina operando com fatores de potência indutivo, capacitivo e unitário.

Para desacoplar a potência ativa e reativa da máquina de indução duplamente alimentada, Tapia et al. (2003) aplicam o controle vetorial orientado pelo fluxo de estator baseado em controladores PIs e utiliza um conversor bidirecional entre o rotor e a rede. Testes de simulação com o rotor em velocidades sub e supersíncronas, sob condições geralmente encontradas em uma fazenda eólica, são apresentados, verificando-se, então, que a estratégia de controle foi capaz de seguir a referência do fator de potência desejado, mesmo que ocorram variações na velocidade do vento e nas potências demandadas. Em outro artigo, Tapia et al. (2001) apresentam um projeto do controle das potências ativa e reativa do estator constituído por duas malhas em cascata: uma para o controle das potências e a outra para o controle das correntes. Testes experimentais demonstram o bom desempenho do controlador, verificando o desacoplamento entre o controle da potência ativa e o da reativa de estator.

Machmoum et al. (2002) desenvolvem um controlador que utiliza um observador realimentado e o compara com o desempenho de um controlador PI, sob o ponto de vista de robustez à

variação de parâmetros da máquina. Para estabelecer o controle foi assumido que o sistema é linear, que não há acoplamento entre as tensões de eixo direto e em quadratura do rotor e que as não linearidades da máquina representam apenas perturbações transitórias. Os resultados das simulações mostram que o controlador proposto é mais estável que o controlador PI, embora não seja apresentado nenhum resultado experimental a esse respeito.

Jacomini (2008) apresenta resultados de simulação e experimentais do GIDA operando na velocidade subsíncrona e com fatores de potência atrasado, adiantado e unitário. A estratégia de controle das potências ativa e reativa é baseada no modelo matemático da máquina sob orientação de fluxo de estator, sendo que a corrente do rotor é estimada por meio de uma relação matemática do modelo do GIDA, evitando, dessa maneira, o uso de sensores de corrente no rotor. Para comparar o desempenho dinâmico e de regime permanente da estratégia proposta é implementada a estratégia baseado em controladores PI. Os resultados experimentais validaram aqueles obtidos por simulação, mostrando que as respostas transitória das potências de estator e da corrente de rotor foram mais rápidas do que aquelas obtidas com o controlador PI, embora tenha sido apresentados resultados apenas com o gerador operando com velocidade subsíncrona.

Peresada et al. (1999b) apresentam uma regulação assintótica das potência ativa e reativa do estator através da regulação indireta das correntes ativa de estator (i_{qs}) e da corrente de magnetização de estator (i_{ds}). Em vez de alinhar o eixo direto com o fluxo de estator, o controle foi baseado na orientação do vetor de tensão da rede. O autor demonstra, com resultados de simulação e experimentais, que o sistema é robusto a variações paramétricas.

Kim et al. (2001) aplicam um controlador por lógica fuzzy ao controle das potências de estator do GIDA, mediante o ajuste das componentes d-q da corrente de rotor, em substituição ao controlador PI. Os resultados experimentais mostram que o controlador por lógica fuzzy apresentou melhor resposta transitória, embora o desempenho de regime permanente de ambos – fuzzy e PI – tenham sido similares.

O uso de um controlador de corrente baseado no modelo inverso de rede neurais é proposto

por Li e Wang (2009), sendo os sinais de entrada dados pela componentes dq da corrente de rotor, o fluxo de estator e a velocidade de eixo, e as saídas, pelos sinais das componentes d-q da tensão de rotor. Através da seleção adequada dos sinais de entrada e de saída a rede neural foi treinada “*offline*”, obtendo-se um controlador composto de seis entradas e duas saídas. Para realizar o controle das potências foram necessários dois controladores PI: um para gerar a componente de eixo direto da corrente de rotor, a partir do erro da potência reativa, e outro para gerar a componente de eixo em quadratura a partir do erro da potência ativa. O controlador proposto apresentou resultados de simulação não satisfatórios, pois erros significativos de regime foram verificados.

Baseado no princípio do controle direto de torque (CDP)– direct torque control (DTC), em inglês– para acionamento de máquinas elétricas, o primeiro CDP do GIDA conectado à rede e sem a necessidade de sensores de posição/velocidade foi desenvolvido por Datta e Ranganathan (2001). A potência ativa e a reativa são controladas por controladores do tipo histerese associados a uma tabela de chaveamento. Os resultados de simulação e experimentais mostram excelente resposta dinâmica. Porém, o desempenho do controle de potência é insatisfatório quando a velocidade é igual ou próxima à síncrona, devido ao uso da integração da força eletromotriz do rotor para determinar a posição do fluxo de rotor. A solução deste problema é dado por Xu e Cartwright (2006), ao realizar a clássica integral da força eletromotriz do estator. Os resultados de simulação apresentados confirmam a efetividade e robustez da estratégia proposta durante várias condições de operação e variação dos parâmetros da máquina, porém, apresenta a desvantagem de a frequência de chaveamento do conversor ser variável, aumentando, portanto, as perdas no conversor e exigindo complexos filtros CA.

Em Zhi e Xu (2007) é proposto um CDP que opera com frequência de chaveamento constante, sendo as componentes d-q da tensão de rotor determinadas durante o período de amostragem com o objetivo de eliminar o erro de regime das potências bem como de alcançar um bom desempenho dinâmico. Para isso, são necessárias a determinação do fluxo do estator, da ve-

locidade de rotor, das potências ativa e reativa e seus correspondentes erros, e dos parâmetros elétricos do circuito elétrico equivalente da máquina. Apenas resultados de simulação digital foram apresentados, mostrando bom desempenho dinâmico e de regime permanente sem e com variações de parâmetros, embora tenha sido abordada apenas a variação da indutância mútua.

Jou et al. (2009) propõem um CDP que opera com frequência de chaveamento constante baseado em controladores PI: um para o erro da potência ativa e o outro para o erro da potência reativa. A partir de resultados de simulação e experimentais foi possível validar a estratégia de controle proposta, no entanto, a sua resposta dinâmica não é tão rápida quanto ao CDP que não utiliza controladores PIs. A desvantagem de controladores PI é que seus ganhos são ajustados para um determinado ponto de operação.

Zhi et al. (2010) propõem um CDP preditivo que, a partir de um período fixo de amostragem, prevê as variações das potências ativa e reativa de estator que geram a devida tensão de rotor que eliminará os erros das potências de estator. Os resultados experimentais demonstram o bom desempenho do controlador na resposta dinâmica e na do regime permanente, bem como da robustez à variação de parâmetros do gerador.

Jacomini e Bim (2011) propõem um CDP baseado em um sistema de controle que consiste de um sistema de inferência neuro-fuzzy associado a um controlador por lógica fuzzy Takagi-Sugeno para gerar a tensão de rotor de eixo direto e a de quadratura. O sistema de inferência neuro-fuzzy é construído a partir de dados obtidos de um sistema de controle por orientação de fluxo de estator que é baseado em controladores PI em cascata e tem o objetivo de gerar a tensão de rotor requerida. Por sua vez, o controlador por lógica fuzzy Takagi-Sugeno gera o incremento necessário na tensão de rotor para zerar e também de conseguir uma rápida resposta dinâmica das potências ativa e reativa de estator, a partir de seus respectivos erros. Os resultados de simulação e experimentais mostram boa resposta, dinâmica e de regime permanente, porém foi testada somente a operação com velocidade de rotor constante. Na mesma linha de pesquisa, só que baseado em redes neurais, de Marchi et al. (2011) propõem um controlador Multilayer

Perceptron para o CDP. A partir dos valores de referência da velocidade de rotor, das potências ativa e reativa e seus respectivos erros, o controlador gera a tensão de rotor necessária para o controle das potências. Os resultados de simulação e experimentais se restringem à velocidade constante.

As estratégias de controle apresentadas nessa subseção têm a desvantagem de serem aplicadas à operação normal da rede, sendo, portando, vulneráveis aos afundamentos de tensão e exigindo, conseqüentemente, a instalação de circuitos adicionais de proteção dos conversores eletrônicos às altas correntes de estator e de rotor ou, estratégias de controle específicas.

1.2.2 Rede com afundamentos de tensão

Com objetivo de analisar o impacto do salto do ângulo de fase (phase angle jump), o processo de recuperação de tensão e os parâmetros envolvendo o afundamento de tensão – profundidade, tipo de afundamento e ângulo de impedância da rede –, Mohseni et al. (2011) apresentam uma análise do comportamento transitório do GIDA sobre afundamentos equilibrados e desequilibrados, baseada em resultados de simulação para dar suporte ao desenvolvimento de um controle para o GIDA.

Xiang et al. (2006) implementaram um controle de corrente do rotor usando um algoritmo proporcional com o objetivo de cancelar as componentes dc e de sequência negativa do fluxo de estator e, conseqüentemente, cuja existência ocasionam o aparecimento de altas correntes de rotor. Para o bom desempenho do controle foi necessário um observador de rápida resposta para determinar as componentes de sequências negativa, positiva e zero do fluxo. A vantagem deste método é que pode ser aplicado em afundamentos simétrico ou assimétrico de tensão. A máxima corrente obtida nos testes de simulação e experimentais foi de 2 p.u. durante os testes de LVRT.

López et al. (2007) propõem reduzir a corrente no conversor de potência combinando o uso do “crowbar” com o ajuste da corrente de desmagnetização. Assim, quando ocorre um afundamento

de tensão, o “*crowbar*” é ativado durante os primeiros instantes do afundamento – cerca de 50 ms –, e, em seguida, quando o gerador estiver parcialmente desmagnetizado, desconectá-lo, ao mesmo tempo em que se conecta o conversor e se injeta uma corrente de desmagnetização do fluxo de rotor, evitando, dessa maneira, a saturação do sinal de tensão no conversor e a subsequente perda do controle.

Santos-Martin et al. (2009) analisaram o efeito do desbalanceamento de tensão no GIDA e propuseram uma nova estratégia de controle chamada de “*dynamic programming power control plus*” (*DPPC+*) que pode ser implementada, tanto no conversor colocado no lado da rede como no lado do rotor, sob condições de tensão desequilibrada. Essa nova estratégia utiliza a teoria de Bellman (Bellman e Dreyfus, 1962) para controle ótimo em malha fechada. O método define um critério de desempenho quadrático ou função custo que determina o melhor caminho de ação. Para validar a estratégia de controle, resultados experimentais foram obtidos para o GIDA operando em paralelo com a rede. Quando é detectado o afundamento de tensão, impõe-se potência ativa de referência zero e, embora seja verificado que durante o afundamento a resposta das potências tiveram oscilações quase nulas, a desvantagem é a operação em frequência de chaveamento variável dos conversores.

Lima et al. (2010) propõem controladores PI baseados na realimentação das componentes da corrente do estator no sistema síncrono. O objetivo principal é o de garantir, logo nos instantes iniciais da falta, o controle das correntes de estator e, conseqüentemente, as de rotor; uma vez garantido o controle das correntes, o controle da potência reativa de estator é ativado. Os resultados de simulação e experimentais validaram a estratégia proposta.

Liang et al. (2010) testam o controle “*feed-forward transient*” da corrente no conversor com o objetivo de diminuir os transitórios da corrente devido a um afundamento trifásico simétrico. Com base no modelo transitório do GIDA, os termos dinâmicos da tensão de estator são determinados e introduzidos “*feed-forward*” nas saídas de controladores PI. Nos resultados de simulação verificou-se que foi possível reduzir os transitórios da corrente de rotor durante um afundamento

de tensão não-abrupto e, ainda, controlar as potências ativa e reativa de estator imediatamente à ocorrência do afundamento, com é exigido pelos códigos de rede.

Mohseni et al. (2011) projetam um controle composto por duas estratégias: uma que utiliza controladores PI para regular a corrente de rotor sob operação normal e outra que utiliza controlador por histerese associado a uma tabela de chaveamento ótima para regular a corrente de rotor, quando a magnitude desta corrente ou da tensão do “*link DC*” ultrapassarem os limites estabelecidos. Nos resultados de simulação verificou-se a eficácia da estratégia de controle diante de afundamentos trifásicos simétrico e o assimétrico, mas para apenas para afundamentos não-abruptos. Uma outra desvantagem é a ausência do controle da potência ativa e da reativa.

Um controlador não linear baseado em modos deslizantes, descrito no sistema de coordenadas estacionário, para o controle do GIDA operando sob a condição de afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados é estudado em da Costa et al. (2011). O projeto do controlador é desenvolvido a partir das equações dinâmicas da tensão e do fluxo de estator, incluindo um termo que representa as incertezas e os distúrbios da rede. Nos resultados de simulação e experimentais apresentados foi verificado que as correntes do rotor são controladas durante os testes de LVRT, logo após o início do afundamento de tensão.

Mendes et al. (2011) analisam o comportamento do GIDA durante afundamentos trifásicos equilibrados de tensão usando o modelo no domínio da frequência, verificando o impacto causado por este tipo de afundamento, a saber: altos valores de tensão induzida e de correntes nos enrolamentos do rotor, causados pela alta oscilação da componente natural do fluxo de estator. Também propõem um controle utilizando malha de corrente de magnetização com o objetivo de eliminar esses transitórios indesejáveis. Testes experimentais são realizados, verificando que durante o afundamento, a potência ativa torna-se nula – esse fato reduz a corrente de rotor – e, a partir de então, o gerador inicia o processo de fornecer reativos à rede. Embora tenha ocorrido a diminuição da oscilação do fluxo de estator, as oscilações nas componentes d-q da corrente de rotor e nas potências ativa e reativa de estator foram significativas.

Controle por orientação de fluxo que utiliza malhas de controle de corrente com controladores PI, projetados para a operação normal da rede, quando aplicados aos casos em que ocorrem desbalanceamentos da tensão de alimentação, as potências de estator ficam sujeitas a grandes oscilações que, geralmente, são proporcionais ao fator de desbalanceamento. Para reduzir essas oscilações, Xu e Wang (2007) testam uma estratégia de controle das correntes de rotor baseada nos eixos de referência síncrono de sequências negativa (dq^-) e positiva (dq^+), exigindo, portanto, quatro malhas de controle de corrente. Ao decompor o modelo do GIDA nos sistemas de referência síncrono-sequência positiva e o de sequência negativa, é mostrado que a variação nas potências de estator é causada pela existência da sequência negativa na tensão e na corrente de estator. Esta proposta leva a um número expressivo de dezesseis filtros que devem rejeitar a frequência $2\omega_s$, além de ser válida somente para pequenos fatores de balanceamento.

Na mesma linha de Xu e Wang (2007), Xu (2008a) propõe a divisão dos controladores em dois PIs – um principal e outro auxiliar –, cujas saídas são aplicadas a duas equações de tensão de rotor: uma de sequência positiva e outra de sequência negativa, para gerar os sinais de referência das correntes do rotor de sequência positiva e negativa. Os resultados de simulação mostram uma operação satisfatória quando o GIDA é submetido aos desbalanceamentos de 3,5% e 9,5%, verificando que não há oscilações no torque eletromagnético e na potência ativa total gerada. Esta proposta, bem com a do artigo Xu e Wang (2007), apresenta grande complexidade devido ao número expressivo de filtros, o que implica em consideráveis atrasos no sinal correspondente de cada um e, conseqüentemente, prejudicam a estabilidade e a resposta dinâmica do sistema de controle (Xu, 2008b). Acrescenta-se a essas desvantagens o fato de os controladores PIs serem regulados para cada ponto de operação em função do fator de desbalanceamento. Apenas resultados de simulação são apresentados.

1.2.3 Controle “*sensorless*”

Embora existam muitos trabalhos na literatura sobre estratégias de controle sem sensor de posição/velocidade para o GIDA operando com tensão balanceada, a maioria das estratégias ainda usa “*encoder*” de posição/velocidade. Estratégias de controle para melhorar o comportamento dinâmico do GIDA diante de afundamentos de tensão, equilibrados ou desequilibrados, que não usam sensor de posição/velocidade, são raramente encontradas na literatura técnica. O uso de sensores de posição/rotor têm a desvantagem de serem susceptível a distúrbios externos, tais como a mudança de temperatura e a interferência eletromagnética, e isto pode levar ao desempenho ruim do sistema de controle, provocando até instabilidades no controle (Wang et al., 2010).

Em Hopfensperger et al. (2000) são descritas estruturas de controle vetorial para o GIDA, com e sem “*encoder*” e mostram que o controle “*sensorless*” é viável não só para o controle de potência em geradores, mas também para aplicações de controle de velocidade de motores.

Uma nova estratégia de controle “*sensorless*” baseada em um observador MRAS de corrente rotórica, que utiliza um modelo de pequenos sinais, é apresentada por Cardenas et al. (2004). Em outro artigo Cardenas et al. (2008) é comparado o uso de três diferentes observadores MRAS para o controle “*sensorless*” do GIDA conectado à rede ou isolado. O “*stator current MRAS observer*” (SCMO) é o que tem o pior desempenho global dentre os três, sendo uma de suas desvantagens a impossibilidade de estimar a velocidade em tempo real. O “*stator flux MRAS observer*” (SFMO) é adequado para o gerador operando isolado da rede; e, finalmente, o “*rotor current MRAS observer*” (RCMO) é o que tem o melhor desempenho para o gerador conectado à rede ou operando isolado, sendo estável, robusto e apresentando bom desempenho na estimação da velocidade em tempo real e na sincronização do GIDA com a rede. A desvantagem comum destes três métodos é que a implementação se dá no sistema de referência estacionário, no qual as variáveis elétricas são funções senoidais do tempo, o que dificulta o projeto dos parâmetros do controlador (Yang e Ajjarapu, 2010).

Em Yang e Ajjarapu (2010), um observador de velocidade adaptativo de ordem reduzida é projetado a partir da expressão matemática da corrente de rotor, da realimentação do erro estimado e de uma malha adaptativa de velocidade. Os efeitos da variação de parâmetros no desempenho de regime permanente e do dinâmico são investigados, verificando que eles não exercem influências significativas. Somente resultados de simulação são apresentados para verificar o desempenho do observador, mas como se usa a tensão de rotor no modelo, nas velocidades próximas à síncrona, sabe-se que na prática essa estratégia terá problemas, pois a tensão de rotor são próximas de zero e, portanto, os correspondentes sinais se confundem com a magnitude de ruídos, exigindo o uso de filtros que levam à deterioração do controle.

Em Marques et al. (2011) é proposto um método sem sensor para a detecção da posição de rotor, que se baseia na comparação da fase da corrente de rotor estimada com a corrente medida. Este método apresenta algumas similaridades ao MRAS, mas usa um comparador de histerese que tem a vantagem de não necessitar da determinação de parâmetros. Resultados de simulação e experimentais mostram um bom desempenho do controlador para afundamentos de tensão equilibrados, faltando verificar a sua operação no caso de afundamentos de tensão desequilibrados.

1.3 Contribuição da Tese

Desde que os valores medidos da potência de estator atinjam seus respectivos valores de referência sem apresentar grandes oscilações, é possível obter correntes de estator e, conseqüentemente, as correntes de rotor abaixo de seus valores nominais durante afundamentos de tensão.

Nesta tese, a estratégia de controle direto de potência é baseada no modelo dinâmico da tensão de rotor onde o fluxo e a tensão de estator não são considerados constantes, como é praxe nas aplicações encontradas na literatura afim, sendo que essa simplificação visa, apenas, simplificar

o projeto do controlador. Também é proposto um estimador da posição de rotor baseado em um observador MRAS, para evitar o uso de sensores de posição/velocidade de rotor e, com isso, obter-se um sistema de controle menos vulnerável às mudanças de temperatura e à interferência eletromagnética. Outra contribuição dada neste trabalho é a proposta de um método único de geração de referências das potências ativa e reativa de estator, isto é, ele se aplica tanto para a condição de operação normal da rede, bem como para os casos em que ocorrerem afundamentos de tensão equilibrados/desequilibrados, sob as restrições de suportabilidade impostas por códigos específicos de rede.

1.4 Organização do texto

No capítulo 2 é apresentado o modelo matemático do gerador de indução duplamente alimentado nos sistemas de coordenadas estacionárias e síncronas e analisada a orientação o fluxo de estator e tensão de estator, com o GIDA conectado ao barramento infinito. Adotando o controle direto de potência, mostra-se que a componente de eixo direto da corrente de rotor controla o fluxo de potência reativa e a componente de eixo em quadratura controla o fluxo de potência ativa de forma independente, e por fim o controle direto de potência.

O comportamento do gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão equilibrado e desequilibrado é analisado no capítulo 3, com o objetivo de verificar os problemas decorrentes do gerador operando nestas situações. Resultados de simulação com o objetivo de se visualizar os efeitos do afundamento de tensão sobre a operação do GIDA.

No capítulo 4 é descrita a estratégia de controle direto de potência “*sensorless*” sob orientação da tensão de estator e que objetiva melhorar o comportamento dinâmico do GIDA nas situações de distúrbio de tensão, possibilitando contribuir com suporte de potência reativa sem que deixe de entregar potência ativa à rede, através de uma técnica de geração de potências ativa e reativa de referência propostas.

O observador MRAS proposto para a estimação da posição de rotor e baseado nos modelos de tensão e corrente, ambos no sistema de referencia síncrono, é descrito no capítulo 5.

Os resultados de simulação do sistema de controle proposto são colocados no capítulo 6 e os experimentais no capítulo 7. Os resultados de simulação foram obtidos e analisados, para os seguintes testes: condição de tensão normal; afundamentos de tensão equilibrada e desequilibrada; quedas de tensão equilibrada considerando variação de parâmetros e ruídos nas medidas das tensões de correntes. Os resultados experimentais são referentes a afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados.

Capítulo 2

Modelo e Controle da Máquina de Indução Duplamente Alimentada

2.1 Introdução

São apresentados o modelo dinâmico da máquina de indução duplamente alimentada escritos nos sistemas de referência estacionário e síncrono, com o objetivo de fundamentar o controle vetorial da máquina de indução duplamente e potência.

2.2 Modelo dinâmico

Com todos os parâmetros e variáveis da máquina referidos ao estator, o modelo matemático da máquina de indução duplamente alimentada expresso nos sistemas estacionário – coordenadas $\alpha\beta$ – e síncrono – coordenadas dq . Como nas aplicações trabalha-se com valores de pico, para facilitar o seu uso são transcritas de Bim (2012) para esta seção:

- Sistema de referência estacionário

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta} = r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\bar{v}_{r,\alpha\beta} = r_r \bar{i}_{r,\alpha\beta} + \frac{d\bar{\psi}_{r,\alpha\beta}}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_{r,\alpha\beta} \quad (2.2)$$

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta} = L_s \bar{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \bar{i}_{r,\alpha\beta} \quad (2.3)$$

$$\bar{\psi}_{r,\alpha\beta} = L_m \bar{i}_{s,\alpha\beta} + L_r \bar{i}_{r,\alpha\beta} \quad (2.4)$$

- Sistema de referência síncrono

$$\bar{v}_{s,dq} = r_s \bar{i}_{s,dq} + \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}}{dt} + j\omega_1 \bar{\psi}_{s,dq} \quad (2.5)$$

$$\bar{v}_{r,dq} = r_r \bar{i}_{r,dq} + \frac{d\bar{\psi}_{r,dq}}{dt} + j(\omega_1 - \omega_r) \bar{\psi}_{r,dq} \quad (2.6)$$

$$\bar{\psi}_{s,dq} = L_s \bar{i}_{s,dq} + L_m \bar{i}_{r,dq} \quad (2.7)$$

$$\bar{\psi}_{r,dq} = L_m \bar{i}_{s,dq} + L_r \bar{i}_{r,dq} \quad (2.8)$$

nas quais:

- $L_s = L_{ls} + L_m$ é a indutância por fase de estator;
- $L_r = L_{lr} + L_m$ é a indutância por fase de rotor;
- ω_1, ω_r são a velocidade elétrica de estator e a de rotor, respectivamente;

- R_s e R_r são a resistência por fase de estator e a do rotor, respectivamente;
- L_m é a indutância de magnetização trifásica;
- L_{ls} e L_{lr} são a indutância de dispersão por fase de estator e a do rotor, respectivamente;
- \bar{v} , \bar{i} e $\bar{\psi}$ são o vetor de tensão, o de corrente e o de fluxo concatenado, respectivamente;
- s e r são os subscritos que denotam as variáveis de estator e as de rotor, respectivamente.

2.2.1 Potência e torque eletromagnético

A potência aparente trifásica é calculada a partir dos vetores de tensão e de corrente expressos em valores de pico:

$$S(t) = \frac{3}{2}(P(t) + jQ(t)) = \frac{3}{2}(\bar{v} \cdot \bar{i}^*) \quad (2.9)$$

na qual:

$$P = \frac{3}{2}\Re(\bar{v} \cdot \bar{i}^*) \quad (2.10)$$

$$Q = \frac{3}{2}\Im(\bar{v} \cdot \bar{i}^*) \quad (2.11)$$

onde o asterisco (*) indica o complexo conjugado do vetor corrente.

Portanto, as potências elétricas nos terminais de estator e rotor escritas em função dos vetores espaciais definidos nos dois sistemas de coordenadas são dadas por

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{s\alpha}i_{s\alpha} + v_{s\beta}i_{s\beta}) = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \quad (2.12)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{s\beta}i_{s\alpha} - v_{s\alpha}i_{s\beta}) = \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \quad (2.13)$$

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{r\alpha}i_{r\alpha} + v_{r\beta}i_{r\beta}) = \frac{3}{2}(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \quad (2.14)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{r\beta}i_{r\alpha} - v_{r\alpha}i_{r\beta}) = \frac{3}{2}(v_{rq}i_{rd} - v_{rd}i_{rq}) \quad (2.15)$$

Por fim, o torque eletromagnético é expresso em função das variáveis elétricas corrente e fluxo magnético, resultando em seis equações do torque (Bim, 2012):

$$\begin{aligned}
 T_{em} &= \frac{3p}{4} \Im \left(\bar{i}_{s,xy} \cdot \bar{i}_{r,xy}^* \right) = \frac{3p}{4} \Im \left(\bar{i}_{s,xy} \cdot \bar{\psi}_{s,xy}^* \right) = \frac{3p L_m}{4 L_r} \Im \left(\bar{i}_{s,xy} \cdot \bar{\psi}_{r,xy}^* \right) = \\
 &= \frac{3p}{4} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \Im \left(\bar{\psi}_{s,xy} \cdot \bar{\psi}_{r,xy}^* \right) = \frac{3p L_m}{4 L_s} \Im \left(\bar{\psi}_{s,xy} \cdot \bar{i}_{r,xy}^* \right) = \frac{3p}{4} \Im \left(\bar{i}_{r,xy} \cdot \bar{\psi}_{r,xy}^* \right) \quad (2.16)
 \end{aligned}$$

onde p é o número de polos e xy são as coordenadas do sistema em questão, que no nosso caso, podem ser as coordenadas $\alpha\beta$ ou dq .

Para rotor bobinado de uma máquina de indução, se os seus terminais são conectados a uma fonte de tensão, diferentemente das máquinas gaiola de esquilo, pode-se fornecer ou extrair potência de seu circuito, a partir do controle dessas tensões. Observa-se que, independentemente do sistema de referência adotado, as potências e o torque eletromagnético sempre têm o mesmo valor.

2.3 Controle vetorial

No controle de máquinas de indução gaiola de esquilo, a orientação segundo o fluxo de rotor resulta no desacoplamento entre as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator, o que significa independência entre o controle do torque e o do fluxo. Porém, no caso específico do GIDA conectado diretamente à rede deseja-se que o controle da potência ativa/torque eletromagnético e da potência reativa de estator seja realizado de forma independente. Para este objetivo, a orientação do fluxo de estator ou a orientação da tensão de estator são as mais apropriadas para o controle independente das potências de estator, com é mostrado em Bim (2012).

2.3.1 Orientação do fluxo de estator

Alinhando-se o vetor fluxo de estator com o eixo direto, tem-se $\psi_{sq}=0$, e se $r_s = 0$, a expressão de regime permanente para a tensão de estator (2.5) no sistema síncrono é dada por

$$\bar{v}_{s,dq} = j\omega_1\psi_{sd} \quad (2.17)$$

Segundo a equação (2.7), a corrente de estator pode ser calculada por

$$\bar{i}_{s,dq} = \frac{\psi_{sd}}{L_s} - \frac{L_m}{L_s}\bar{i}_{r,dq} \quad (2.18)$$

Substituindo, convenientemente, as equações (2.17) e (2.18) nas equações (2.12) e (2.13) no modelo de referência síncrono, as potências ativa e reativa tornam-se

$$P_s = -\frac{3}{2}\frac{L_m}{L_s}\omega_1\psi_{sd}i_{rq} \quad (2.19)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_s}\omega_1\psi_{sd}\left(\frac{\psi_{sd}}{L_m} - i_{rd}\right) \quad (2.20)$$

Nessas duas últimas equações, pode-se observar que segundo a orientação de fluxo de estator é possível controlar as potências ativa e reativa de estator através das componentes da corrente de rotor, isto é, P_s por i_{rq} e Q_s por i_{rd} .

2.3.2 Orientação da tensão de estator

Para uma orientação segundo a tensão de estator, o eixo em quadratura é alinhado com o vetor tensão de estator, isto é, $\bar{v}_{s,dq} = v_{sq}$ e portanto $v_{sd}=0$. Com a mesma consideração feita para a orientação do fluxo de estator, a tensão de estator (2.5) no sistema de referência síncrono é

$$v_{sq} = \omega_1\psi_{s,dq} \quad (2.21)$$

resultando em $\psi_{sd} = v_{sq}/\omega_1$ e $\psi_{sq} = 0$.

Substituindo as equações (2.21) e (2.18) nas equações das potências ativa e reativa de estator (2.12) e (2.13), resultam nas mesmas equações (2.23) e (2.20) que foram obtidas na orientação do fluxo de estator.

Sob condição de regime permanente e resistência de estator nula, o fluxo de estator fica atrasado de 90° da tensão de estator. A Figura 2.1 ilustra a relação entre os dois sistemas de referência, onde o eixo direto é fixado no vetor fluxo de estator e o eixo em quadratura, no vetor tensão de estator. Verifica-se que, independentemente da orientação escolhida, há uma simplificação na expressão das potências ativa e reativa de estator. Sendo assim, a potência ativa de estator torna-se proporcional ao produto do fluxo do estator pela componente do eixo de quadratura da corrente de rotor, e potência reativa de estator é função do fluxo de estator e da corrente de eixo direto do rotor.

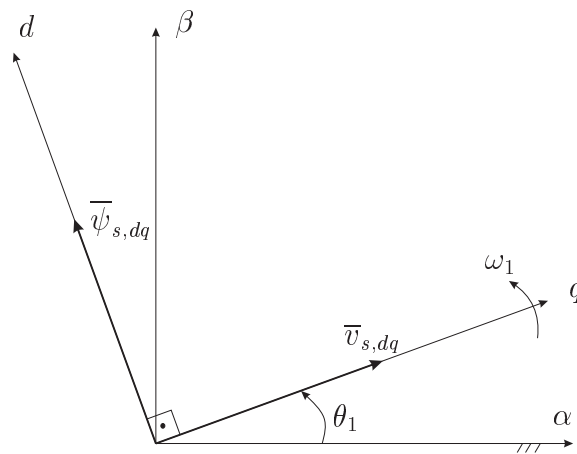


Figura 2.1: Relação entre a orientação do fluxo de estator e da tensão de estator.

2.4 Controle direto de potência

As principais vantagens do controle direto de potência são a rápida reposta dinâmica e o bom desempenho de regime permanente das potências de estator, o que permite um controle sem oscilações. Devido a estas características é adotada para melhorar a resposta dinâmica

das potências de estator durante afundamentos de tensão. As estratégias de controle direto de potência podem ser divididas em frequência de chaveamento (a) variável e (b) constante, sendo que esta última é a mais apropriada, pois permite reduzir as perdas de potência no conversor Abad et al. (2008).

Diferentemente do controle por orientação de fluxo de estator, na qual as componentes da corrente de rotor são usadas como variáveis de controle, no controle direto de potência, as variáveis de controle são as componentes de fluxo de rotor ou as componentes da tensão de rotor.

Combinando, convenientemente, as equações (2.7) e (2.8), a corrente de estator em funções dos fluxos é

$$\bar{i}_{s,dq} = \frac{\psi_{s,dq}}{\sigma L_s} - \frac{k_r}{\sigma L_s} \bar{\psi}_{r,dq} \quad (2.22)$$

Para obter a expressão das potências de estator em função do fluxo de rotor, ao se adotar a orientação de fluxo de estator, tem-se que combinar as expressões (2.22) e (2.17) em (2.12) e (2.13), obtendo-se, dessa maneira, as seguintes equações:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{k_r}{\sigma L_s} \omega_1 \psi_{sd} \psi_{rq} \quad (2.23)$$

$$Q_s = k_\sigma \omega_1 \psi_{sd} \left(\psi_{rd} - \frac{L_r}{L_m} \psi_{sd} \right) \quad (2.24)$$

onde $k_\sigma = 1,5 L_m / \sigma L_s L_r$.

Portanto, as potências ativa e reativa são controladas pelas componentes de fluxo de rotor ψ_{rq} e ψ_{rd} , respectivamente. Para um melhor entendimento, é usado o diagrama vetorial da MIDA da Figura 2.2, onde δ_ψ é o ângulo entre $\bar{\psi}_{r,dq}$ e $\bar{\psi}_{s,dq}$ e, por sua vez, δ é o ângulo entre $\bar{\psi}_{i,dq}$ e $\bar{I}_{r,dq}$.

A determinação da tensão do rotor no sistema de referência rotórico considerando a resisten-

na Figura 2.4(a). Se ao contrário, exige-se a diminuição do vetor fluxo, os candidatos vetores de tensão são \overline{V}_3 , \overline{V}_4 ou \overline{V}_5 . Com o objetivo de deslocar a posição do fluxo do rotor o vetor \overline{V}_2 , \overline{V}_3 ou \overline{V}_4 deve ser selecionado para aumentar e \overline{V}_1 , \overline{V}_5 ou \overline{V}_6 para diminuir.

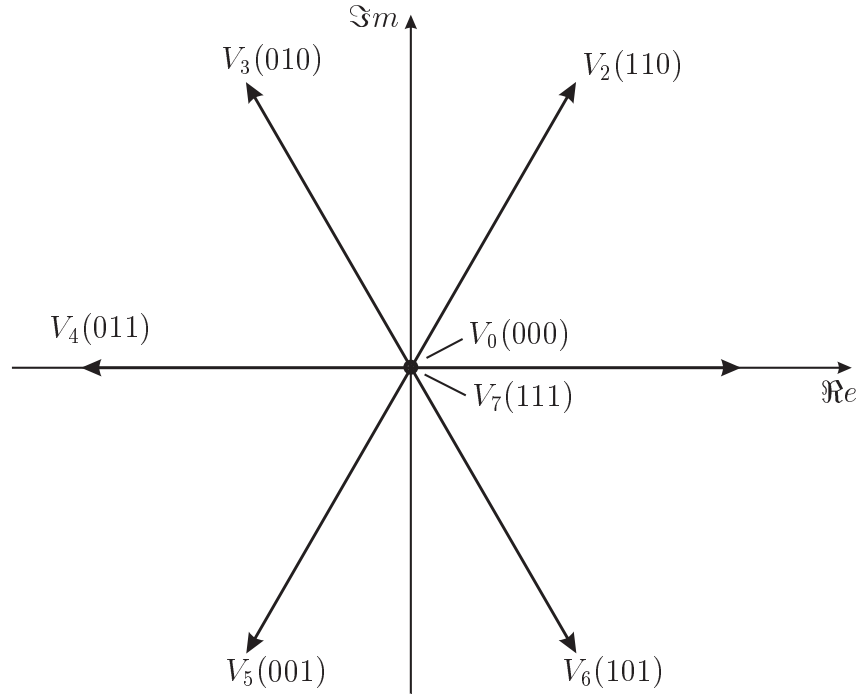
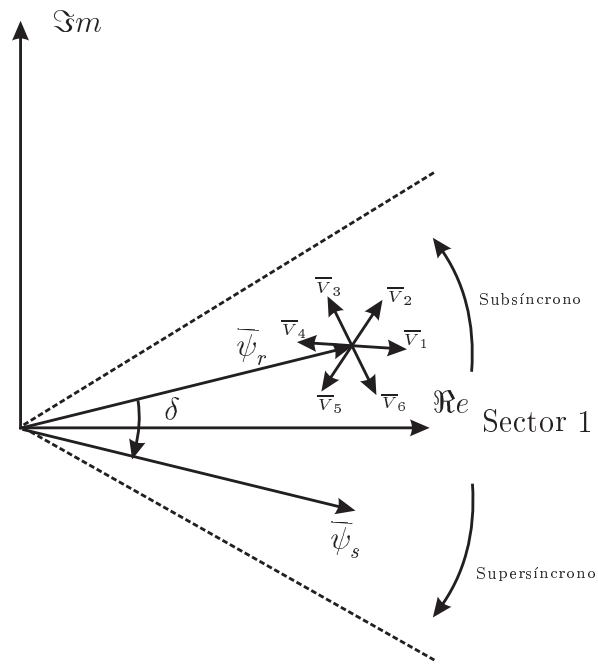
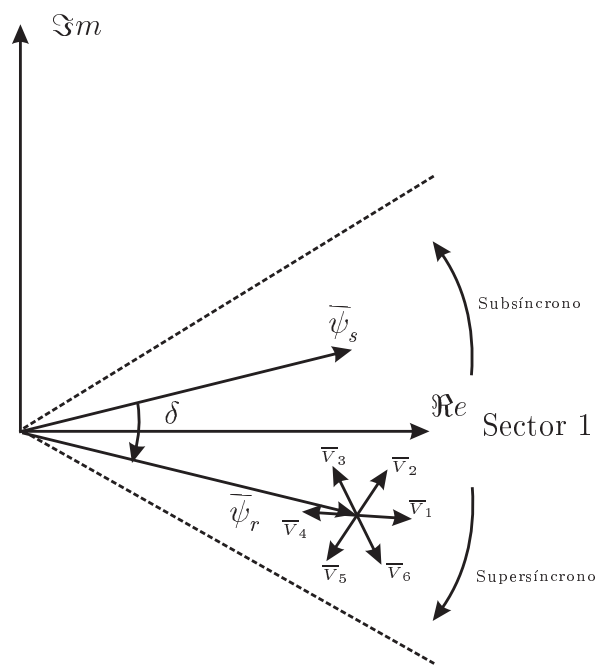


Figura 2.3: Tensão de saída do conversor representada por vetores espaciais.

A maneira mais direta de seleção do vetor é usar controladores de histerese associados a uma tabela de chaveamento. Porém, como já foi salientado anteriormente, a presença de controladores de histerese tem a desvantagem de produzir frequência de chaveamento variável do conversor. Uma solução é a adoção de estratégias de controle direto de potência por modulação vetorial espacial (SVM). As estratégias do CDP com SVM são baseadas nos valores médios da tensão de rotor determinados a cada período constante de amostragem que, então, são fornecidos ao algoritmo SVM.



(a) Modo Gerador



(b) Modo Motor

Figura 2.4: Seleção dos vetores de chaveamento ótimo para o vetor fluxo de rotor no setor 1

Capítulo 3

Operação do Gerador de Indução Duplamente Alimentado durante Afundamento de Tensão

3.1 Introdução

Para analisar o comportamento dinâmico do GIDA durante afundamentos equilibrados e desequilibrados de tensão são utilizadas as equações escritas no sistema de referência síncrono e com a orientação da tensão de estator, no caso de desequilíbrio de tensão o método de componentes simétricas é usado.

Na Figura 3.1 é apresentada os vetores de tensão de estator, como o eixo q do sistema de coordenada esta alinhado no vetor tensão de estator, temos que $v_{sd} = 0$ e $jv_{sq} = \bar{v}_{s,\alpha\beta}$. Sob operação normal, o vetor espacial da tensão de estator gira com a velocidade síncrona ω_1 e

Capítulo 3 Operação do Gerador de Indução Duplamente Alimentado durante Afundamento de Tensão

com amplitude constante dada por V_s , se o gerador é ligado ao barramento infinito. Assim, ao considerar a resistência de estator $r_s \approx 0$ e tomar a expressão de regime permanente do fluxo de estator, a partir da equação (2.5) tem-se

$$\bar{\psi}_{s,dq} = \frac{\bar{V}_s}{j\omega_1} \quad (3.1)$$

isto é, as componentes de eixo direto e em quadratura são, respectivamente,

$$\psi_{sd} = \frac{V_s}{\omega_1} \quad (3.2)$$

$$\bar{\psi}_{sq} = 0 \quad (3.3)$$

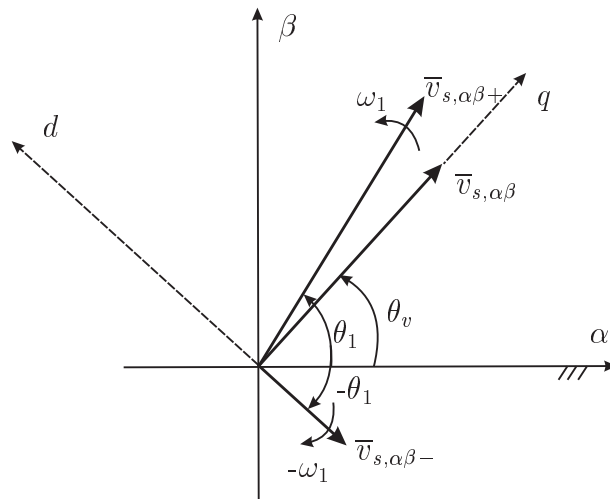


Figura 3.1: Vetor tensão de estator e seus vetores de sequência negativa e positiva.

3.2 Afundamento equilibrado de tensão

A partir das equações do fluxo de estator e da tensão de rotor do GIDA e considerando o circuito de rotor aberto (López et al., 2007; López et al., 2009a; Bim, 2012), isto é $i_r = 0$, obtém-se o circuito equivalente apresentado na Figura 3.2.

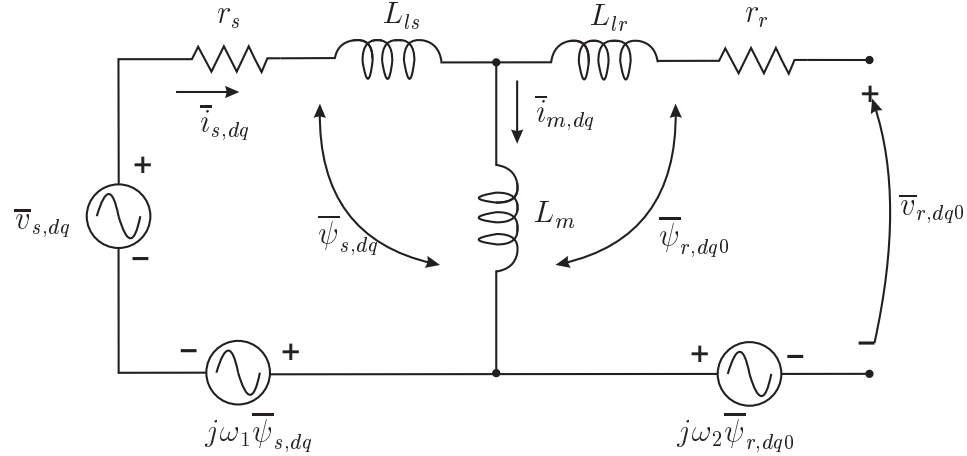


Figura 3.2: Circuito equivalente do GIDA com o rotor em aberto representado no sistema síncrono.

O comportamento do GIDA sob afundamento equilibrado de tensão é verificado ao se considerar o gerador operando na condição normal e, em um determinado instante – por convenção t_0 – ocorre um afundamento de tensão com magnitude de proporção p , cujo valor está na faixa $0 \rightarrow 1$). Sendo assim, os valores da magnitude da tensão no início (V_{si}) e no final do afundamento (V_{sf}), dados nos instantes $t < t_0$ e $t \geq t_0$, respectivamente, são os seguintes:

$$V_{si} = v_{sq}(t) \quad \text{para } t < t_0 \quad V_{sf} = p v_{sq}(t) \quad \text{para } t \geq t_0 \quad (3.4)$$

As expressões das componentes d-q do fluxos de estator são obtidas ao substituir a equação (3.1) em (2.5), resultando em

$$\frac{d}{dt} \psi_{sd} = -\frac{1}{\tau_s} \psi_{sd} + \omega_1 \psi_{sq} \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{sq} = -\omega_1 \psi_{sd} - \frac{1}{\tau_s} \psi_{sq} + v_{sq} \quad (3.6)$$

que depois de algumas manipulações tornam-se

$$\frac{d^2}{dt^2} \psi_{sd} + \frac{2}{\tau_s} \frac{d}{dt} \psi_{sd} + \left(\frac{1}{\tau_s^2} + \omega_1^2 \right) \psi_{sd} = \omega_1 v_{sq} \quad (3.7)$$

$$\frac{d^2}{dt^2} \psi_{sq} + \frac{2}{\tau_s} \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \left(\frac{1}{\tau_s^2} + \omega_1^2 \right) \psi_{sq} = \frac{1}{\tau_s} v_{sq} + \frac{d}{dt} v_{sq} \quad (3.8)$$

onde $\tau_s = L_s / r_s$ é a constante de tempo de estator.

A solução das equações diferenciais (3.7) e (3.8) para $t \geq t_0$, é dada por:

$$\psi_{sd} = \frac{V_{si}}{\omega_1} + \frac{V_{sf} - V_{si}}{\omega_1} [1 - e^{-t/\tau_s} \cos(\omega_1 t)] \quad (3.9)$$

$$\psi_{sq} = \frac{V_{sf} - V_{si}}{\omega_1} e^{-t/\tau_s} \sin(\omega_1 t) \quad (3.10)$$

onde o segundo termo da equação (3.9) e o primeiro termo da equação (3.10) representam a resposta natural do fluxo de estator. Esta resposta garante que não haverá descontinuidade no fluxo de estator quando ocorrerem mudanças bruscas nas tensões do terminal de estator. A resposta natural tem um comportamento oscilatório que decresce exponencialmente para zero e é proporcional à constante de tempo de estator τ_s .

A resposta transitória de cada uma das componentes do fluxo de estator depende dos valores das componentes de fluxo $\psi_{sd,p}$ e $\psi_{sq,p}$ nos seguintes instantes de tempo em que ocorrem o seu pico: $t_p = \pi/\omega_1$ e $t_p = \pi/(2\omega_1)$, que correspondem ao meio ciclo e ao quarto de ciclo, respectivamente, da frequência de oscilação amortecida de suas respectivas componentes do fluxo de estator. Como os parâmetros da máquina são conhecidos (ver Apêndice A), ao se utilizar as equações (3.9) e (3.10) obtém-se os valores máximos do fluxo no início e no final do afundamento em função da proporção do afundamento. Para a GIDA operando inicialmente com sua tensão de estator nominal, ou seja, $V_{s0} = 180 V$ (valor de pico da tensão de fase), os valores de $p = 0,7$, $p = 0,3$ e $p = 0$ são considerados. Com os valores de $\tau_s = 0,0577$, $t = tp$ e considerando que $e^{-t_p \tau_s} \approx 1$, as tabelas 3.1 e 3.2 são obtidas.

Observa-se que, durante a recuperação da tensão, o GIDA experimenta picos de fluxo de estator mais elevados e, conseqüentemente, são induzidas altas tensões no circuito de rotor. Cada uma das duas componentes de fluxo de estator induz uma componente de força eletromotriz nos

Tabela 3.1: Durante o afundamento de tensão

| p | V_{s0} [V] | V_{sf} [V] | t_p | $\psi_{sd,p}$ [Wb] | $\psi_{sq,p}$ [Wb] | $\psi_{s,p}$ [Wb] |
|-----|--------------|--------------|-------------------|--------------------|--------------------|-------------------|
| 0,7 | 180 | 126 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,33 | -0,14 | 0,36 |
| 0,7 | 180 | 126 | π/ω_1 | 0,2 | 0 | 0,2 |
| 0,3 | 180 | 54 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,14 | -0,33 | 0,36 |
| 0,3 | 180 | 54 | π/ω_1 | -0,2 | 0 | 0,2 |
| 0 | 180 | 0 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | -0,48 | 0,48 |
| 0 | 180 | 0 | π/ω_1 | -0,48 | 0 | 0,48 |

Tabela 3.2: Durante a recuperação de tensão

| p | V_{s0} [V] | V_{sf} [V] | t_p | $\psi_{sd,p}$ [Wb] | $\psi_{sq,p}$ [Wb] | $\psi_{s,p}$ [Wb] |
|-----|--------------|--------------|-------------------|--------------------|--------------------|-------------------|
| 0,7 | 126 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,48 | 0,14 | 0,5 |
| 0,7 | 126 | 180 | π/ω_1 | 0,62 | 0 | 0,62 |
| 0,3 | 54 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,48 | 0,33 | 0,58 |
| 0,3 | 54 | 180 | π/ω_1 | 0,81 | 0 | 0,81 |
| 0 | 0 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,48 | 0,48 | 0,68 |
| 0 | 0 | 180 | π/ω_1 | 0,95 | 0 | 0,95 |

terminais de rotor. Ao substituir a equação (3.1) em (2.8), obtém-se

$$\bar{\psi}_{r,dq} = \sigma L_r \bar{i}_{r,dq} + k_s \bar{\psi}_{s,dq} \quad (3.11)$$

e, portanto, as expressões para as componentes da tensão de rotor em função das componentes do fluxo e da tensão de estator são determinadas ao substituir a equação (3.11) em (2.6), obtendo-se

$$\bar{v}_{r,dq} = r_r \bar{i}_{r,dq} + \sigma L_r \frac{d\bar{i}_{r,dq}}{dt} + j\omega_2 \sigma L_r \bar{I}_{r,dq} + \underbrace{k_s \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}}{dt} + j\omega_2 k_s \bar{\psi}_{s,dq}}_{\bar{v}_{r,dq0}} \quad (3.12)$$

onde $\bar{v}_{r,dq0}$ é o termo da tensão de rotor gerado pelo do fluxo de estator. Como é considerado o

circuito de rotor aberto, tem-se

$$v_{rd} = v_{rd0} = k_s \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_2 k_s \psi_{sq} \quad (3.13)$$

$$v_{rq} = v_{rq0} = k_s \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_2 k_s \psi_{sd} \quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.5) e (3.6) em (4.6) e (4.7), têm-se

$$v_{rd0} = -\frac{k_s}{\tau_s} \psi_{sd} + (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sq} \quad (3.15)$$

$$v_{rq0} = -\frac{k_s}{\tau_s} \psi_{sq} - (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sd} + k_s v_{sq} \quad (3.16)$$

Os valores máximos das componentes d-q da tensão de rotor durante um afundamento de tensão e sua recuperação são determinados a partir dos valores das componentes d-q do fluxo de estator obtidos nas Tabelas 3.3 e 3.4, para três diferentes valores de escorregamento, conforme vistos nas tabelas abaixo

Para a operação normal da rede de alimentação, se $r_s = 0$, têm-se $\psi_{sq} \approx 0$ e $(\omega_1 \psi_{sd}) \approx V_s$ e, portanto,

$$v_{rd0} \approx 0 \quad (3.17)$$

$$v_{rq0} \approx s k_s V_s \quad (3.18)$$

A partir destas equações (3.17) e (3.19), pode-se determinar o máximo valor de tensão do conversor do GIDA operando sob tensão de estator nominal e constante. Uma vez conhecidos o limite de escorregamento (tipicamente $\pm 25\%$) e a relação de espiras entre o rotor e o estator ((N_s/N_r)), o valor máximo da magnitude da tensão de rotor referida ao rotor é dado por

$$V_{r,max.} = (N_s/N_r) \sqrt{v_{rd0}^2 + v_{rq0}^2} \approx s(N_s/N_r) k_s V_s \quad (3.19)$$

Tabela 3.3: Durante o afundamento da tensão

| p | V_{s0} [V] | V_{sf} [V] | t_p | s | $v_{rd,p}$ [V] | $v_{rq,p}$ [V] | $V_{r,p}$ [V] |
|-----|--------------|--------------|-------------------|-------|----------------|----------------|---------------|
| 0,7 | 180 | 126 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | -43,3745 | 31,8413 | 53,8072 |
| 0,7 | 180 | 126 | π/ω_1 | 0,25 | -3,1 | 67,4661 | 67,5372 |
| 0,7 | 180 | 126 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | -56,0244 | 2,3249 | 56,0726 |
| 0,7 | 180 | 126 | π/ω_1 | 0 | -3,1 | 50,5996 | 50,6944 |
| 0,7 | 180 | 126 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | -68,6743 | -27,1915 | 73,8616 |
| 0,7 | 180 | 126 | π/ω_1 | -0,25 | -3,1 | 33,733 | 33,8752 |
| 0,3 | 180 | 54 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | -90,8741 | 18,0747 | 92,6542 |
| 0,3 | 180 | 54 | π/ω_1 | 0,25 | 3,1 | 101,2 | 101,25 |
| 0,3 | 180 | 54 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | -120,39 | 5,4248 | 120,5127 |
| 0,3 | 180 | 54 | π/ω_1 | 0 | 3,1 | 118,0656 | 118,1063 |
| 0,3 | 180 | 54 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | -149,9069 | -7,2251 | 150,081 |
| 0,3 | 180 | 54 | π/ω_1 | -0,25 | 3,1 | 134,9321 | 134,9677 |
| 0 | 180 | 0 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | -126,5 | 7,75 | 126,74 |
| 0 | 180 | 0 | π/ω_1 | 0,25 | 7,75 | 126,5 | 126,74 |
| 0 | 180 | 0 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | -168,665 | 7,7497 | 168,84 |
| 0 | 180 | 0 | π/ω_1 | 0 | 7,7497 | 168,665 | 168,84 |
| 0 | 180 | 0 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | -210,8315 | 7,7497 | 211 |
| 0 | 180 | 0 | π/ω_1 | -0,25 | 7,75 | 210,83 | 211 |

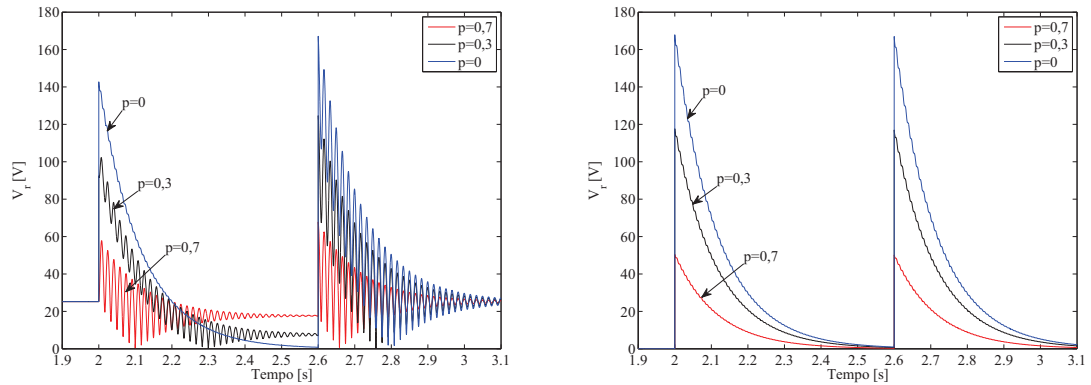
No entanto, ao assumir a ocorrência de um afundamento na tensão de estator, as componentes de eixo direto e em quadratura da tensão de rotor podem assumir altos valores, principalmente no início e no fim do afundamento de tensão. Na Figura 3.3 é mostrada a variação da magnitude da tensão de terminal de rotor para afundamento de proporção $p = 0$, que é a pior situação, e para três situações de escorregamento: $s = \pm 0,25$ e $s = 0$. Portanto, além da tensão de rotor depender do fluxo de estator, existe também a influência do escorregamento; conforme verificado na Figura 3.3, para um escorregamento de -25% tem-se a condição de maior

Tabela 3.4: Durante a recuperação da tensão

| p | V_{s0} [V] | V_{sf} [V] | t_p | s | $v_{rd,p}$ [V] | $v_{rq,p}$ [V] | $V_{r,p}$ [V] |
|-----|--------------|--------------|-------------------|-------|----------------|----------------|---------------|
| 0,7 | 126 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | 30,2 | 39,84 | 50 |
| 0,7 | 126 | 180 | π/ω_1 | 0,25 | -10,07 | 4,22 | 11 |
| 0,7 | 126 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | 42,85 | -2,3249 | 43 |
| 0,7 | 126 | 180 | π/ω_1 | 0 | -10,1 | -50,5996 | 51,59 |
| 0,7 | 126 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | 55,5 | -44,5 | 71,13 |
| 0,7 | 126 | 180 | π/ω_1 | -0,25 | -10,1 | -105,42 | 105,89 |
| 0,3 | 54 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | 80,8 | 36,74 | 88,76 |
| 0,3 | 54 | 180 | π/ω_1 | 0,25 | -13,17 | -46,3829 | 48,22 |
| 0,3 | 54 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | 110,31 | -5,4248 | 110,45 |
| 0,3 | 54 | 180 | π/ω_1 | 0 | -13,175 | -118,0656 | 118,798 |
| 0,3 | 54 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | 139,83 | -47,59 | 147,71 |
| 0,3 | 54 | 180 | π/ω_1 | -0,25 | -13,17 | -189,73 | 190,21 |
| 0 | 0 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0,25 | 118,75 | 34,42 | 123,64 |
| 0 | 0 | 180 | π/ω_1 | 0,25 | -15,5 | -84,33 | 85,75 |
| 0 | 0 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | 0 | -161 | -7,7497 | 161,1 |
| 0 | 0 | 180 | π/ω_1 | 0 | -15,5 | -168,665 | 169,38 |
| 0 | 0 | 180 | $\pi/(2\omega_1)$ | -0,25 | 203,1 | -50 | 209,13 |
| 0 | 0 | 180 | π/ω_1 | -0,25 | -15,5 | -253 | 253,47 |

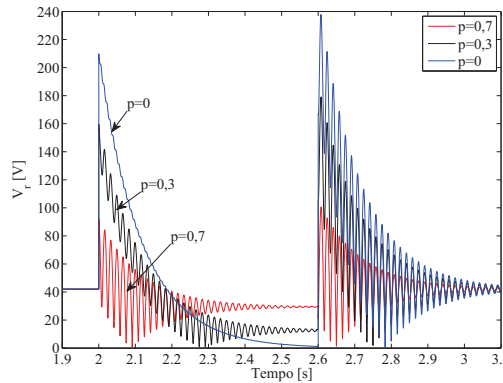
magnitude na tensão de rotor.

Para os três diferentes valores de afundamento de tensão, é verificado o comportamento das componentes do fluxo de estator, conforme mostrado na Figura 3.4. Verifica-se uma oscilação de amplitudes elevadas no início do transitório que é proporcional à profundidade do afundamento e, no regime permanente, diminui para zero, de acordo com a envoltória exponencial da constante de tempo.



(a) $S = 0,25$.

(b) $S = 0$.



(c) $S = -0,25$.

Figura 3.3: Variação da magnitude da tensão de rotor durante mudanças abruptas da tensão de estator trifásica.

3.3 Sob afundamento desequilibrado de tensão

Sob a condição de desequilíbrio de tensão de estator irão aparecer componentes de sequência positiva e negativa nos vetores de tensão, de corrente e de fluxo de estator e rotor. O efeito de assimetrias nas tensões de estator pode ser estudada usando a teoria de componentes simétrica (Fortescue, 1918). Segundo esta teoria, um sistema de tensão trifásico pode ser ex-

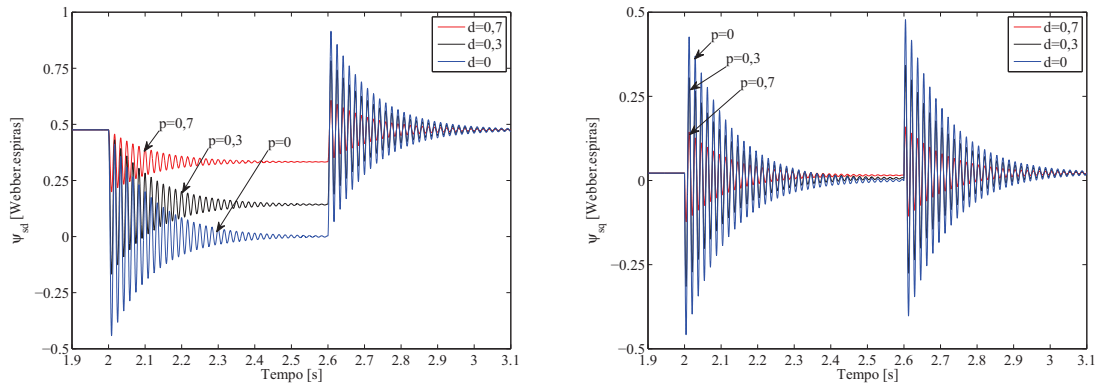


Figura 3.4: Variação das components do fluxo de estator de eixo d e q durante mudanças abruptas da tensão de estator trifásica.

presso pela soma de três componentes: positiva, negativa e zero. Portanto um vetor espacial tensão de estator desequilibrado pode ser decomposto em três vetores de tensão balanceados \bar{V}_{s+} , \bar{V}_{s-} e \bar{V}_0 , ou seja,

$$\bar{V}_s = \bar{V}_{s+} + \bar{V}_{s-} + \bar{V}_0 \quad (3.20)$$

A partir desta decomposição é possível obter o fator de desbalanceamento, definido por

$$U_f = \frac{V_-}{V_+} \quad (3.21)$$

onde V_+ e V_- são os módulos das componentes de sequência positiva e negativa, respectivamente.

A tensão de sequência zero geralmente não se propaga na máquina devido aos transformadores utilizados entre os terminais da máquina e a rede elétrica serem delta-estrela, portanto, vão aparecer somente as componentes de sequência positiva e negativa. Para um melhor entendimento dessas decomposições, nas Figuras 3.5(a) e 3.5(b) são apresentadas as tensões trifásicas de estator no sistema de referência abc e no sistema de referência estacionário, respectivamente, durante desequilíbrio de tensão. As componentes de sequência positiva e negativa são vistas nas Figura 3.5(c) e 3.5(d) respectivamente. Na Figura 3.6 é visto que o desbalanceamento provoca uma trajetória elíptica da tensão de estator, que é o resultado da soma de dois

vetores de trajetória circular e que correspondem aos vetores de sequências positiva e negativa. Portanto, a tensão de estator pode ser obtida no sistema de referência estacionário mediante as expressões

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta} = V_s e^{j\theta_v} = \underbrace{V_{s+} e^{j\theta_1}}_{\bar{V}_{s,\alpha\beta+}} + \underbrace{V_{s-} e^{-j\theta_1}}_{\bar{V}_{s,\alpha\beta-}} \quad (3.22)$$

onde V_{s+} e V_{s-} são as magnitudes dos vetores tensão de estator de sequências positiva e negativa, respectivamente, e θ_1 é o ângulo destes vetores em relação ao eixo real do sistema de coordenada estacionário..

Para alinhar o vetor tensão de estator desequilibrado com o eixo em quadratura, deve-se multiplicar o vetor tensão de estator, descrito pela equação (3.22), pelo operador complexo $e^{-j(\theta_v - \pi/2)}$, isto é,

$$\bar{V}_{s,dq} = jv_{sq} = (V_{s+} e^{j\theta_1} + V_{s-} e^{-j\theta_1}) e^{-j(\theta_v - \pi/2)} \quad (3.23)$$

Assumindo $\theta_v \approx \theta_1$, após algumas manipulações matemáticas, tem-se

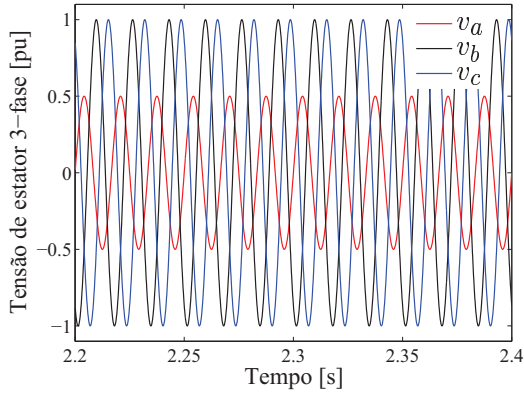
$$v_{sq} = V_{s+} + V_{s-} \cos(2\theta_1) \quad (3.24)$$

As componentes do fluxo de estator para a condição de tensão de estator desequilibrada são determinadas ao substituir a equação (3.24) nas equações (3.9) e (3.10), resultando em

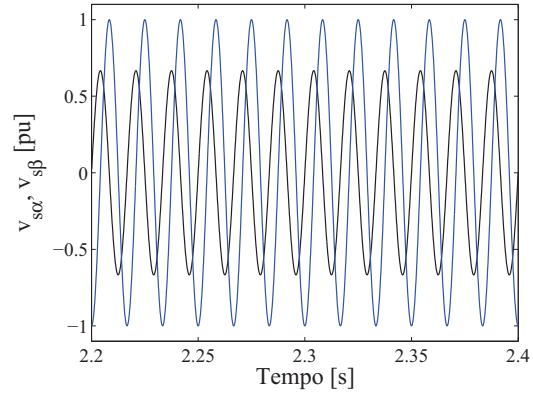
$$\begin{aligned} \psi_{sd} = & \underbrace{\frac{V_{s0+}}{\omega_1} + \frac{(V_{sf+} - V_{s0+})}{\omega_1} [1 - e^{-t/\tau_s} \cos(\omega_1 t)]}_{\psi_{sd+}} + \\ & + \underbrace{\frac{V_{s0-} \cos(2\theta_1)}{\omega_1} + \frac{(V_{sf-} - V_{s0-}) \cos(2\theta_1)}{\omega_1} [1 - e^{-t/\tau_s} \cos(\omega_1 t)]}_{\psi_{sd-}} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\psi_{sq} = \underbrace{\frac{(V_{fs+} - V_{0s+})}{\omega_1} e^{-t/\tau_s} \sin(\omega_1 t)}_{\psi_{sq+}} + \underbrace{\frac{(V_{fs-} - V_{0s-}) \cos(2\theta_1)}{\omega_1} e^{-t/\tau_s} \sin(\omega_1 t)}_{\psi_{sq-}} \quad (3.26)$$

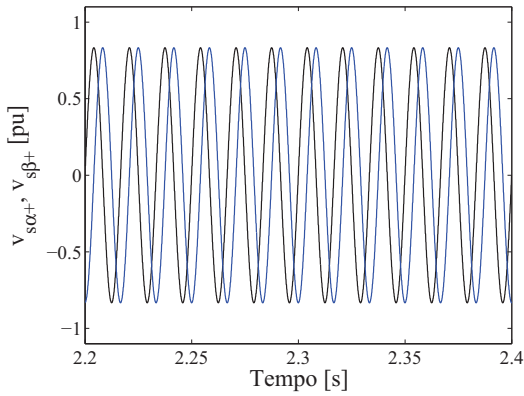
As componentes de eixo direto e em quadratura da tensão de rotor gerada pelo fluxo de estator, na condição de tensão desequilibrada, são obtidas ao substituir a equação (3.24) nas



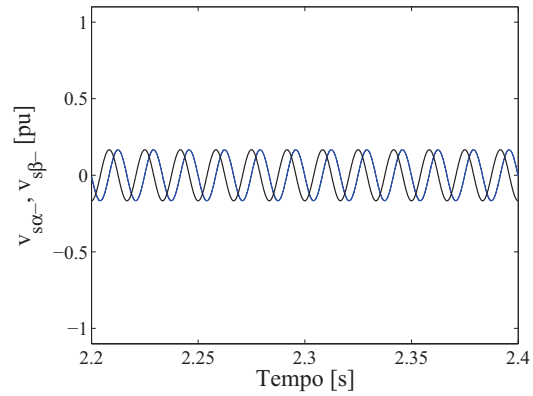
(a) Tensões trifásicas de estator desequilibradas.



(b) Tensões de estator representada no sistema estacionário.



(c) Tensões de estator de sequência positiva.



(d) Tensões de estator de sequência negativa.

Figura 3.5: Tensões de estator para tensões de estator desequilibradas.

equações (3.15) e (3.16), resultando em

$$v_{rd0} = \underbrace{-\frac{k_s}{\tau_s}\psi_{sd+} + (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sq+}}_{v_{rd0+}} + \underbrace{\left(-\frac{k_s}{\tau_s}\psi_{sd-} + (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sq-}\right)}_{v_{rd0-}} \quad (3.27)$$

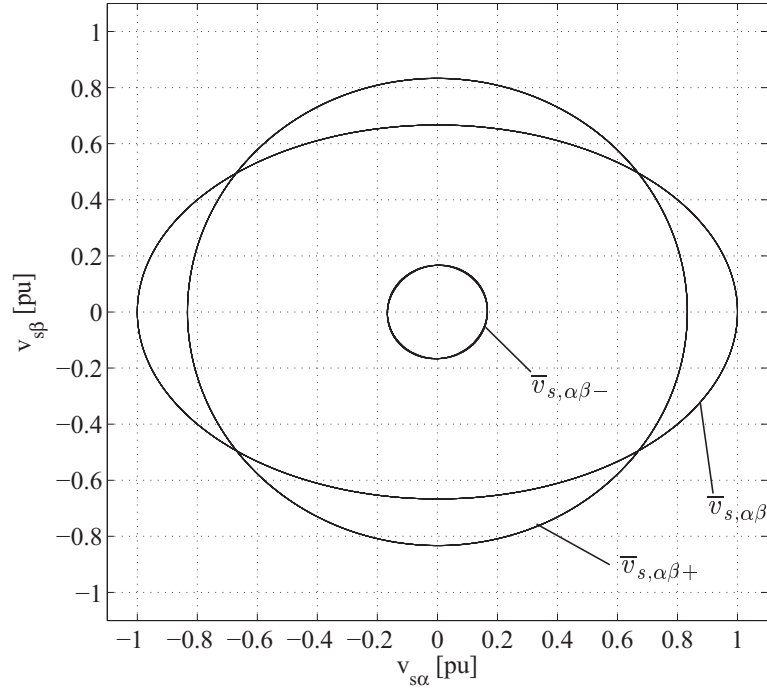


Figura 3.6: Componentes de seqüência positiva e negativa da tensão de estator no sistema estacionário.

$$v_{rq0} = \underbrace{-\frac{k_s}{\tau_s}\psi_{sq+} - (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sd} + k_s V_{s+}}_{v_{rq0+}} + \underbrace{-\frac{k_s}{\tau_s}\psi_{sq-} - (1-s)\omega_1 k_s \psi_{sd-} + k_s V_{s-} \cos(2\theta_1)}_{v_{rq0-}} \quad (3.28)$$

Devido ao rotor da máquina ser conectado a um conversor eletrônico de potência, não é conveniente projetar o conversor considerando o GIDA operando apenas na sua condição de tensão de estator normal, pois, conforme análise feita para o GIDA operando sob afundamentos de tensão, transitórios no fluxo de estator gerarão altas tensões no circuito de rotor. Com isso o conversor pode ser danificado ao serem excedidos seus limites de corrente ou de tensão do link DC e, conseqüentemente, perder-se por completo o controle do gerador.

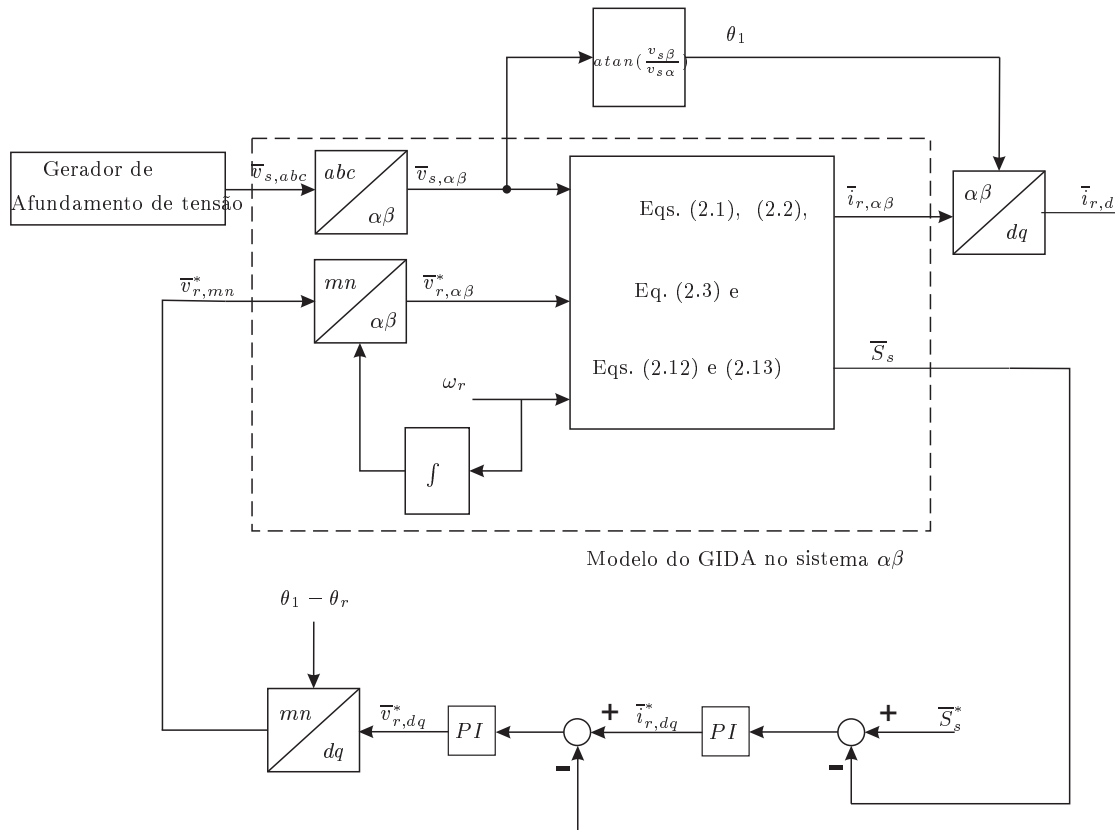


Figura 3.7: Esquema de controle por orientação da tensão de estator e modelo do GIDA para simulação.

3.4 Resultados de simulação

Como comentado anteriormente, afundamentos de tensão podem ocasionar sérios danos ao conversor conectado ao terminal do circuito de rotor do GIDA: transitórios no fluxo de estator geram altas tensão no circuito de rotor, principalmente no início e no final do afundamento, e, dependendo da profundidade do afundamento e da velocidade de operação do GIDA, o valor dessa tensão gerada pode ser o dobro do seu respectivo valor nominal.

Devido às altas tensões nos enrolamentos de rotor irão fluir altas correntes, e, como o conversor eletrônico de potência é conectado ao rotor do GIDA, essa corrente circulará pelo conversor que, por sua vez, provocará sobretensões no link DC. Esses efeitos, podem levar à destruição do

conversor, tanto por sobretensão como por sobrecorrente, se nenhuma providência for tomada.

Quando o conversor do GIDA é projetado para operar somente em condição normal da rede, a tensão máxima da tensão de rotor fornecida pelo conversor do lado do rotor é dada por $V_{r,max.} = s.k_s.V_s$. Como K_s é aproximadamente 1 e o escorregamento s de operação esperada é $\pm 25\% - 30\%$, para se ter uma margem de segurança, a máxima tensão no conversor é projetada para suportar até 50% da tensão nominal de estator V_s . No entanto, quando ocorre um afundamento de tensão de terminal de estator, altas tensões nos terminais de rotor são provocadas, portanto, o conversor não consegue se opor a essas tensões, devido sua saturação e, por consequência, o controle das potências de estator pode ser perdido transitoriamente.

Com o objetivo de verificar o comportamentos das potências de estator e das correntes de estator e do rotor, quando o GIDA opera sob afundamentos de tensão nos terminais de estator sem qualquer controle para reduzir os altos picos de correntes, são apresentados resultados de simulação para afundamentos equilibrado de 80% e desequilibrado com fator de desequilíbrio de 58%. A simulação é realizada com o gerador operando com potência ativa nominal, fator de potência unitário e com velocidade de rotor constante em $1,25\omega_{1,nom.}$, situação em que ocorre a maior tensão de rotor induzida. A estratégia de controle adotada é o controle vetorial por orientação de tensão de estator onde as potências de estator são controladas por controladores PIs. A simulação é realizada utilizando o programa Simulink/Matlab. O diagrama esquemático é mostrado na Figura 3.7 e os parâmetros do GIDA estão descritos no Apêndice A.

O comportamento do GIDA é verificado em duas situações: na primeira, quando não é realizado nenhum tipo de proteção ou atuação de estratégias de controle para conter sobrecorrentes nos enrolamentos de rotor; na segunda, para minimizar os picos de correntes de rotor do GIDA durante afundamentos de tensão de tensão nos seus terminais, baseia-se nas mudanças das referências das referências das potências ativa e reativa para zero. Na Figura 3.10 é mostrado o comportamento das tensões trifásicas para esses dois distúrbios.

(I) Comportamento do GIDA na *situação 1*

A Figura 3.8 mostra a resposta das potências ativa e reativa de estator para as duas situações de afundamento de tensão: verificando altos picos de potência ativa e reativa, principalmente no início e no fim, na situação de afundamento de tensão desequilibrado ocorrem oscilações com duas vezes a frequência da rede (120Hz) devido à componente de sequência negativa. Esses comportamentos também são verificados nas correntes de estator e rotor, conforme mostrado na Figura 3.9, na qual são verificadas sobrecorrentes no estator e no rotor. Na Figura 3.10 é verificado que, como a tensão de rotor é limitada em 50% da tensão de estator, no início do afundamento de tensão de estator, a tensão de rotor gerada pelo controlador é saturada neste limite. Após analisar o comportamento do GIDA sob o efeito de afundamentos de tensão, verificam-se altas correntes no circuito de rotor e, por estar conectado ao conversor eletrônico de potência, essas correntes podem levar à sua destruição. Uma maneira muito usada de proteger o conversor é conectar aos terminais do rotor um circuito composto de chave eletrônica de potência e bancos de resistências (circuito *crowbar*), o qual é ativado quando é detectada sobrecorrente e, dessa forma, o conversor sai de operação.

(II) Comportamento do GIDA para *situação 2*

Uma estratégia proposta por Santos-Martin et al. (2009) para minimizar os picos de correntes de rotor do GIDA durante afundamentos de tensão nos seus terminais baseia-se nas mudanças das referências das potências ativa e reativa para zero e, quando as correntes atingem seus valores seguros, o controle atua conforme exigem os códigos de rede. Baseado neste princípio, é realizada simulação para a estratégia de controle apresentada na Figura 3.7 para o GIDA submetido a afundamentos de tensão equilibrado e desequilibrado, conforme apresentados na Figura 3.10. Com isso, quando é detectado um afundamento de tensão abaixo de determinado valor estipulado, as referências das potência ativa e reativa mudam para zero. Na Figura 3.11 é mostrado o comportamento das potências ativa e reativa, verificando-se que, assim que é detectado a queda de tensão, a potência ativa de referência muda rapidamente para zero, e

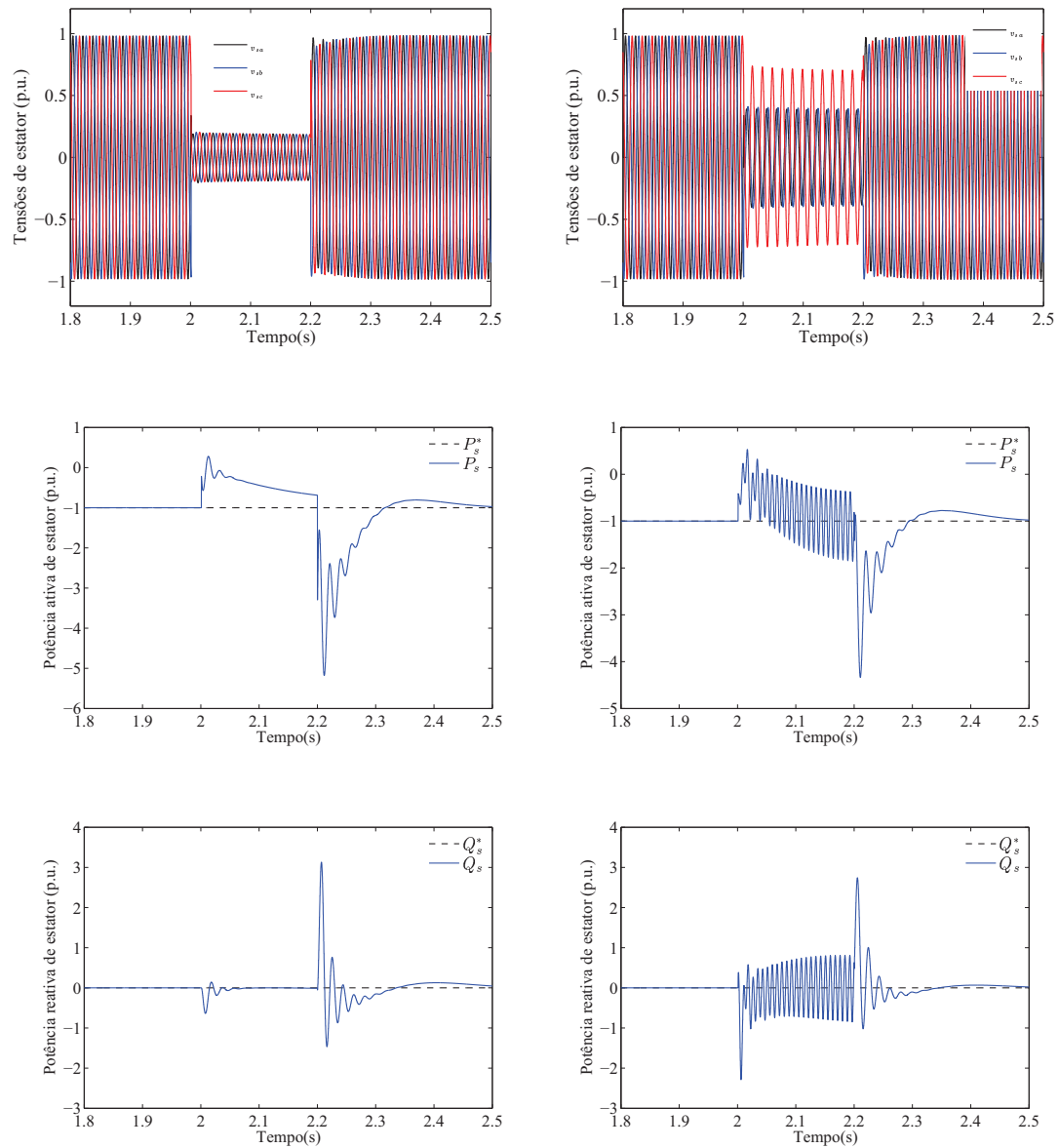


Figura 3.8: Comportamento das potências de estator.

consequentemente, altas potências são observadas devido às oscilações do fluxo de estator, o que implica em sobrecorrentes de estator e rotor, conforme apresentado na Figura 3.12. Este fenômeno é bastante intenso no caso de afundamento de tensão equilibrado.

Uma estratégia de controle para forçar ainda mais a queda das correntes de estator e, conse-

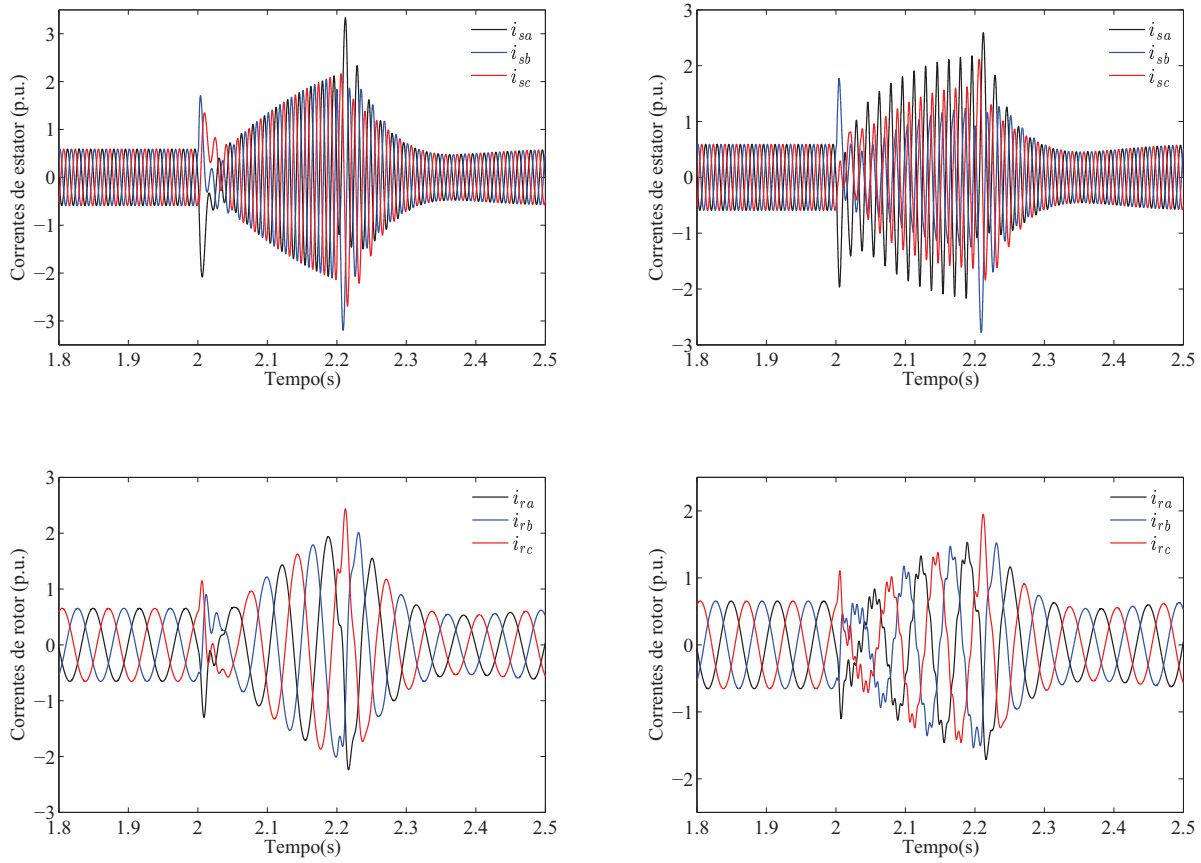


Figura 3.9: Comportamento das correntes trifásicas de estator e rotor.

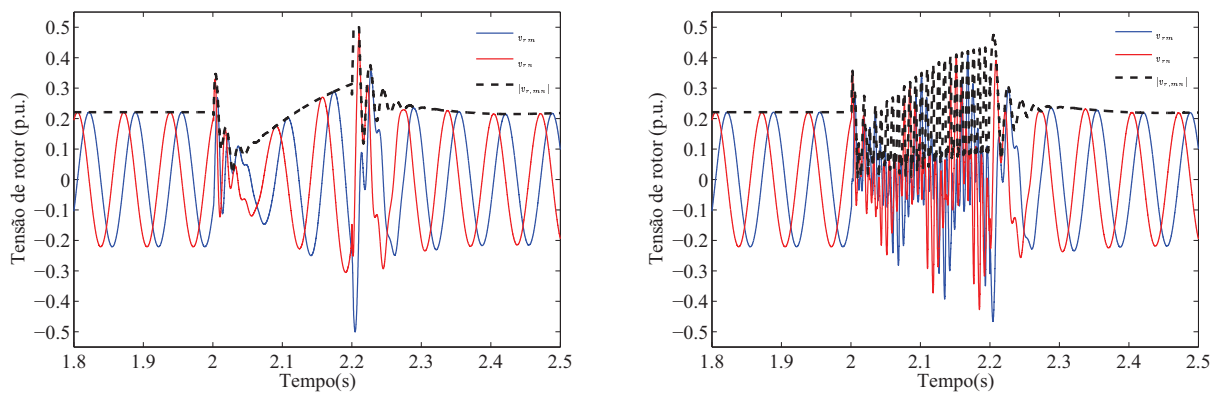


Figura 3.10: Comportamento das tensões de rotor no sistema de referência rotórico.

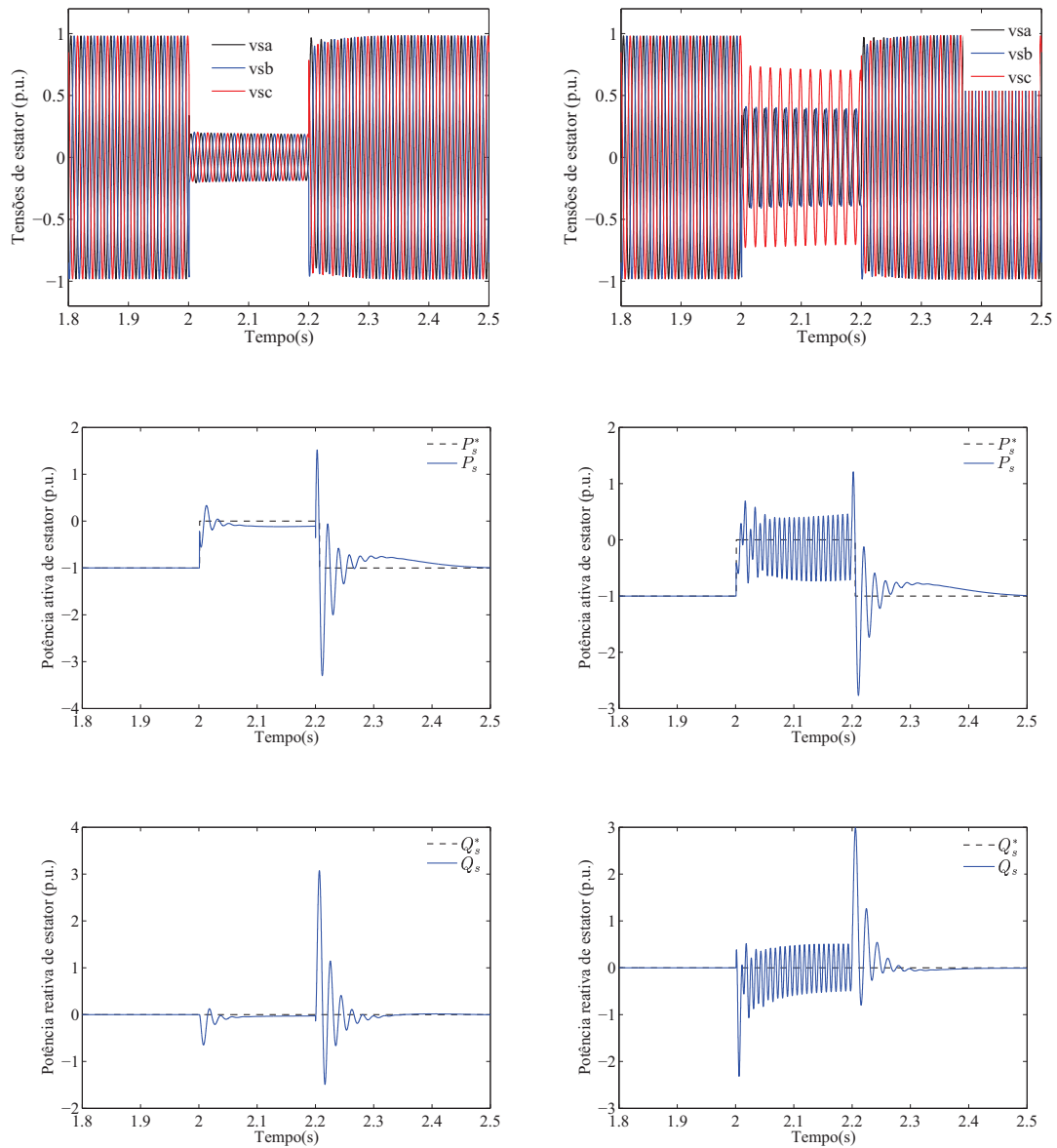


Figura 3.11: Comportamento das potências de estator.

quentemente, das correntes de rotor, é proposta por Lima, Watanabe, Rodriguez e Luna (2009), Que consiste em substituir a referência da corrente de rotor pela corrente de estator medida, no instante em que for detectado o afundamento de tensão.

Dentro desse contexto, para melhorar as respostas dinâmicas das potências durante afun-

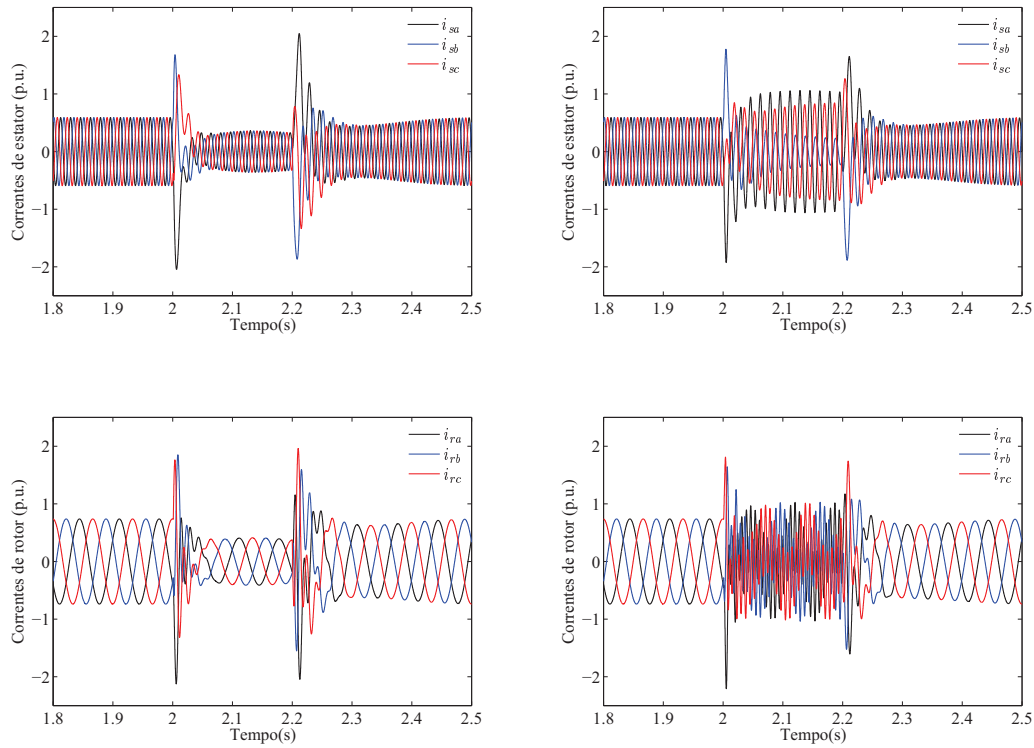


Figura 3.12: Comportamento das correntes trifásicas de estator e rotor.

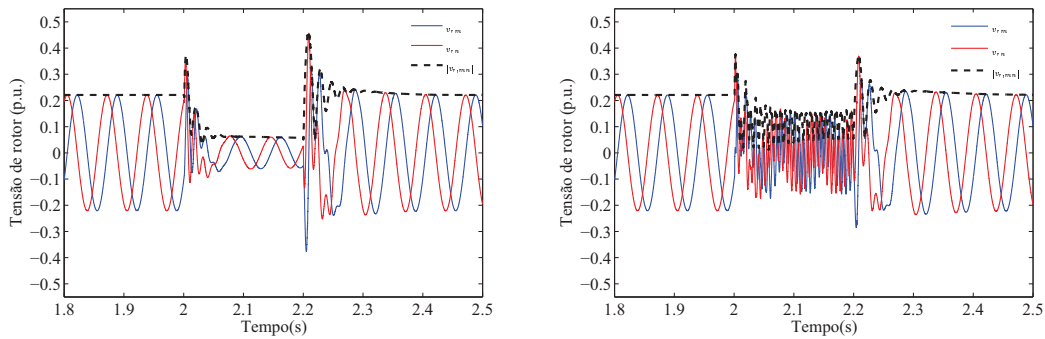


Figura 3.13: Comportamento das tensões de rotor no sistema de referência rotórico.

damento de tensão, é proposta nesta tese uma estratégia de controle direto de potência que se baseia nas equações dinâmicas da tensão de rotor da máquina. É proposto também neste capítulo um método de geração das referências das potências, que utiliza as tensões de sequência

positiva e negativa da tensão de estator para atuar nas mudanças das referências das potências de estator, tal que o gerador consiga fornecer potência reativa à rede e ainda gerar potência ativa durante um afundamento de tensão.

Capítulo 4

Estratégia de Controle da Suportabilidade do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a estratégia de controle direto de potência do GIDA para que, mesmo sob afundamentos de tensão, o gerador mantenha a potência reativa em um valor proporcional ao afundamento de tensão. A partir do modelo do gerador escrito com orientação da tensão de estator, o algoritmo de controle é obtido com base na equação de tensão de rotor escrita em função das potências de estator estimadas e de referência, da tensão de estator e, principalmente, da equação do transitório do fluxo de estator, que não é admitido constante nos casos de afundamentos de tensão equilibrados ou desequilibrados. O fato de se utilizar este

transitório permite boas respostas transitórias e de regime permanente das potências de estator durante os afundamentos de tensão.

4.2 Projeto do controlador proposto

De acordo com as equações (2.7) e (2.8), o vetor espacial das correntes de rotor expresso no sistema de coordenadas síncronas e em função dos fluxos é dado por

$$\bar{i}_{r,dq} = \frac{\bar{\psi}_{r,dq}}{\sigma L_r} - \frac{k_s}{\sigma L_r} \bar{\psi}_{s,dq} \quad (4.1)$$

que substituída na equação (2.6), resulta nas equações de eixo direto e em quadratura da tensão de rotor

$$v_{rd} = \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_2 \psi_{rq} + \frac{r_r}{\sigma L_r} \psi_{rd} - \frac{r_r k_s}{\sigma L_r} \psi_{sd} \quad (4.2)$$

$$v_{rq} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_2 \psi_{rd} + \frac{r_r}{\sigma L_r} \psi_{rq} - \frac{r_r k_s}{\sigma L_r} \psi_{sq} \quad (4.3)$$

Para escrever estas tensões do rotor em função das potências ativa e reativa do estator, substituem-se as equações (2.5) e (2.18) nas equações (2.12) e (2.13), obtendo, deste modo,

$$\psi_{rq} = \frac{\psi_{sq}}{k_r} - \frac{P_s}{k_\sigma v_{sq}} \quad (4.4)$$

$$\psi_{rd} = \frac{\psi_{sd}}{k_r} - \frac{Q_s}{k_\sigma v_{sq}} \quad (4.5)$$

onde $k_s = L_m/L_s$ e $k_r = L_m/L_r$ são os fatores de acoplamento do estator e rotor, respectivamente, $k_\sigma = 1, 5k_r/\sigma L_s$ e $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$.

A combinação destas duas últimas equações com as equações (4.2) e (4.3), resulta

$$v_{rd} = -\frac{1}{k_\sigma} \frac{d(Q_s/v_{sq})}{dt} + \frac{1}{k_r} \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} P_s - \frac{k_1}{v_{sq}} Q_s + k_2 \psi_{sd} - \frac{\omega_2}{k_r} \psi_{sq} \quad (4.6)$$

$$v_{rq} = -\frac{1}{k_\sigma} \frac{d(P_s/v_{sq})}{dt} + \frac{1}{k_r} \frac{d\psi_{sq}}{dt} - \frac{k_1}{v_{sq}} P_s - \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} Q_s + \frac{\omega_2}{k_r} \psi_{sd} + k_2 \psi_{sq} \quad (4.7)$$

onde $k_1=r_r/(\sigma L_r k_\sigma) = r_r L_s/(1,5L_m)$ e $k_2=r_r(1 - k_s k_r)/(\sigma L_r k_r) = r_r/L_m$.

- Operação normal na rede

Sob condição da tensão de estator normal, a tensão e a frequência de estator podem ser consideradas constantes, ou seja, $d v_{sq}/dt = 0$. Conseqüentemente, as componentes dq do fluxo de estator também são constante, assim, $d \psi_{sd}/dt = 0$, $d \psi_{sq}/dt = 0$ e $\psi_{sq} = 0$. Portanto, ao usar as equações (4.6) e (4.7) as seguintes equações das componentes d-q da tensão de rotor são determinadas:

$$v_{rd} = -\frac{1}{k_\sigma v_{sq}} \frac{d(Q_s)}{dt} + \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} P_s - \frac{k_1}{v_{sq}} Q_s + k_2 \psi_{sd} \quad (4.8)$$

$$v_{rq} = -\frac{1}{k_\sigma v_{sq}} \frac{d(P_s)}{dt} + \frac{k_1}{v_{sq}} P_s - \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} Q_s + \frac{\omega_2}{k_r} \psi_{sd} \quad (4.9)$$

- Operação com distúrbio na rede

Nas estratégias convencionais de controle direto de potência do GIDA, o fluxo e a tensão de estator são consideradas constantes para simplificar o projeto do controlador. No entanto, quando ocorrem afundamentos de tensão equilibrados ou desequilibrados, os valores instantâneos das componentes d-q do fluxo de estator não são constantes, como pode ser observado na Figura 3.4, o que significa que $d \psi_{sd}/dt \neq 0$, $d \psi_{sq}/dt \neq 0$ e $\psi_{sq} \neq 0$. Como o valor instantâneo da tensão de estator de eixo q também não é constante, têm-se $d(Q_s/v_{sq})/dt \neq (1/v_{sq})d Q_s/dt$ e $d(P_s/v_{sq})/dt \neq (1/v_{sq})d P_s/dt$. Então, pela aplicação da derivada da regra da cadeia, essas derivadas podem ser desenvolvidas da seguinte forma:

$$\frac{d(Q_s/v_{sq})}{dt} = \frac{\partial(Q_s/v_{sq})}{\partial Q_s} \frac{d Q_s}{dt} + \frac{\partial(Q_s/v_{sq})}{\partial v_{sq}} \frac{d v_{sq}}{dt} = \frac{1}{v_{sq}} \frac{d Q_s}{dt} - \frac{Q_s}{v_{sq}^2} \frac{d v_{sq}}{dt} \quad (4.10)$$

$$\frac{d(P_s/v_{sq})}{dt} = \frac{\partial(P_s/v_{sq})}{\partial P_s} \frac{d P_s}{dt} + \frac{\partial(P_s/v_{sq})}{\partial v_{sq}} \frac{d v_{sq}}{dt} = \frac{1}{v_{sq}} \frac{d P_s}{dt} - \frac{P_s}{v_{sq}^2} \frac{d v_{sq}}{dt} \quad (4.11)$$

Substituindo estas equações nas equações da tensão de rotor (4.6) e (4.7), obtêm-se

$$v_{rd} = \underbrace{-\frac{1}{k_\sigma v_{sq}} \frac{dQ_s}{dt} + \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} P_s - \frac{k_1}{v_{sq}} Q_s + k_2 \psi_{sd}}_I + \underbrace{\frac{Q_s}{k_\sigma v_{sq}^2} \frac{dv_{sq}}{dt} + \frac{1}{k_r} \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{\omega_2}{k_r} \psi_{sq}}_{II} \quad (4.12)$$

$$v_{rq} = \underbrace{-\frac{1}{k_\sigma v_{sq}} \frac{dP_s}{dt} - \frac{k_1}{v_{sq}} P_s - \frac{\omega_2}{k_\sigma v_{sq}} Q_s + \frac{\omega_2}{k_r} \psi_{sd}}_I - \underbrace{\frac{P_s}{k_\sigma v_{sq}^2} \frac{dv_{sq}}{dt} + \frac{1}{k_r} \frac{d\psi_{sq}}{dt} + k_2 \psi_{sq}}_{II} \quad (4.13)$$

Os primeiro quatro termos das equações (4.12) e (4.13) representam a operação normal da rede e os últimos três termos representam o efeito do afundamento de tensão.

4.3 Algoritmo de controle para o CDP proposto

Uma vez desenvolvidas as equações das componentes da tensão de rotor – equações (4.12) e (4.13)–, estas são usadas para calcular a necessária tensão de rotor que leva a uma boa resposta das potências de estator, seja ela dinâmica ou de regime permanente, mesmo durante os distúrbios de tensão. Escritas na forma discreta, estas tensões são, para um período pequeno de amostragem T_s ,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{rd}^*(k) \\ v_{rq}^*(k) \end{bmatrix} &= -\frac{1}{T_s k_\sigma} \begin{bmatrix} \frac{1}{\widehat{v}_{sq}(k)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\widehat{v}_{sq}(k)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta Q_s(k) \\ \Delta P_s(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{\widehat{v}_{sq}} & \frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_\sigma \widehat{v}_{sq}} \\ -\frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_\sigma \widehat{v}_{sq}} & -\frac{k_1}{\widehat{v}_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_s^*(k) \\ P_s^*(k) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} k_2 & -\frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_r} \\ \frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_r} & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{\psi}_{sd}(k) \\ \widehat{\psi}_{sq}(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s k_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \psi_{sd}(k) \\ \Delta \psi_{sq}(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{T_s k_\sigma} \begin{bmatrix} \frac{\widehat{Q}_s(k)}{\widehat{v}_{sq}^2(k)} \\ \frac{\widehat{P}_s(k)}{\widehat{v}_{sq}^2(k)} \end{bmatrix} \Delta v_{sq} \end{aligned} \quad (4.14)$$

onde

- $\Delta P_s(k) = P_s^*(k) - \widehat{P}_s(k)$ e $\Delta Q_s(k) = Q_s^*(k) - \widehat{Q}_s(k)$ são os erros das potências ativa e reativa no instante de amostragem k th;
- $\Delta v_{sq}(k) = \widehat{v}_{sq}(k) - \widehat{v}_{sq}(k-1)$ é a variação da tensão de estator no instante de amostragem k th;

- $\Delta\psi_{sd}(k) = \widehat{\psi}_{sd}(k) - \widehat{\psi}_{sd}(k-1)$ é a variação do fluxo de estator de eixo -d no instante de amostragem kth;
- $\Delta\psi_{sq}(k) = \widehat{\psi}_{sq}(k) - \widehat{\psi}_{sq}(k-1)$ é a variação do fluxo de estator de eixo -q no instante de amostragem kth;
- $\widehat{\omega}_2 = \omega_1 - \omega_r$ é a frequência angular de escorregamento estimada a partir da velocidade síncrona e da velocidade de rotor.

A equação (4.14) pode ainda ser escrita de forma compacta, ao adotar-se $\bar{v}_r^* = [v_{rd}^* \ v_{rq}^*]^T$, $\bar{S}_s = [Q_s \ P_s]^T$ e $\bar{\psi}_s = [\psi_{sd} \ \psi_{sq}]^T$:

$$\bar{f}_1(k) = \begin{bmatrix} -\frac{G_1}{\widehat{v}_{sq,pu}(k)} & 0 \\ 0 & -\frac{G_1}{\widehat{v}_{sq,pu}(k)} \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

$$\bar{f}_2(k) = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{\widehat{v}_{sq}(k)} & \frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_\sigma \widehat{v}_{sq}(k)} \\ -\frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_\sigma \widehat{v}_{sq}(k)} & -\frac{k_1}{\widehat{v}_{sq}(k)} \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

$$\bar{f}_3(k) = \begin{bmatrix} k_2 & -\frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_r} \\ \frac{\widehat{\omega}_2(k)}{k_r} & k_2 \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

$$\bar{f}_4 = \begin{bmatrix} G_2 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

e

$$\bar{f}_5(k) = \begin{bmatrix} \frac{G_3}{\widehat{v}_{sq,pu}^2(k)} & 0 \\ 0 & \frac{G_3}{\widehat{v}_{sq,pu}^2(k)} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Sendo assim, a equação (4.14) resulta em

$$\bar{v}_r^*(k) = \bar{f}_1(k)\Delta\bar{S}_s(k) + \bar{f}_2(k)\bar{S}_s^*(k) + \bar{f}_3(k)\widehat{\bar{\psi}}_s(k) + \bar{f}_4\Delta\bar{\psi}_s(k) + \bar{f}_5(k)\widehat{\bar{S}}_s(k)\Delta v_{sq}(k) \quad (4.20)$$

Os ganhos do controlador requeridos pelo controle são dados por

$$G_1 = \frac{1}{k_\sigma T_s V_{s,n}}, \quad (4.21)$$

$$G_2 = \frac{1}{k_r T_s} \quad (4.22)$$

e

$$G_3 = \frac{1}{k_\sigma T_s V_{s,n}^2} \quad (4.23)$$

O diagrama de bloco representando o CDP é mostrado na Figura 4.1.

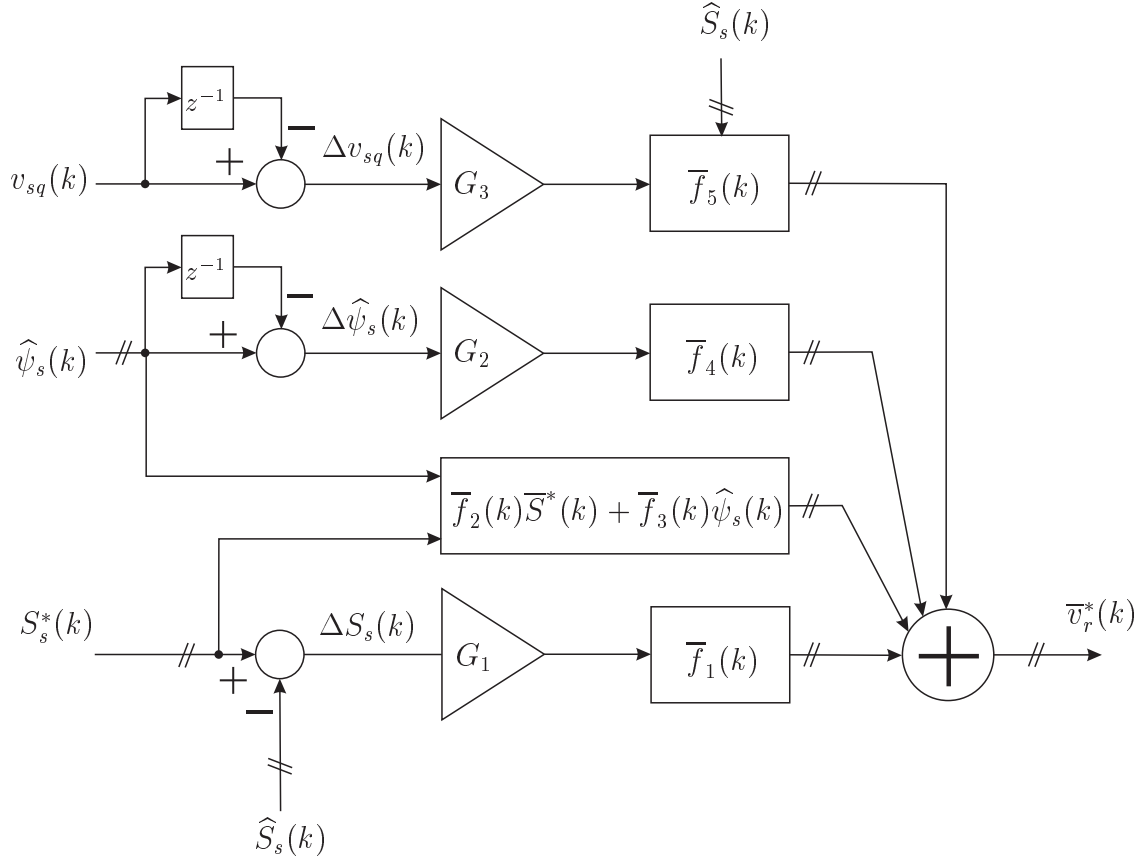


Figura 4.1: Controlador de CDP proposto.

A análise da equação (4.20), com o gerador operando normalmente em paralelo com a rede, permite concluir que os termos que aparecem \bar{f}_4 e $\bar{f}_5(k)$ são zeros. Quando ocorre um distúrbio na tensão de alimentação, a tensão e o fluxo de estator variam no tempo, portanto, o controlador deve gerar uma tensão de rotor para opor-se a essa variação e para que as potências de estator sigam suas respectivas potências de referência, sem oscilação e sem erro de regime permanente.

4.4 Análise de sensibilidade a parâmetros

É visto na literatura, como mostrado em Mei e Pal (2007) através da análise modal, que a indutância de magnetização L_m e as resistências de estator e de rotor, r_s e r_r , respectivamente, são os parâmetros que normalmente apresentam a maior variabilidade, devido, principalmente, à saturação magnética e à variação de temperatura do circuito magnético, respectivamente.

Pode ser verificado que as constantes e os ganhos do algoritmo do CDP proposto (equação (4.14)) dependem da indutância e da resistência de rotor, o que exige o estudo do desempenho do controlador diante de variações destes dois parâmetros. Para analisar a influência da variação de L_m nas constantes e nos ganhos do algoritmo de controle, é suposto que $L_{ls} \approx 0$, o que torna $L_s \approx L_m$, como pode ser verificado com uma simples análise da equação (2.2). Uma variação em L_m de δ_l (%) implica em $L_s \approx \delta L_m$, e, portanto, têm-se que as seguintes relações:

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} \approx 1 \quad (4.24)$$

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} \approx 1 \quad (4.25)$$

$$k_1 = \frac{r_r L_s}{1,5 L_m} \approx \frac{r_r}{1,5} \quad (4.26)$$

$$k_2 = \frac{r_r}{L_m} \quad (4.27)$$

$$k_\sigma = \frac{1,5 \delta L_m}{\delta^2 (L_s L_r - L_m^2)} = \frac{1,5 L_m}{\delta (L_s L_r - L_m^2)} \quad (4.28)$$

Observa-se que k_s , k_r e k_1 independem de L_m , mas k_2 e k_σ são inversamente proporcionais à L_m . Sendo assim, a partir da equação (4.14), com a consideração de que s opera em regime permanente, isto é, $\Delta \bar{S}_s = 0$, $\Delta \bar{\psi}_{s,dq} = 0$ e $\Delta v_{sq} = 0$, é analisada a influência da variação de L_m na determinação das componentes da tensão de rotor em função das potências de estator e da velocidade de escorregamento ω_2 , conforme apresentado nas Figuras 4.2 e 4.3. Por sua vez, as constantes k_1 e k_2 são diretamente proporcionais aos valores da resistência de rotor r_r .

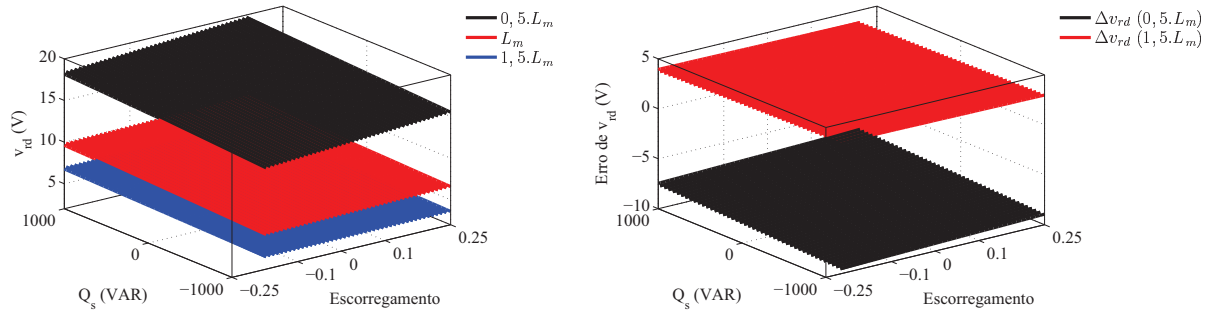


Figura 4.2: Variação de v_{rd} em função da indutância mutua L_m .

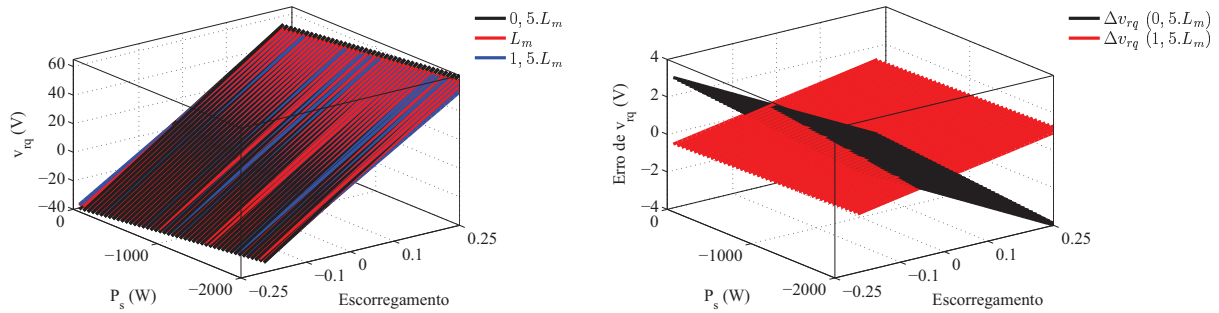


Figura 4.3: Variação de v_{rq} em função da indutância mutua L_m .

4.5 Geração das referências de potências ativa e reativa

Para satisfazer as exigências das normas de códigos de rede quando a mesma sofre afundamentos de tensão equilibrados ou desequilibrados, o gerador de indução duplamente alimentado deve ser capaz de gerar reativos que deem suporte de tensão em proporção ao afundamento de tensão. Sendo assim, o valor da potência ativa de referência deve ser tal que o kVA nominal do gerador não seja ultrapassado e, portanto, a potência reativa de referência do estator é determinada pela seguinte expressão:

$$Q_s^*(k) = -\frac{3}{2} I_{s,n} V_{s,+}(k) \underbrace{\left(1 - \frac{V_{s,+}(k)}{V_{s,n}}\right)}_{\Delta V_{s,+}(pu)(k)} \quad (4.29)$$

sendo que os valores de referência das potências ativa e reativa são restritos aos valores determinados pelas seguintes equações:

$$\text{if } |Q_s^*(k)| \geq S_{s,max.}(k) \text{ then } Q_s^*(k) = -S_{s,max.}(k) \quad (4.30)$$

$$\text{if } P_s^*(k) \leq P_{s,max.}(k) \text{ then } P_s^*(k) = P_{s,max.}(k) \quad (4.31)$$

onde:

$$S_{s,max.}(k) = \frac{3}{2} I_{s,n} V_{s,+}(k) \quad (4.32)$$

$$P_{s,max.}(k) = -\sqrt{[S_s^*(k)]^2 - [Q_s^*(k)]^2}, \quad (4.33)$$

e

$$V_{s,+}(k) = V_{s+}(k) - V_{s-}(k) \quad (4.34)$$

Observa-se que para calcular as referências das potências de estator, nas condições normais ou no caso de ocorrerem distúrbios de tensão, são exigidos os valores instantâneos das magnitudes das tensões de sequência positiva $V_{s+}(k)$ e de sequência negativa $V_{s-}(k)$. Portanto, ao utilizar um algoritmo para a geração das referências das potências ativa e reativa, de acordo com as equações (4.29)- (4.34) é possível contribuir com uma quantidade de potência reativa e ainda entregar potência ativa à rede em três modos de operação:

- (i) *Operação normal*: Neste caso, a magnitude da tensão de estator é nominal e igual à magnitude da componente de sequência positiva, o que significa $V_{s-}(k) = 0$. Sendo assim, a referência da potência reativa de estator é zero e a referência da potência ativa gerada é tal que e aproveite o máximo da energia disponível;
- (ii) *Afundamento de tensão equilibrado*: Neste caso, a magnitude da tensão de estator é igual a magnitude da componente de sequência positiva e, conseqüentemente, a tensão de sequência negativa é zero. A potência reativa é fornecida à rede para dar o suporte de

reativo proporcional à magnitude da tensão $V_{s,+}(k) = V_{s+}(k)$, enquanto a potência ativa de referência é lide tal forma que a corrente de estator não ultrapasse o seu valor nominal;

(iii) *Afundamento de tensão desequilibrado*: Diferente dos casos anteriores, aqui existe a componente de tensão de sequência negativa, isto é, $V_{s,+}(k) = V_{s+}(k) - V_{s-}(k)$.

A referência de potência reativa necessária ao suporte de tensão, quando ocorrem mudanças abruptas de tensão da rede, é estabelecida, por ser uma das mais severas, segundo as exigências da norma Alemã dada em E.ON-NETZ (2006): para cada 0,001 p.u. de queda de tensão na rede ($V_s = -0,01 \times V_{sn}$), o incremento na corrente do estator deve ser de 0,02 p.u., obedecendo as restrições regidas pelas equações (4.30)- (4.33). Para afundamentos de tensão abaixo de 50%, de acordo com a equação (4.29), tem-se que $|Q_s^*(k)| = S_{max}(k)$ e, portanto, não há como entregar potência ativa, isto é, a referência de potência ativa necessariamente deve ser zero.

4.6 Análise da estratégia de controle proposto através de simulação

O desempenho dinâmico e de regime permanente das respostas das potências ativa e reativa com o controlador proposto é inicialmente avaliado por simulação. O respectivo diagrama de bloco composto pelo controlador e pelo modelo matemático do GIDA com orientação da tensão de estator é mostrado na Figura 4.4. O modelo tem como variáveis de entrada a tensão v_{sq} e o vetor espacial das tensões de rotor $\bar{V}_{r,dq}$, enquanto as variáveis controladas são as potências de estator P_s e Q_s . A matriz de espaço do estator do GIDA é dada por

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_{s,dq}}{dt} \\ \frac{d\bar{\psi}_{s,dq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{r_s + k_r^2 r_r}{\sigma L_s} + \frac{r_r}{L_r} + j(\omega_1 - \omega_r)\right) & \frac{r_r}{L_r \sigma L_s} - j\frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -r_s & -j\omega_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{s,dq} \\ \bar{\psi}_{s,dq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{k_r}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} jv_{sq} \\ \bar{v}_{r,dq} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$\bar{S}_s = \frac{3}{2}(jv_{sq} \bar{i}_{s,dq}^*) \quad (4.36)$$

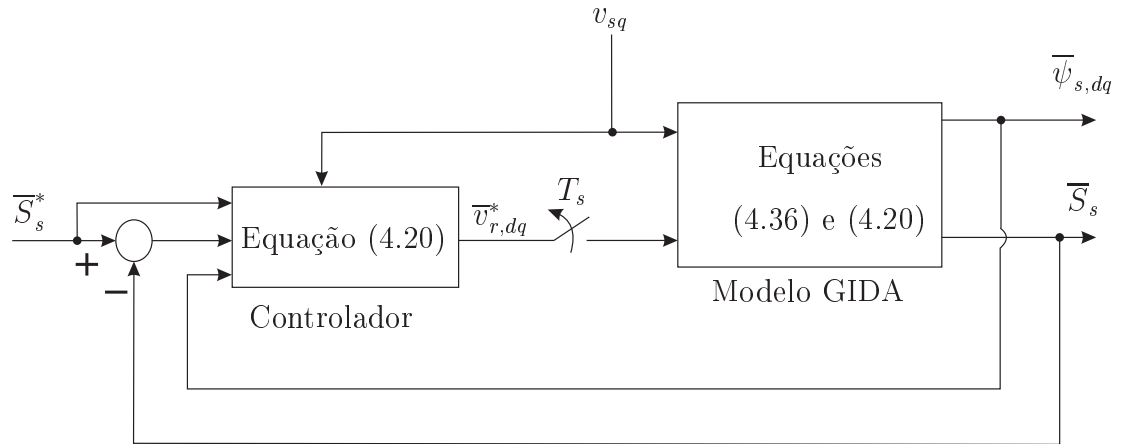


Figura 4.4: Diagrama de bloco do controlador e do modelo representativo do GIDA.

A estratégia de CDP proposta é testada por simulações com objetivo de verificar o desempenho dinâmico e de regime permanente das potências de estator, assim como as limitações da estratégia de controle proposta, para as seguintes situações: (1) operação com tensão de estator normal, (2) operação com afundamentos de tensão equilibrado ou desequilibrado, (3) operação com afundamento de tensão equilibrado e com variações de parâmetros elétricos do gerador e (4) operação com tensão de rotor limitada durante o afundamento de tensão equilibrado.

(1) *Operação tensão de estator normal*

Inicialmente, é testado o desempenho do controlador para a condição de tensão da rede constante e em seu valor nominal, sendo o resultado mostrado na Figura 4.5(a). No que diz respeito ao fluxo, verifica-se na Figura 4.5(b) que o componente de eixo direto é praticamente nulo, e o fluxo de eixo em quadratura apresenta-se em seu valor nominal. A partir desta condição de operação, mantém-se a velocidade de rotor constante em $1,25\omega_{nom}$. e mudam-se as referências das potências ativa e reativa com perfil em degrau, conforme mostrado na Figura 4.5(c). Observa-se que as potências obtidas do modelo seguem suas respectivas potências de referência de forma rápida, sem overshoot e sem erro de regime permanente. As componentes de eixo direto e em quadratura das correntes de estator e rotor são mostradas nas Figuras 4.5(d) e 4.5(e) e,

Capítulo 4 Estratégia de Controle da Suportabilidade do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

como é esperado, há uma correlação entre estas componentes de corrente e as potências ativa e reativa, respectivamente. As componentes d-q de comando da tensão de rotor são apresentadas na Figura 4.5(f).

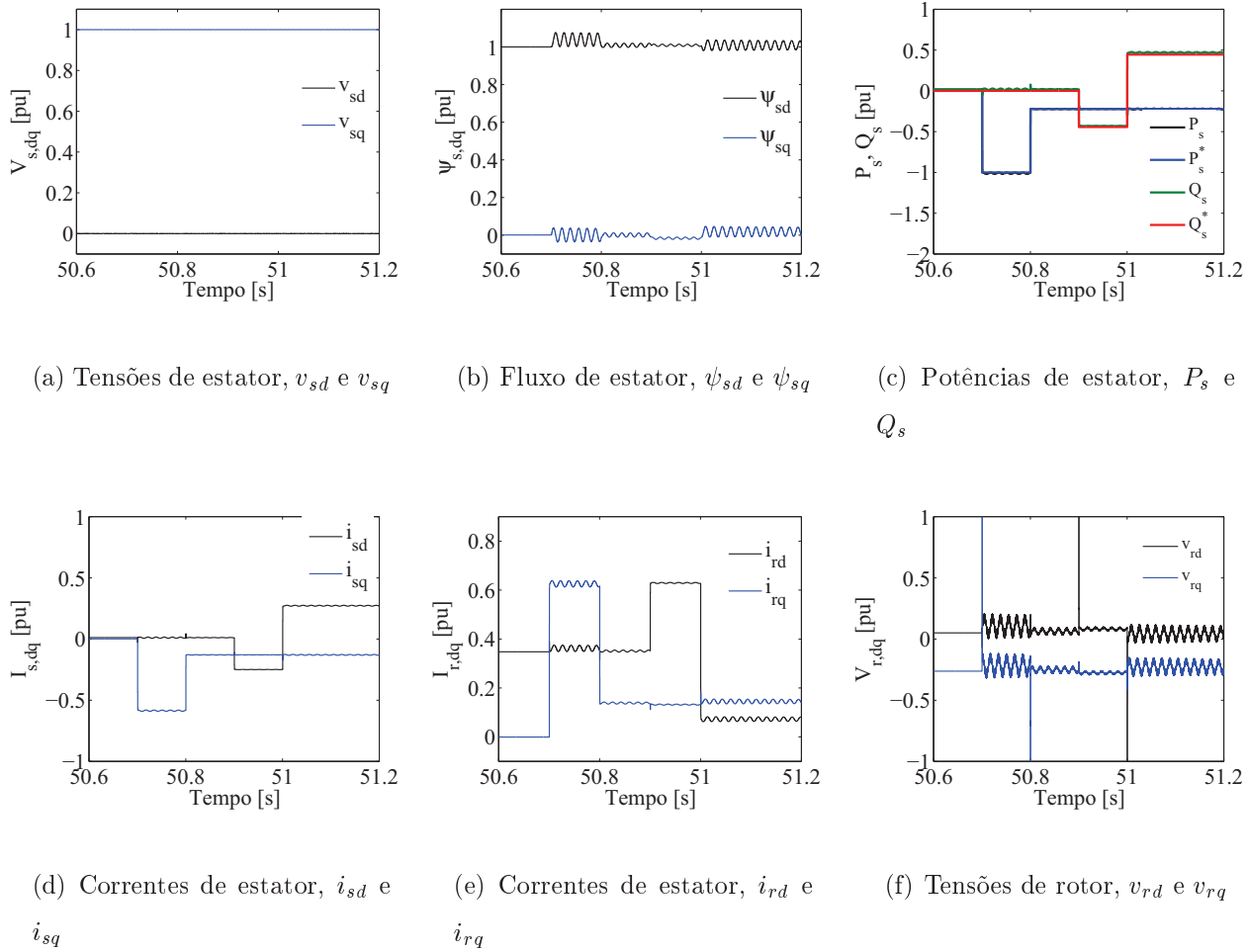


Figura 4.5: CDP proposto para condição da tensão de rede constante.

(2) Operação com afundamentos de tensão equilibrado ou desequilibrado

Os resultados de simulação do GIDA para situações em que a tensão de estator é submetida a dois distúrbios – (a) afundamento de tensão equilibrado e (b) afundamento de tensão desequilibrado –, como mostrado na Figura 4.6, sendo que para ambas as situações, o gerador

está operando na velocidade de $1,25 \omega_{nom.}$. Na Figura 4.6 são apresentadas as componentes dq da tensão de estator e, para ambas situações, as potência ativa e reativa tiveram uma rápida resposta transitória sem overshoot, conforme apresentado nas Figuras 4.7(a) e (e). Verifica-se que, quando é detectado o afundamento de tensão, as referências das potências ativa e reativa mudam de acordo com as equações (4.29)- (4.34), isto é, para um afundamento de tensão de 70% a potência ativa vai à zero e a potência reativa vai à 0,5 p.u. com o objetivo de dar o suporte de reativa à rede.

Nas Figuras 4.7(b), (c), (e) e (f) são apresentadas as respostas das componentes dq das correntes de estator e rotor, bem como o módulo da corrente de estator e rotor. Devido ao bom desempenho do controle das potências, independentemente do afundamento ser equilibrado ou desequilibrado, é verificado que as magnitudes das correntes de estator e do rotor não ultrapassam os respectivos valores nominais, observa-se que durante o afundamento equilibrado ocorrem oscilações na corrente de rotor, causados pela ação do controle das potências sem overshoots e oscilações e, conseqüentemente, na corrente de estator. Porém, como ocorrem oscilações no fluxo, essa oscilação é amortecida, como indica a equação (2.7). No afundamento de desequilibrado, além desse efeito, o problema da oscilação causada pela componente de sequencia negativa é presente.

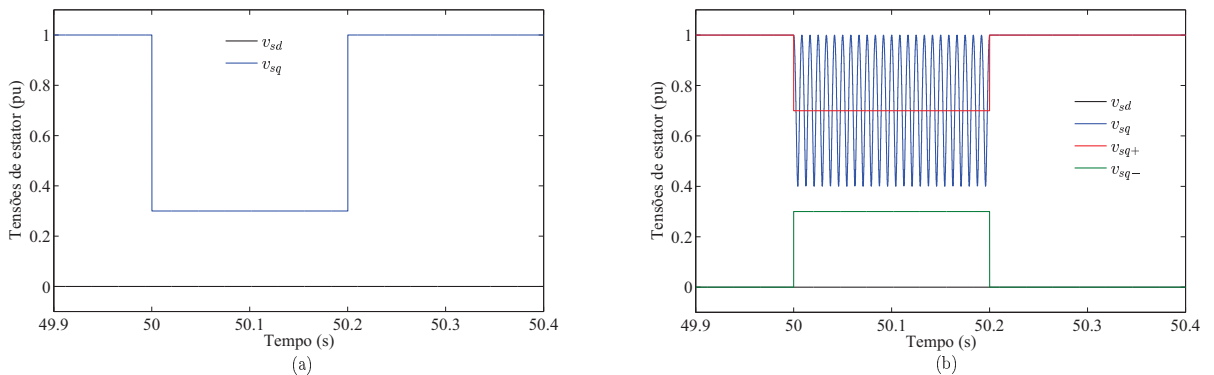


Figura 4.6: Afundamentos de tensão equilibrado (a) e desequilibrado (b) no terminal de estator.

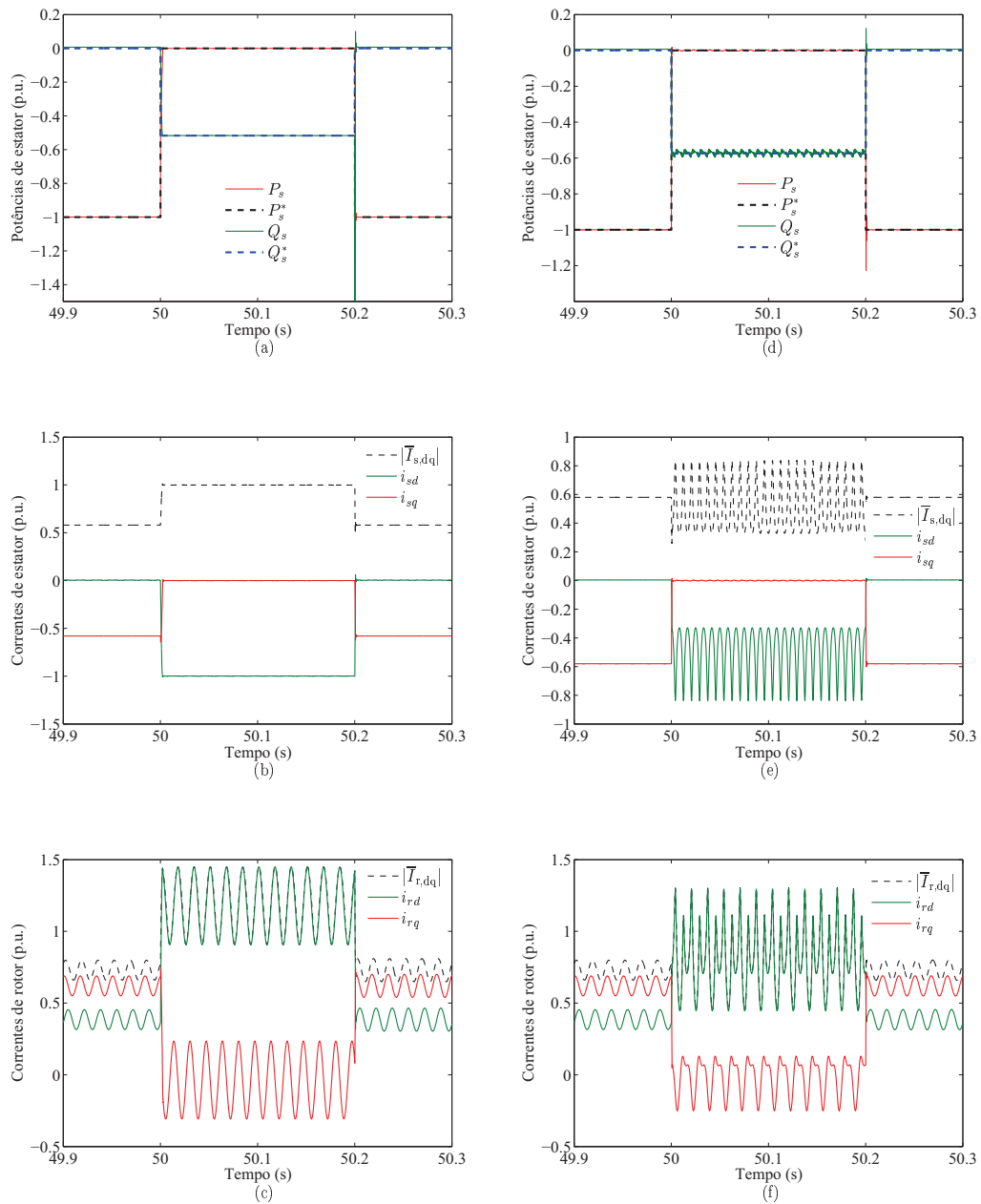


Figura 4.7: Resposta para afundamentos de tensão equilibrado (a)-(d) e desequilibrado (e)-(h).

(3) *Operação com afundamento de tensão equilibrado e com variações de parâmetros elétricos do gerador*

Nesta simulação, os valores de L_m e r_r são reduzidos a 50% e aumentados em 50%, respecti-

vamente, em relação aos seus respectivos valores nominais. Verifica-se que, mesmo com variações de parâmetros, as referências são atendidas, conforme mostrado na Figura 4.8, notando-se que não há erro de regime permanente e a mudança na resposta dinâmica é imperceptível.

(4) *Operação com tensão de rotor limitada durante o afundamento de tensão equilibrado*

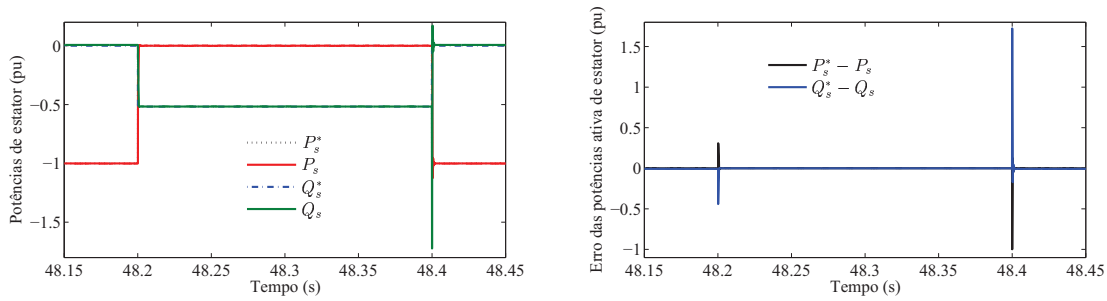
Para determinar qual deve ser o limite máximo de tensão do rotor para que se tenha o controle das potências de estator sem oscilações elevadas e, conseqüentemente, não tenha picos elevados nas correntes de estator e rotor, mesmo durante um afundamento de tensão, este teste é feito com a tensão de rotor limitada em três valores diferentes – 2 p.u., 1 p.u. e 0,5 p.u.. As respostas das tensões de rotor e potências de estator são verificadas para cada uma das duas seguintes situações de tensão de estator, mantendo a velocidade de rotor constante em $1,25\omega_{nom}$: (1) tensão de estator constante, potência ativa indo de $-0,5pu$ para $-1pu$ e referência de potência reativa mantida em zero e (2) afundamento de tensão equilibrado de 95%.

Na primeira situação verifica-se que, ao limitar a tensão de rotor, a resposta dinâmica da potência ativa é mais lenta e, conseqüentemente, uma pequena sobre-elevação na potência reativa ocorre, conforme mostrado na Figura 4.9. Na segunda situação, o desempenho dinâmico das potências é degradada, à medida que o limite da tensão de rotor é diminuída. Para o limite na tensão de rotor igual a 0,5 p.u., os overshoots nas potências chegam em até três vezes ao valor nominal dessa tensão, conforme visto na Figura 4.10. Portanto, para que o controlador controle as potências de estator sem ocorrer oscilações, há a necessidade de definir um limite para a tensão de rotor com a margem de segurança de 1.5 p.u.

4.7 Limite da tensão do “*link DC*”

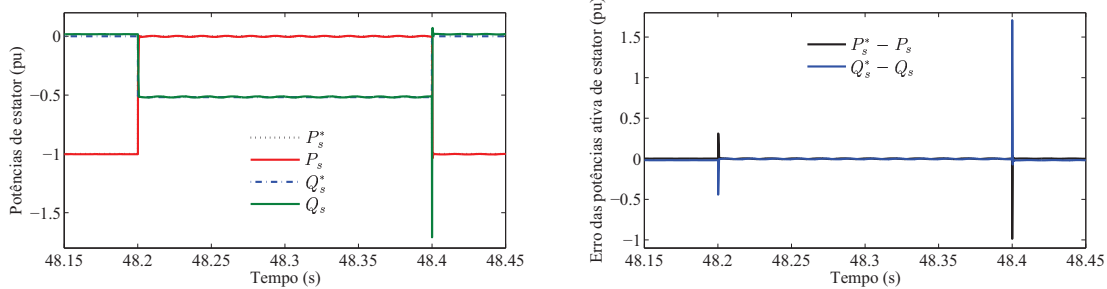
A partir das simulações e análises desenvolvidas neste capítulo são feitas algumas considerações do projeto do conversor eletrônico de potência nas operações normal e diante de distúrbios como os afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados do GIDA.

Capítulo 4 Estratégia de Controle da Suportabilidade do Gerador de Indução Duplamente Alimentado



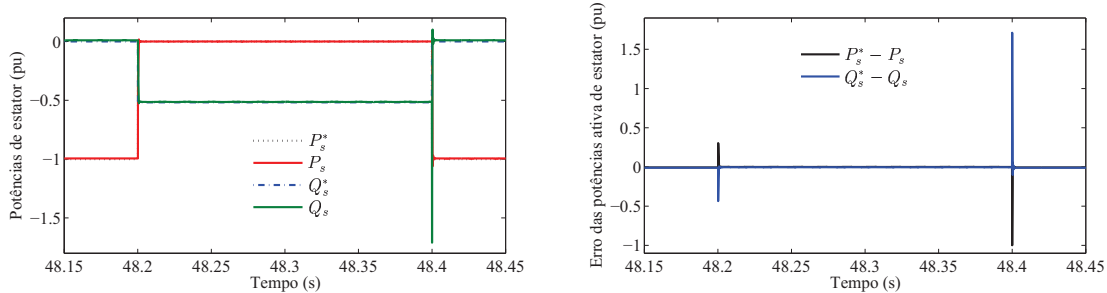
(a) Sem variação em L_m e r_r .

(b) Sem variação em L_m e r_r .



(c) Redução de 50% em L_m .

(d) Redução de 50% em L_m .

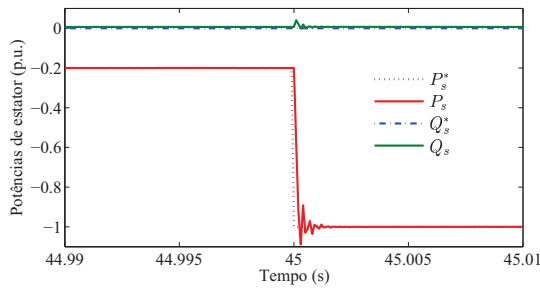


(e) Aumento de 50% em r_r .

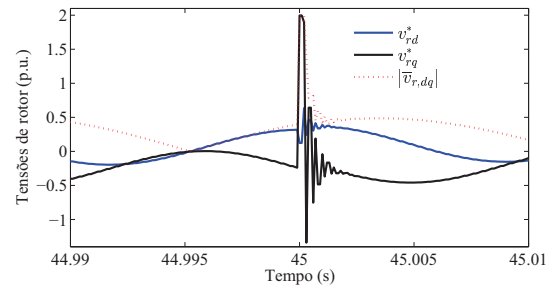
(f) Aumento de 50% em r_r .

Figura 4.8: Efeito da redução de 50% em L_m e do aumento de 50% em r_r na resposta das potências de estator para afundamento de tensão.

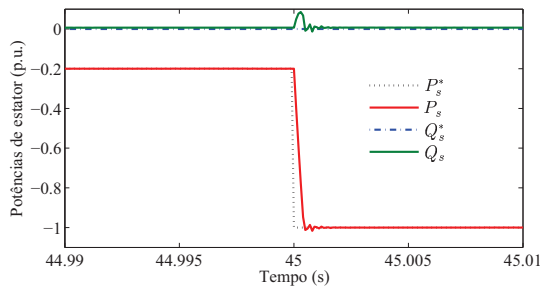
Conforme verificado nas equações (3.15) e (3.15), nas Tabelas 3.3 e 3.4 e na Figura 3.3, no início de um afundamento de tensão abrupto e durante a sua recuperação, a tensão gerada



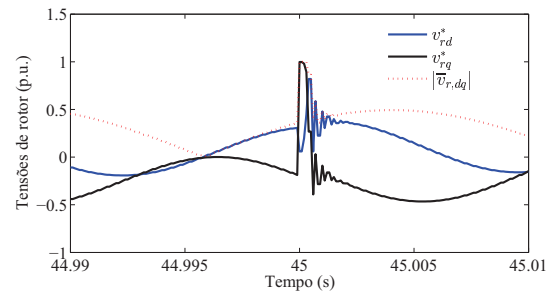
(a) Limite de 2 p.u. na tensão de rotor.



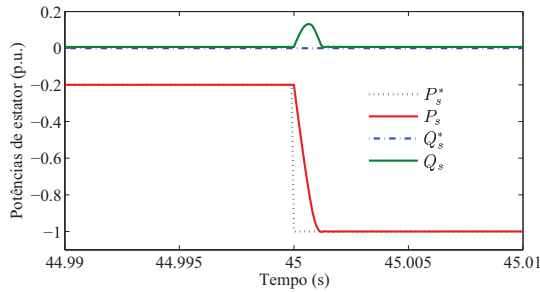
(b) Limite de 2 p.u. na tensão de rotor.



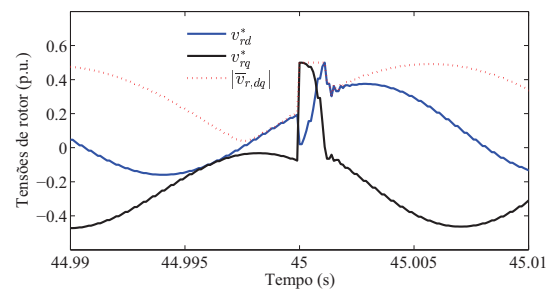
(c) Limite de 1 p.u. na tensão de rotor.



(d) Limite de 1 p.u. na tensão de rotor.



(e) Limite de 0,5 p.u. na tensão de rotor.

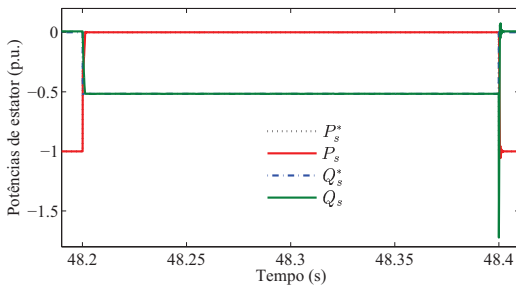


(f) Limite de 0,5 p.u. na tensão de rotor.

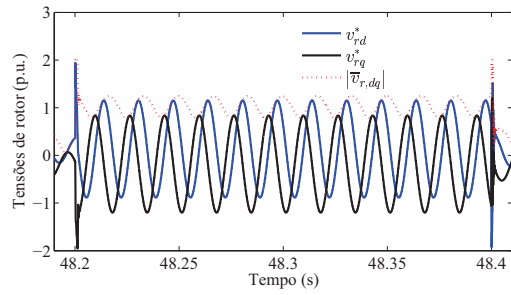
Figura 4.9: Efeito do limite da tensão de rotor na resposta das potências de estator para condição normal da rede.

no rotor é proporcional ao escorregamento e à magnitude da queda da tensão de estator e, sendo assim, tem-se o pior caso, isto é, quando o afundamento de tensão se aproxima de zero

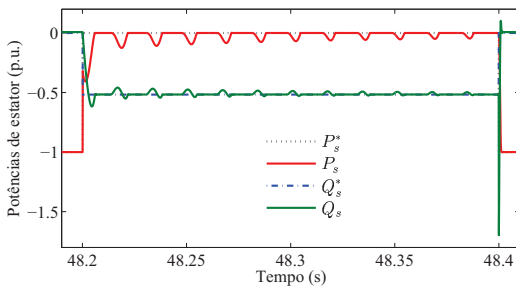
Capítulo 4 Estratégia de Controle da Suportabilidade do Gerador de Indução Duplamente Alimentado



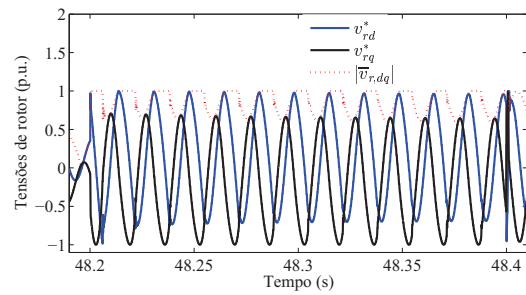
(a) Limite de 2 p.u. na tensão de rotor.



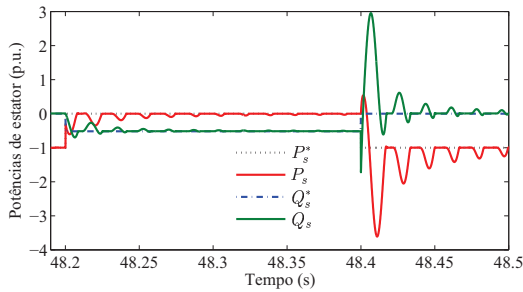
(b) Limite de 2 p.u. na tensão de rotor.



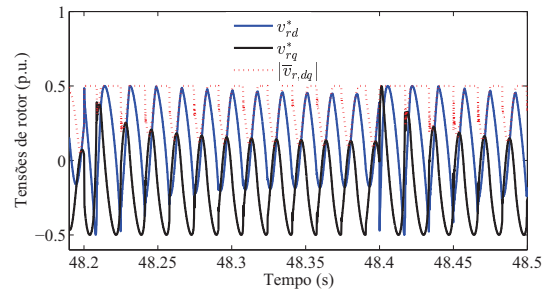
(c) Limite de 1 p.u. na tensão de rotor.



(d) Limite de 1 p.u. na tensão de rotor.



(e) Limite de 0,5 p.u. na tensão de rotor.



(f) Limite de 0,5 p.u. na tensão de rotor.

Figura 4.10: Efeito do limite da tensão de rotor na resposta das potências de estator para um afundamento de tensão equilibrado de 70%.

com escorregamentos máximos dentro da faixa de -20% a -30%. Portanto, se o conversor é projetado para suportar a máxima tensão de acordo com a equação da tensão de rotor obtida

para a operação normal da rede de alimentação, conforme equação (3.19) – como era antes dos novos código de rede surgirem –, se ocorrerem sobretensões nos enrolamentos de rotor causadas por afundamentos de tensão, o limite da tensão do conversor poderá ser excedido e, conseqüentemente, não será possível controlar as potências de estator. Isto pode ser constatado na Figura 4.10, na qual o controlador é testado para a tensão de rotor limitada em 2 p.u., 1 p.u. e 0,5 p.u., verificando-se que, para o caso em que o limite da tensão de rotor é de 0,5 p.u., o controlador não conseguiu agir para que a resposta de potências de estator tivesse o mesmo desempenho dos outros dois casos. Isto ocorre porque a tensão gerada pelo controlador não é suficiente para manter as potências de referência do estator.

Para que isto aconteça, a tensão de link dc do conversor (V_{dc}) tem que satisfazer a seguinte relação

$$V_{DC} = \frac{V_{r,m\acute{a}x}^{f-f}}{m} \quad (4.37)$$

onde $V_{r,m\acute{a}x}^{f-f}$ é a máxima tensão de linha de rotor e m é o índice de modulação, no caso do SVM esse índice é de $m = 1,25$. Um índice de 1,25 é vantajoso devido a tensão do capacitor ser projetada para um valor menor que a tensão máxima de linha do rotor. A máxima tensão de linha nos terminais de rotor é determinada pela relação entre a tensão de estator e rotor,

$$V_{r,m\acute{a}x}^{f-f} = \frac{\sqrt{3}V_{r,m\acute{a}x}^f}{(N_s/N_r)} \quad (4.38)$$

onde $V_{r,m\acute{a}x}^f$ é a máxima tensão de fase de rotor e (N_s/N_r) é a relação de espira dos enrolamentos de estator e rotor da máquina.

Capítulo 5

Observador MRAS do Fluxo de Estator

5.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um observador MRAS do fluxo de estator da máquina duplamente alimentada e, a partir dessa informação, determina-se a posição do rotor. As estratégias de controle do GIDA exigem transformações entre os sistemas de referência síncrono (coordenadas d-q), estacionário (coordenadas $\alpha\beta$ e aquele fixado no rotor (coordenadas mn). Para isso é necessário conhecer a posição do rotor θ_r , que pode ser determinada por transdutores de posição/velocidade incremental ou através de estimadores em malha aberta ou malha fechada. Embora exista muitos trabalhos na literatura de acionamento que enfocam o controle sem sensor de posição/velocidade, a maioria das aplicações do GIDA ainda usa transdutor de posição/velocidade. As estratégias de controle geralmente são implementadas por digital signal processors (DSPs) ou field-programmable gate arrays (FPGAs), onde a tensão de interface é as vezes abaixo de 3,3 V. Estes componentes associados ao transdutor são facilmente afetados

por distúrbios externos, tais como a mudança de temperatura e a interferência eletromagnética e, conseqüentemente, erros de medição podem ocorrer, levando à degradação do sistema de controle e, até mesmo, à instabilidade (Wang et al., 2010).

Portanto, o uso de um estimador de posição/velocidade de rotor que seja robusto a parâmetros e a distúrbios externos é pertinente. O observador MRAS proposto é baseado nos modelos de tensão e corrente, ambos no sistema de referência síncrono. A partir do modelo da tensão no sistema estacionário é obtido o fluxo de estator que na sequência é transformado para o sistema síncrono usando o ângulo da tensão de estator θ_1 . O modelo de corrente é usado para estimar o fluxo de estator no sistema de referência síncrono, o que exige a transformação da corrente de rotor, escrita nas coordenadas mn , para as coordenadas dq . A partir do modelo de corrente é determinada a posição de rotor estimada $\hat{\theta}_r$ em malha aberta, sendo que esta é susceptível a variações de parâmetros. Para torná-la robusta a parâmetros, ela é ajustada a partir de um método de adaptação do modelo proposto. Este método verifica o erro do ângulo entre o vetor do fluxo de estator de referência e o estimado para a devida correção. Uma outra vantagem deste método é a possibilidade de determinar a variação da indutância mútua L_m e com isso o controlador CDP proposto pode ser ajustado. Resultados de simulação e experimental para validar o método sensorless proposto é realizado e mostrados nos capítulos 6 e 7.

5.2 Observador MRAS da posição/velocidade do rotor

Uma maneira simples de estimar a posição do rotor/velocidade para o controle do GIDA é usar as correntes de rotor medidas e estimadas, sendo este um método em malha aberta. No entanto estimadores baseado em malha aberta pode apresentar erros na estimação devidos a variações dos parâmetros elétricos da máquina.

Nesta tese, para a estimação da posição de rotor/velocidade em malha fechada, uma solução baseada na técnica do observador adaptativo por modelo de referência (MRAS) é adotada. O

observador MRAS é baseado em dois modelos: o modelo-referência e o modelo-adaptativo, sendo que só este último depende da posição de rotor. O erro obtido entre as variáveis de saída dos dois modelos é usado no mecanismo de adaptação para a estimação da posição/velocidade do rotor e, quando o mecanismo de adaptação estimar corretamente a posição/velocidade, o erro tornar-se-á, claro, nulo. A Figura 5.1 ilustra o esquema geral desta técnica aplicada ao GIDA.

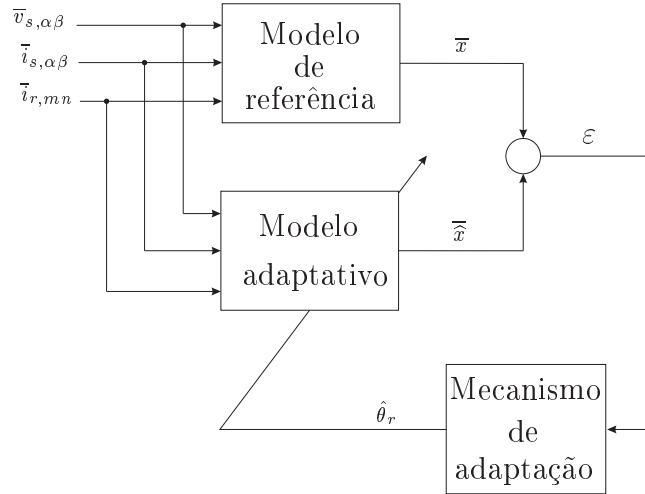


Figura 5.1: Esquema geral do MRAS para o GIDA.

5.2.1 Observador MRAS baseado no fluxo de estator

Dos observadores MRAS aplicados ao GIDA, os mais utilizados são aqueles que se baseiam no fluxo de estator, no fluxo de rotor, na corrente de estator e na de rotor. Para o observador MRAS proposto nesta tese, adota-se o fluxo de estator no sistema de referência síncrono. A equação do fluxo é obtida através do uso de duas equações dinâmicas: o modelo de tensão para o modelo-referência e o modelo de corrente para o de adaptação.

O modelo de tensão escrito no sistema de coordenadas estacionárias é

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta} = \int (\bar{v}_{s\alpha\beta} - r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}) dt \quad (5.1)$$

sendo que a transformação do sistema estacionário para o síncrono é dado por

$$\bar{\psi}_{s,dq} = \bar{\psi}_{s,\alpha\beta} e^{-j\theta_1} \quad (5.2)$$

onde θ_1 é o ângulo do vetor tensão de estator $\bar{v}_{s,\alpha\beta}$.

A vantagem de se usar o fluxo de estator no modelo de referência é que a estimação é muito simples (equação (5.1)), pois, ao se adotar resistência elétrica de estator aproximadamente nula, a tensão entre terminais do estator torna-se igual à fem de estator e a sua simples integração resulta no citado fluxo. Esta hipótese é aceita para máquinas de grande potência ($\approx 2 MW$).

No modelo adaptativo, o fluxo de estator é determinado a partir dos vetores corrente de estator e de rotor, da posição do rotor estimado $\hat{\theta}_r$ e das indutâncias L_s e L_m da máquina, conforme apresentado na seguinte equação:

$$\hat{\psi}_{s,dq} = L_s \bar{i}_{s,\alpha\beta} e^{-j\theta_1} + L_m \bar{i}_{r,mn} e^{-j(\theta_1 - (\hat{\theta}_r + \Delta\theta_r))} = L_s \bar{i}_{s,dq} + L_m \bar{i}_{r,dq} \quad (5.3)$$

onde, $\hat{\theta}_r$ é a posição do rotor estimada em malha aberta, e $\Delta\theta_r$ é o incremento necessário obtido do mecanismo de adaptação para corrigir o modelo adaptativo quando ocorrer erros em $\hat{\theta}_r$, seja por variação de parâmetros ou distúrbios na rede de alimentação.

5.3 Estimador da posição de rotor em malha aberta

A posição do rotor $\hat{\theta}_r$ pode ser estimada a partir da equação da corrente do rotor dada por

$$\hat{i}_{r,\alpha\beta} = \bar{i}_{r,mn} e^{j\hat{\theta}_r} \quad (5.4)$$

onde $\bar{i}_{r,mn}$ é a corrente medida nos terminais de rotor e a estimada é

$$\hat{i}_{r,\alpha\beta} = \frac{\bar{\psi}_{s,\alpha\beta}}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} \bar{i}_{s,\alpha\beta} \quad (5.5)$$

Manipulando algebricamente a equação (5.4), obtém-se

$$e^{j\hat{\theta}_r} = \frac{\hat{i}_{r,\alpha\beta}}{\bar{i}_{r,mn}} = \frac{\hat{i}_{r\alpha} + j\hat{i}_{r\beta}}{\bar{i}_{r,m} + j\bar{i}_{r,n}} \quad (5.6)$$

Multiplicando, então, o denominador e o numerador da equação (5.6) pelo complexo conjugado do denominador, tem-se

$$e^{j\hat{\theta}_r} = \frac{\hat{i}_{r\alpha} + j\hat{i}_{r\beta}}{\hat{i}_{rm} + j\hat{i}_{rn}} \times \frac{\hat{i}_{rm} - j\hat{i}_{rn}}{\hat{i}_{rm} - j\hat{i}_{rn}} = \frac{\hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{rm} + \hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{rn} + j(\hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{rm} - \hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{rn})}{\hat{i}_{rm}^2 + \hat{i}_{rn}^2} \quad (5.7)$$

e, como $e^{j\hat{\theta}_r} = \cos \hat{\theta}_r + j\text{sen} \hat{\theta}_r$, a equação (5.7) torna-se

$$\cos \hat{\theta}_r = \frac{\hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{rm} + \hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{rn}}{\hat{i}_{rm}^2 + \hat{i}_{rn}^2} \quad (5.8)$$

$$\text{sen} \hat{\theta}_r = \frac{\hat{i}_{r\beta}\hat{i}_{rm} - \hat{i}_{r\alpha}\hat{i}_{rn}}{\hat{i}_{rm}^2 + \hat{i}_{rn}^2} \quad (5.9)$$

Portanto, a posição $\hat{\theta}_r$ é determinada por

$$\hat{\theta}_r = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\text{sen} \hat{\theta}_r}{\cos \hat{\theta}_r} \right) \quad (5.10)$$

e se as componentes $\alpha\beta$ da equação (5.5) forem substituídas nesta, obtém-se

$$\hat{\theta}_r = \text{tg}^{-1} \left[\frac{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})i_{rm} + (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})i_{rn}}{(\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})i_{rm} + (\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})i_{rn}} \right] \quad (5.11)$$

sendo que somente o uso desta equação (5.11) para a estimação da posição do rotor caracteriza um estimador em malha aberta e, acrescenta-se, que são requeridos os valores medidos das correntes de estator e de rotor e do fluxo de estator estimado a partir da equação da tensão.

5.3.1 Mecanismo de adaptação proposto

O mecanismo de adaptação proposto utiliza a posição angular do rotor estimado em malha aberta (equação (5.3)) que é somada ao ângulo de incremento $\Delta\theta_r$ gerado por um controlador PI que tem a função de corrigir os possíveis erros da estimação de malha aberta.

Como a variação da indutância própria de estator provoca erros na magnitude da estimação do fluxo de estator – ver equação (5.3)– é acrescentado um controlador PI para fazer a devida correção através de um incremento de ΔL_m . No caso, a variação de L_s é provocada por erros na indutância de magnetização. A Figura 5.2 mostra o diagrama de bloco do MRAS proposto para estimação da posição de rotor.

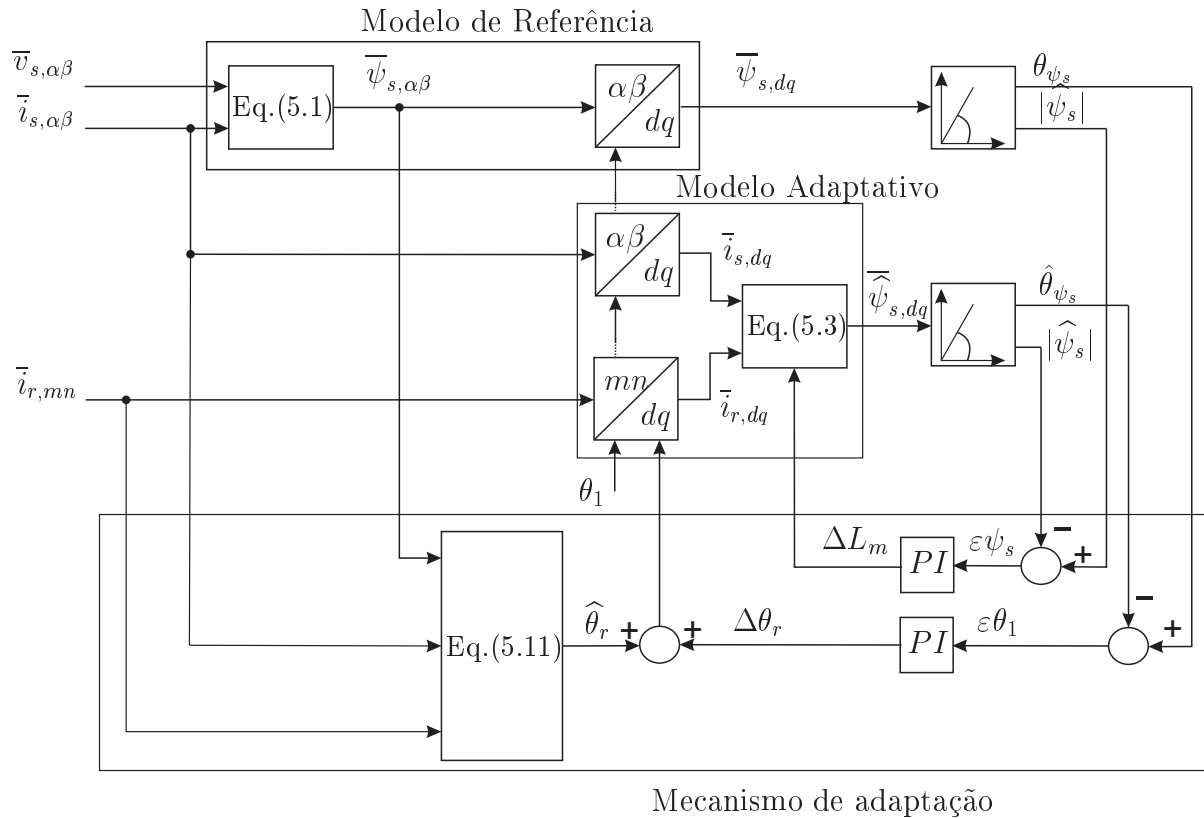


Figura 5.2: Diagrama de bloco do MRAS para estimação da posição de rotor.

5.4 Procedimentos adotados para a obtenção do algoritmo do observador MRAS

Uma vez desenvolvidas as equações para a estimação da posição de rotor, estabelecem-se as seguintes etapas do projeto do algoritmo:

- 1 Etapa: Estimação em malha aberta de $\hat{\theta}_r$ usando a equação (5.11);
- 2 Etapa: Uma vez determinado $\hat{\theta}_r$, obtém-se o fluxo de estator mediante a equação (5.3);
- 3 Etapa: Com o uso das equações do fluxo de estator no sistema síncrono, obtidas a partir da equação da tensão de estator (5.1)-(5.2) e das correntes (5.3), determinam-se as magnitudes e ângulos das suas respectivas equações;
- 4 Etapa: O resultado da etapa anterior serve para a determinação dos erros no ângulo

e na magnitude do fluxo de estator, isto é, $\varepsilon\theta_{\psi_s} = \theta_{\psi_s} - \hat{\theta}_{\psi_s}$ e $\varepsilon|\bar{\psi}_s| = |\bar{\psi}_{s,dq}| - |\widehat{\bar{\psi}}_{s,dq}|$, que são processados pelos controladores PIs para gerar o incremento na posição do rotor $\Delta\theta_r$ e do erro na indutância mútua ΔL .

5.5 Diagrama esquemático do sistema de controle

Para testar experimentalmente a estratégia do CDP proposta em um GIDA conectado à rede de alimentação, é necessário medir as tensões e correntes trifásicas de estator e estimar a velocidade/posição do rotor. O esquema de blocos do sistema de controle completo é mostrado na Figura 5.3.

A transformação do sistema trifásico equilibrado (abc) para o bifásico ($\alpha\beta$) é realizada utilizando as seguintes equações (Bim, 2012):

$$v_{s\alpha} = \frac{1}{3}(2.v_{s,ab} + v_{s,bc}) \quad (5.12)$$

$$v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}v_{s,bc} \quad (5.13)$$

$$i_{s\alpha} = i_{sa} \quad (5.14)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{sa} + i_{sb}) \quad (5.15)$$

$$i_{rm} = i_{ra} \quad (5.16)$$

$$i_{rn} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{ra} + i_{rb}) \quad (5.17)$$

Uma vez conhecidas a tensão de estator e as correntes de estator e de rotor nos sistemas de referência $\alpha\beta$, a estimação do fluxo de estator é realizada por dois diferentes métodos: um a partir da equação da tensão (equação (2.1)) dada por

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta} = \int_{T_s} (\bar{v}_{s\alpha\beta} - r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}) dt \quad (5.18)$$

e o outro, pela equação das correntes dada pela equação (2.3).

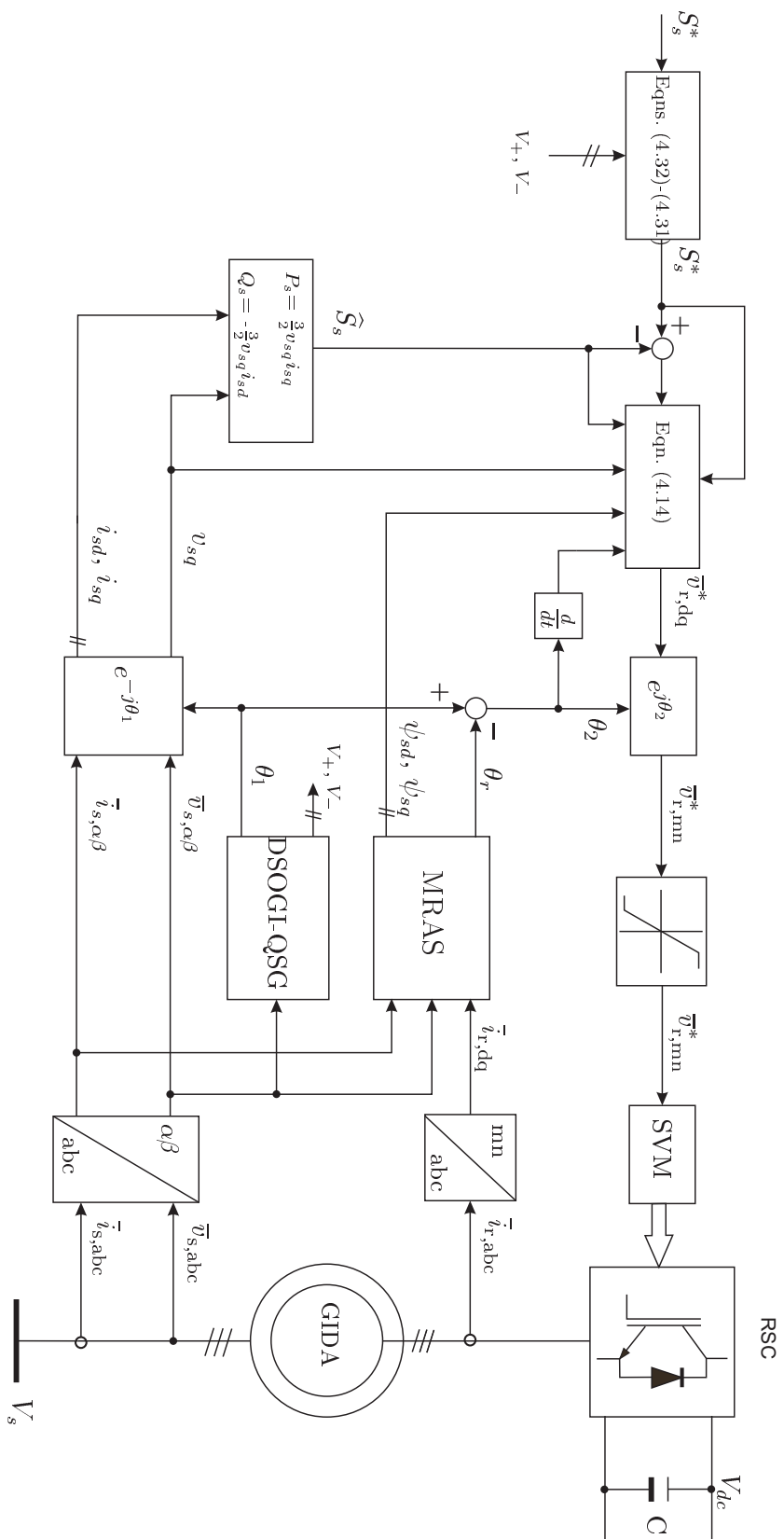


Figura 5.3: Diagrama de bloco do sistema de controle implementado.

No caso do primeiro método, a sua implementação experimental é feita simplesmente por uma integração simples da fem de estator; pelo fato de existir uma componente DC, devida ao uso de sensores, esta integração amplifica o sinal do fluxo, excedendo o número de bits suportado pelo DSP. Para resolver esse problema, utiliza-se um filtro passa baixa na integração, e com isso a equação (5.18) deve ser reescrita:

$$\bar{\psi}_{s,\alpha\beta} = \frac{1}{\delta h + 1} \bar{\psi}_{s,\alpha\beta}(k-1) + \frac{h}{\delta h + 1} (\bar{v}_{s\alpha\beta} - r_s \bar{i}_{s,\alpha\beta}) \quad (5.19)$$

Como o tempo de estabilização do estimador depende da constante de tempo do filtro passa baixo δ , este fato se configura como uma desvantagem: se o projeto do filtro não estiver bem dimensionado o fluxo de estator pode ser atenuado e sua fase atrasada, podendo prejudicar o desempenho do controlador.

No segundo método, além de o fluxo de estator depender das correntes de estator e rotor medidas, é função também da indutância própria de estator que varia com a saturação magnética e dispersão. Essas variações ocasionam erros no sinal do fluxo de estator.

As diversas conversões dos sistemas de referência são sintetizadas pelas seguintes relações (Bim, 2012):

$$\bar{\psi}_{s,dq}(k) = e^{-j\theta_1(k)} \bar{\psi}_{s,\alpha\beta}(k) \quad \alpha\beta \rightarrow dq \quad (5.20)$$

$$\bar{v}_{s,dq}(k) = e^{-j\theta_1(k)} \bar{v}_{s,\alpha\beta}(k) \quad \alpha\beta \rightarrow dq \quad (5.21)$$

$$\bar{i}_{r,dq}(k) = e^{-j\theta_2(k)} \bar{i}_{r,mn}(k) \quad mn \rightarrow dq \quad (5.22)$$

$$\bar{v}_{r,mn}(k) = e^{j\theta_2(k)} \bar{v}_{r,dq}(k) \quad dq \rightarrow mn \quad (5.23)$$

onde $\theta_2(k) = \theta_1(k) - \theta_r(k)$, θ_1 é a posição espacial do vetor tensão de estator, obtida a partir do vetor-tensão de sequência positiva

$$\theta_1(k) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_{s\beta+}(k)}{v_{s\alpha+}(k)} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (5.24)$$

e θ_r é a posição de rotor estimada pelo observador MRAS.

O algoritmo de controle fornece os valores de referências $v_{rd}^*(k)$ e $v_{rq}^*(k)$ que, transformados para o sistema de coordenadas mn do rotor, resultam nas tensões $v_{rm}^*(k)$ e $v_{rn}^*(k)$ que são utilizadas para gerar a modulação PWM, a partir da técnica de vetores espaciais (SVM). Para que a SVM opere na sua zona linear, a tensão de rotor $\bar{V}_{r,mn}^*(k)$ deve ser limitada segundo as equações

$$\theta(k) = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_{rn}^*(k)}{v_{rm}^*(k)} \right) \quad (5.25)$$

$$\text{if } |\bar{v}_{r,mn}^*(k)| \geq V_{r,max}(k) \text{ then } |\bar{v}_{r,mn}^*(k)| = \bar{v}_{r,max}(k)$$

e

$$v_{rm}^*(k) = |\bar{v}_{r,mn}^*(k)| \cos \theta(k) \quad (5.26)$$

$$v_{rn}^*(k) = |\bar{v}_{r,mn}^*(k)| \text{sen} \theta(k) \quad (5.27)$$

5.5.1 Detecção de sequência positiva da tensão de estator descrita nas coordenadas $\alpha\beta$

Para gerar as referências das potências ativa e reativa quando ocorrerem afundamentos de tensão equilibrado ou desequilibrado, um algoritmo detector de sequências positiva e negativa da tensão de estator é necessário. A técnica adotada baseia-se no diagrama da Figura 5.4, que é baseado em um *Secondary Order Generalized Integrator (SOGI)* proposto por Rodriguez et al. (2006).

A função de transferência geral do SOGI é

$$D(s) = \frac{V'}{V}(s) = \frac{k\omega' s}{s^2 + k\omega' + \omega'^2} \quad (5.28)$$

$$Q(s) = \frac{qV'}{V}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega' + \omega'^2} \quad (5.29)$$

onde ω' e k são a frequência e o fator de amortecimento do SOGI-QSG, respectivamente.

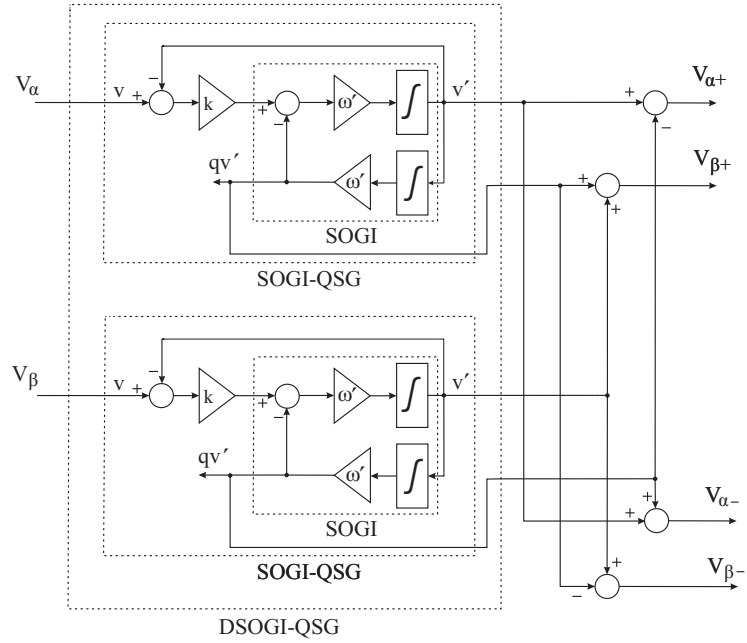


Figura 5.4: Determinação da sequência positiva e negativa da tensão de estator baseado no DSOGI-QSG.

Como o objetivo é a implementação digital do filtro no domínio discreto, adotam-se o método de discretização pela transformação bilinear e a transformada- z (Marafão, 2004). Desse modo, a função de transferência no domínio discreto z é dada por

$$D(z) = \frac{V'}{V}(z) = \frac{-b_2 z^{-2} + b_0}{a_2 z^{-2} - a_1 z^{-1} + a_0} \quad (5.30)$$

$$Q(z) = \frac{qV'}{V}(z) = \frac{c_2 z^{-2} + c_1 z^{-1} + c_0}{a_2 z^{-2} - a_1 z^{-1} + a_0} \quad (5.31)$$

onde:

- $a_0 = 4 + 2T_s k \omega' + \omega_2 T_s^2$
- $a_1 = 8 - 2\omega_2 T_s^2$
- $a_2 = 4 - 2T_s k \omega' + \omega_2 T_s^2$
- $b_0 = b_2 = 2k\omega' T_s$

- $b_1 = 0$
- $c_0 = c_2 = k\omega'^2 T_s^2$
- $c_1 = 2k\omega'^2 T_s^2$

Através da transformada-z inversa, obtêm-se as seguintes equações à diferença:

$$V'(k) = [b_0V(k) - b_2V(k - 2) + a_1V'(k - 1) - a_2V'(k - 2)]/a_0 \quad (5.32)$$

$$qV'(k) = [c_0V(k) + c_1V(k - 1) + c_2V(k - 2) + a_1qV'(k - 1) - a_2qV'(k - 2)]/a_0 \quad (5.33)$$

Nota-se que a implementação discreta do filtro não utiliza apenas duas amostras passadas da entrada, mas também duas amostras anteriores da saída, ou seja, sua saída atual depende das suas anteriores e, portanto, caracteriza-se como um sistema de resposta infinita ao impulso (IIR, infinite impulse response).

Capítulo 6

Resultados de Simulação

6.1 Introdução

Para avaliar o desempenho do CDP proposto e prevenir-se de possíveis problemas na implementação prática, foram consideradas na simulação algumas condições usuais da operação do gerador tais como: erro de parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes. O erro nos valores dos parâmetros da máquina tem efeito imediato na determinação das constantes e dos ganhos do controlador podem estar diferente aos parâmetros da máquina; resistências elétricas são afetadas essencialmente por temperatura e indutâncias pela saturação magnética do ferro. No que diz respeito aos ruídos eletromagnéticos, gerados pelo conversor de potência, podem ser consequência da irradiação —cabo de força entre o inversor e o motor funciona como antena— e da condução— sinais elétricos circulando pelos cabos de força e pela malha de terra.

As simulações são realizadas com os parâmetros do GIDA dados no Apêndice A e emprega o programa Simulink/Matlab. Para incluir o efeito dos harmônicos reais existentes nas tensões

de rotor aplicadas pelo conversor, quando este é alimentado por um inversor com modulação de vetores espaciais, foi implementado o método de modulação simétrica de vetores espaciais; este sistema gera a partir de um vetor de referência uma sequência de chaveamento de vetores fundamentais com valor médio equivalente ao vetor de referência. A frequência de chaveamento e a de amostragem do algoritmo do controlador proposto é de 5 kHz.

A simulação é realizada com todos os parâmetros e grandezas elétricas do rotor referidos ao estator. A velocidade de rotor é admitida constante durante o afundamento de tensão, uma vez que a duração do afundamento é diminuta quando comparada com a constante de tempo inercial das partes girantes (máquina e turbina). O diagrama esquemático do sistema de simulação é apresentado na Figura 5.3.

6.2 Resultados

Considerando variações de parâmetros elétricos e ruídos nas medidas das tensões e das correntes, os seguintes casos são simulados: (T1) operação com tensão equilibrada; (T2) afundamento de tensão equilibrado, (T3) afundamento de tensão desequilibrado, (T4) afundamentos de tensão equilibrado e desequilibrado,

Para os testes de afundamentos de tensão é adotada a variação em degrau da tensão, tanto no início com no fim do afundamento, e são realizados três afundamentos de tensão consecutivos. Para o caso da operação equilibrada, as magnitudes de tensão são de 20%, 50% e 80% do valor nominal; no caso de desequilíbrio, os fatores de desbalanceamento (U_f) são 8%, 25% e 57%. O intervalo de tempo adotado para cada um dos afundamentos, sejam eles equilibrados ou desequilibrados, foi 0,5 seg., 0,5 seg. e 0,2 segundos, respectivamente. Nessas condições, o GIDA deve permanecer conectado à rede elétrica fornecendo potências ativa e reativa nos seus terminais de estator à rede, conforme especificado na subseção 4.5, sem apresentar picos elevados de correntes de estator e de rotor. No Apêndice A são colocados os ganhos utilizados

no controlador do CDP proposto e nos controladores PI do observador MRAS (ver Tabela A.2).

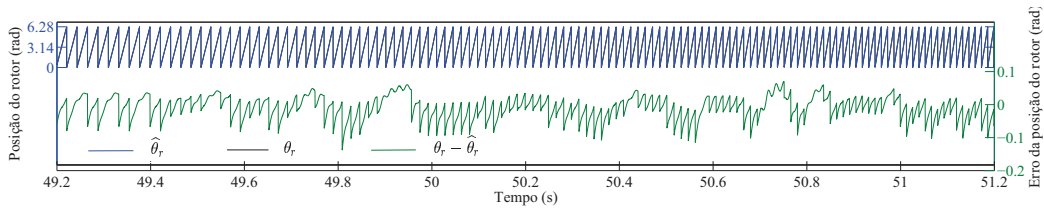
6.2.1 Operação com tensão equilibrada

Inicialmente, o desempenho da estratégia de controle proposta é verificado para o GIDA operando com velocidade variando em rampa, de $0,75\omega_{r,nom.}$ a $1,25\omega_{r,nom.}$, no intervalo de 1,6 segundos, nas seguintes condições:

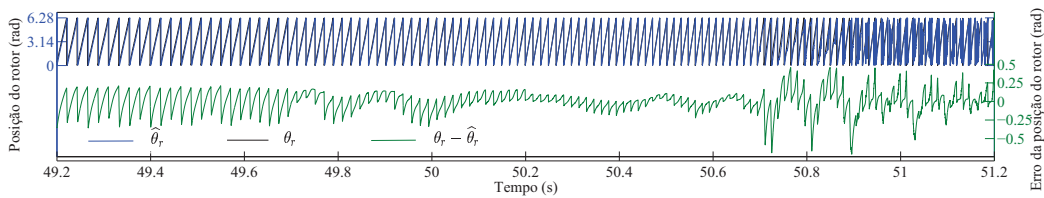
1. Estimador de posição de rotor em malha aberta para mudanças abrupta nas referências das potências de estator sem e com variação de parâmetro e
2. Estimador de posição de rotor usando observador MRAS para mudanças abruptas nas referências das potências de estator com variação de parâmetro.

Ao estimar a posição de rotor em malha aberta, considerando a indutância mútua L_m do sistema de controle com um erro de -50% de seu respectivo valor nominal, verifica-se o erro de aproximadamente $\pm 0,5$ radiano na estimação da posição de rotor em relação à posição real de rotor do GIDA ($\theta_r - \hat{\theta}_r$), como é visto na Figura 6.1. Portanto, esse erro leva ao erro a estimação da fluxo de estator a partir do modelo de corrente, conforme se verifica na Figura 6.2. Como o sistema de controle depende da posição do rotor para fazer a transformação de sistema de referência síncrono para o sistema fixado no rotor, essa dependência leva à estratégia de controle apresentar um desempenho ruim, podendo levar à operação instável do GIDA, conforme verifica-se na Figura 6.3.

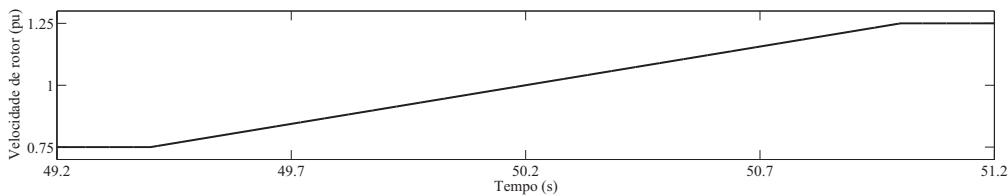
Ao empregar-se o observador MRAS na estimação da posição de rotor, admitindo a variação $\Delta L_m = -0,50L_{m,nom}$ na indutância de magnetização, o erro dessa estimação é aproximadamente $\pm 0,1$ radiano, conforme verifica-se na Figura 6.4(a). Portanto, a estimação do fluxo de estator a partir do modelo de corrente (modelo adaptativo), que depende da posição de rotor estimada, segue o fluxo de estator obtido a partir do modelo de tensão (modelo de referência), conforme é mostrado na Figura 6.4(b). A partir do erro ocorrido na estimação da posição do fluxo de



(a) L_m nominal.



(b) L_m reduzido em 50% do seu valor nominal.



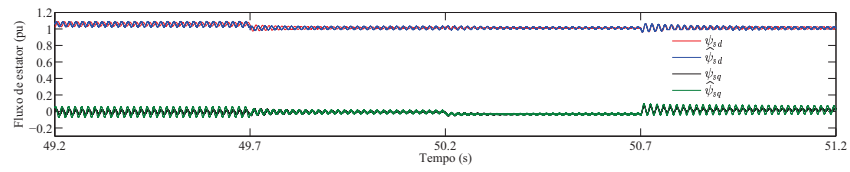
(c) L_m reduzido em 50% do seu valor nominal.

Figura 6.1: Respostas da posição de rotor da máquina e da posição de rotor estimado do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro redução de 50% em L_m .

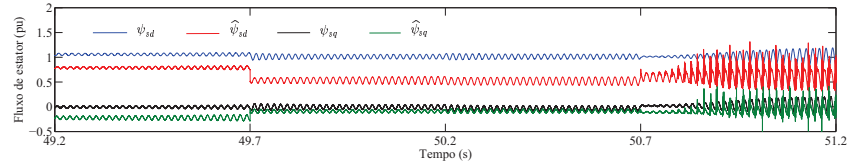
estator, um controlador PI gera o ângulo de adaptação $\Delta\theta_r$, como é ilustrado na Figura 6.4(c). Como a posição de rotor é corrigida pelo observador MRAS, as potências ativa e reativa seguem suas respectivas referências sem erro de regime permanente, conforme visto na Figura 6.4(e).

6.2.2 Operação com afundamento de tensão equilibrado

No presente teste, a operação do GIDA se dá com velocidade fixa de 25% acima da velocidade síncrona. Inicialmente, as tensões nos terminais de estator são nominais e equilibradas, e as

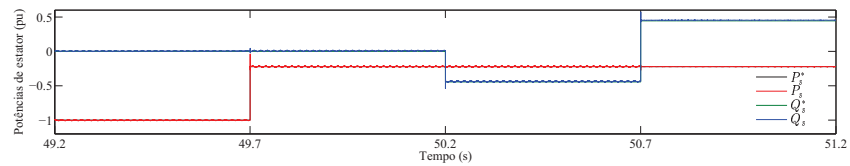


(a) L_m nominal.

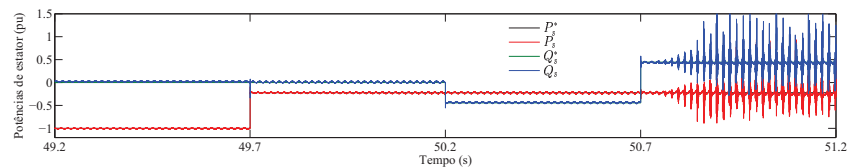


(b) L_m reduzido em 50% do seu valor nominal.

Figura 6.2: Resposta do fluxo de estator do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro de 50% em L_m .

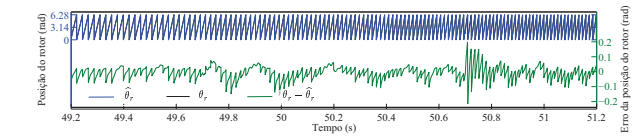


(a) L_m nominal.

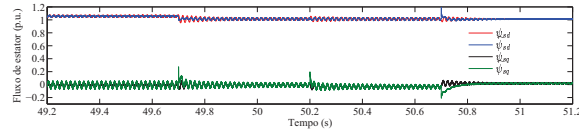


(b) L_m reduzido em 50% do seu valor nominal.

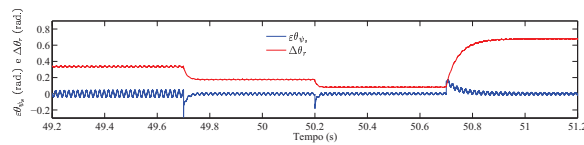
Figura 6.3: Resposta das potências de estator do CDP sensorless em malha aberta com e sem erro redução de 50% em L_m .



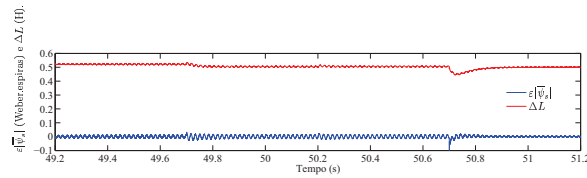
(a) Posição de rotor, θ_r e $\hat{\theta}_r$ e erro da posição $\theta_r - \hat{\theta}_r$.



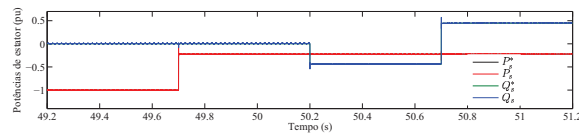
(b) Fluxos de estator, ψ_{sd} , $\hat{\psi}_{sd}$, ψ_{sq} e $\hat{\psi}_{sq}$.



(c) Erro do ângulo de fluxo de estator e variação da posição de rotor.



(d) Erro do módulo de fluxo de estator e variação da indutância.



(e) Potências de estator, P_s , P_s^* , Q_s e Q_s^* .

Figura 6.4: Estimação da posição de rotor com MRAS, admitindo o erro de -50% em L_m .

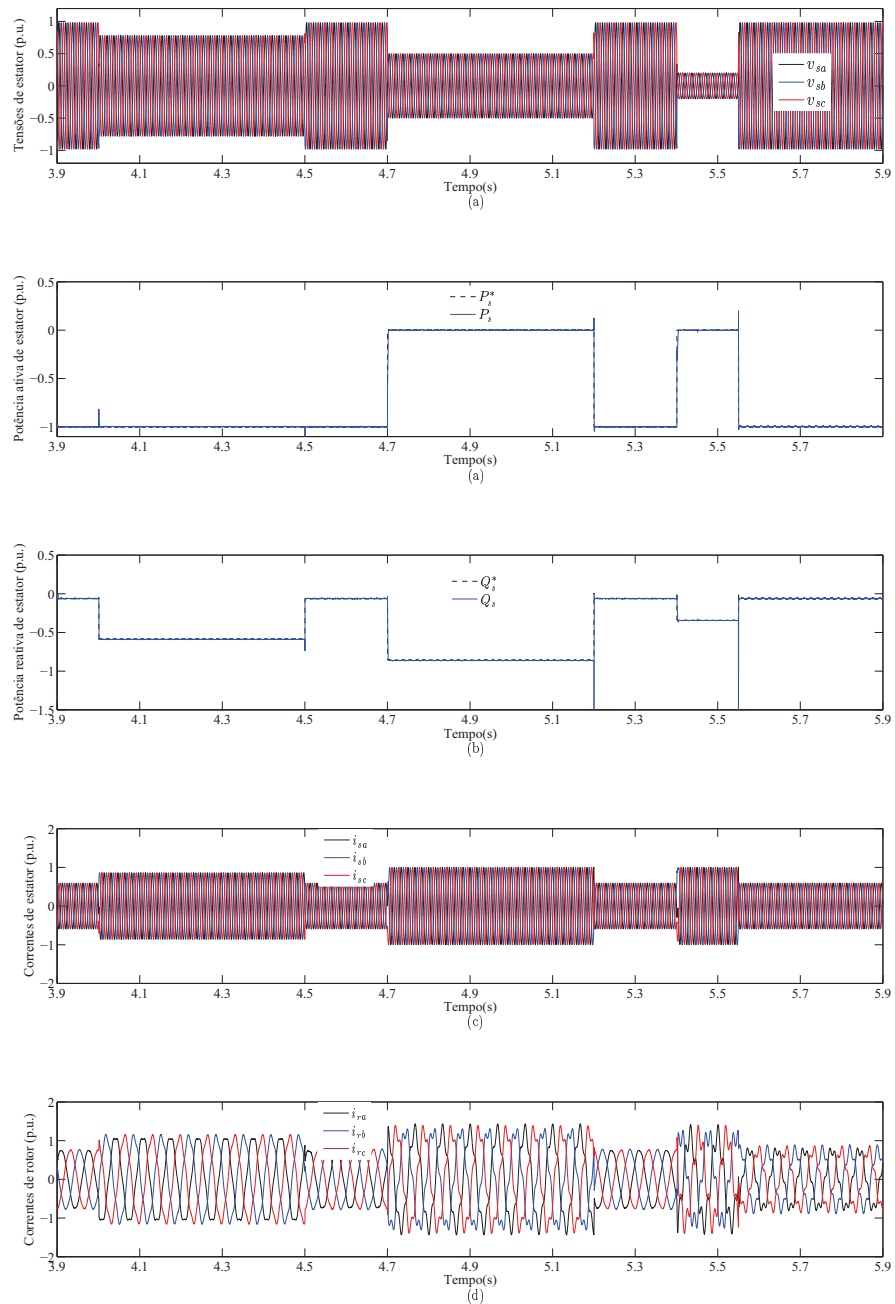


Figura 6.5: Comportamento dinâmico do GIDA durante afundamento de tensão equilibrado.

referências de potências ativa e reativa de estator são iguais a 1 p.u. e zero, respectivamente; a partir dessa condição inicial, três afundamentos de tensão consecutivos são provocados: queda de tensão de 20%, 50% e 80%. Nos resultados apresentados as componentes de eixo direto e em

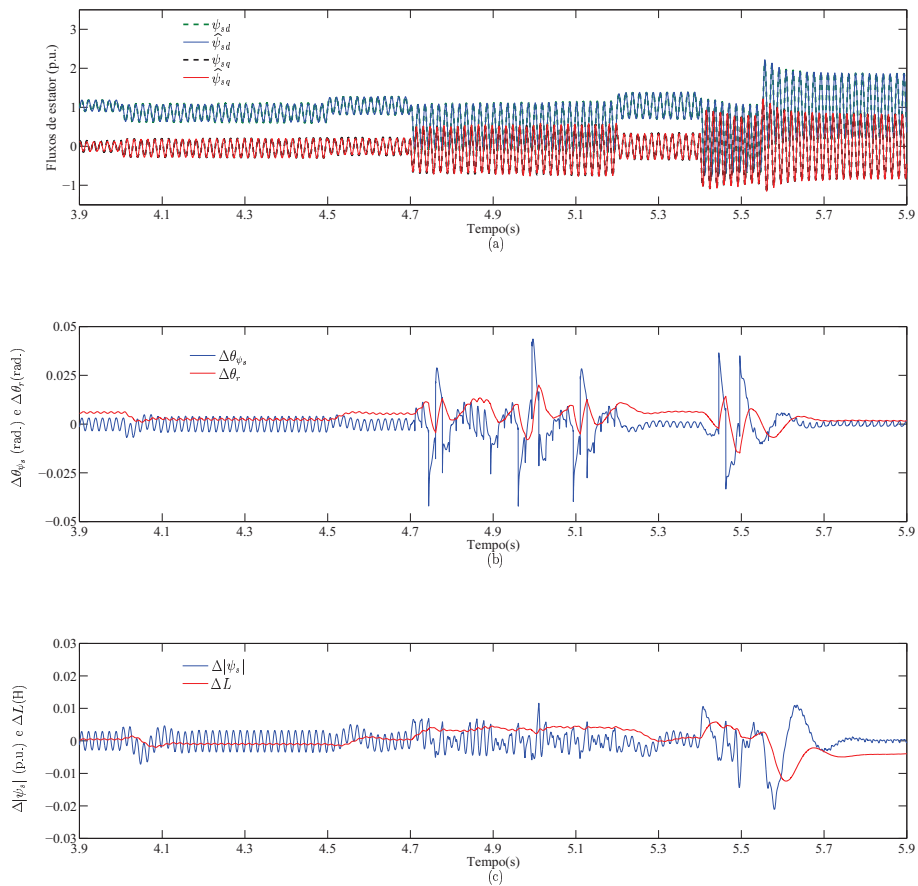


Figura 6.6: Resposta para o observador MRAS durante de afundamento de tensão equilibrado.

quadratura da tensão de estator, as potências ativa e reativa de referência e as medidas, e as correntes trifásicas de estator e rotor foram monitoradas e são apresentadas na Figura 6.5.

Observar que as potências ativa e reativa de referências mudam imediatamente para as novas referências quando é detectado o afundamento de tensão, conforme especificado na seção 4.5 (equações (4.32)-(4.31)); assim, quando a magnitude do afundamento de tensão é menor que 50% da tensão nominal, é gerada a referência de potência reativa para que a corrente de estator seja a nominal, o que obriga a potência ativa de referência tornar-se zero. Observa-se nas Figuras 6.5(a) e 6.5(b) que, durante o afundamento de tensão, as potências ativa e reativa atendem rapidamente as mudanças exigidas pelas respectivas referências sem oscilações e sem

erro de regime permanente. Devido ao bom desempenho do controle das potências ativa e reativa durante o início e o fim do afundamento de tensão, os valores das correntes trifásicas de estator e rotor são mantidos próximos aos seus valores nominais, conforme mostrado nas Figuras 6.5(c) e 6.5(d). Como pode ser verificado na Figura 6.6(a), as componentes dq do fluxo de estator do modelo adaptativo seguem exatamente as suas respectivas componentes dq do fluxo de estator de referência e, conseqüentemente, os erros do ângulo e da magnitude do fluxo de estator, Figuras 6.6(b) e (c), respectivamente, são nulos.

6.2.3 Operação com afundamento de tensão desequilibrado

Na Figura 6.7 são vistas as respostas das potências ativa e reativa de estator e, verifica-se, que quando é detectado o afundamento de tensão repentino, a partir das magnitudes das componentes de sequência positiva e negativa, são geradas as novas referências das potências e a atuação do controle é correta, pois as potências ativa e reativa alcançam rapidamente às novas referências e sem erro de regime permanente, embora ocorram oscilações devidas, principalmente, à componente de sequência negativa da tensão de estator. As correntes trifásicas de estator e de rotor têm valores iguais aos seus valores nominais, conforme vistos nas Figuras 6.7(d) e 6.7(e). As Figuras 6.8(a), 6.8(b) e 6.8(c) mostram que os erros na posição e na magnitude dos fluxos de estator são nulos.

6.2.4 Operação com afundamento de tensão equilibrado e desequilibrado admitindo erros nos parâmetros e ruídos tensões e correntes medidas

Admite-se a variação nos valores dos parâmetros elétricos L_m , r_s e r_r , em relação aos seus respectivos valores nominais. O ruído aplicado—na verdade provocado por intervenção matemática na modelagem—nos sinais das tensões e correntes do sistema de controle é randômico, uniforme-

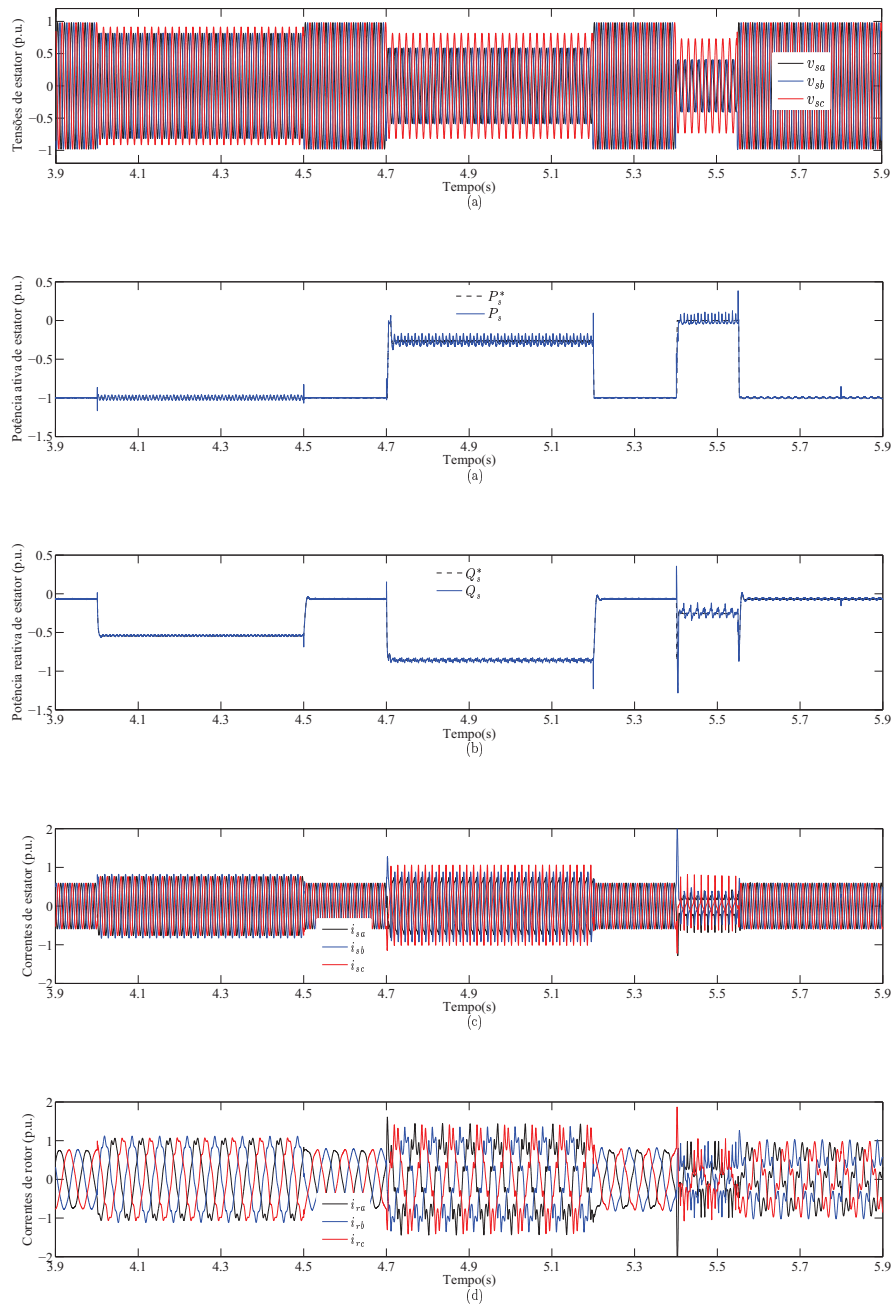


Figura 6.7: Comportamento dinâmico do GIDA durante afundamento de tensão desequilibrado.

mente distribuído com média zero e variância proporcional aos valores dos sinais de pico das tensões e correntes. Na análise dos resultados apresentados nas Figuras 6.9(a), (b), (e) e (f), e 6.11(a), (b), (e) e (f) verifica-se que o controlador é robusto às variações de parâmetros, nas

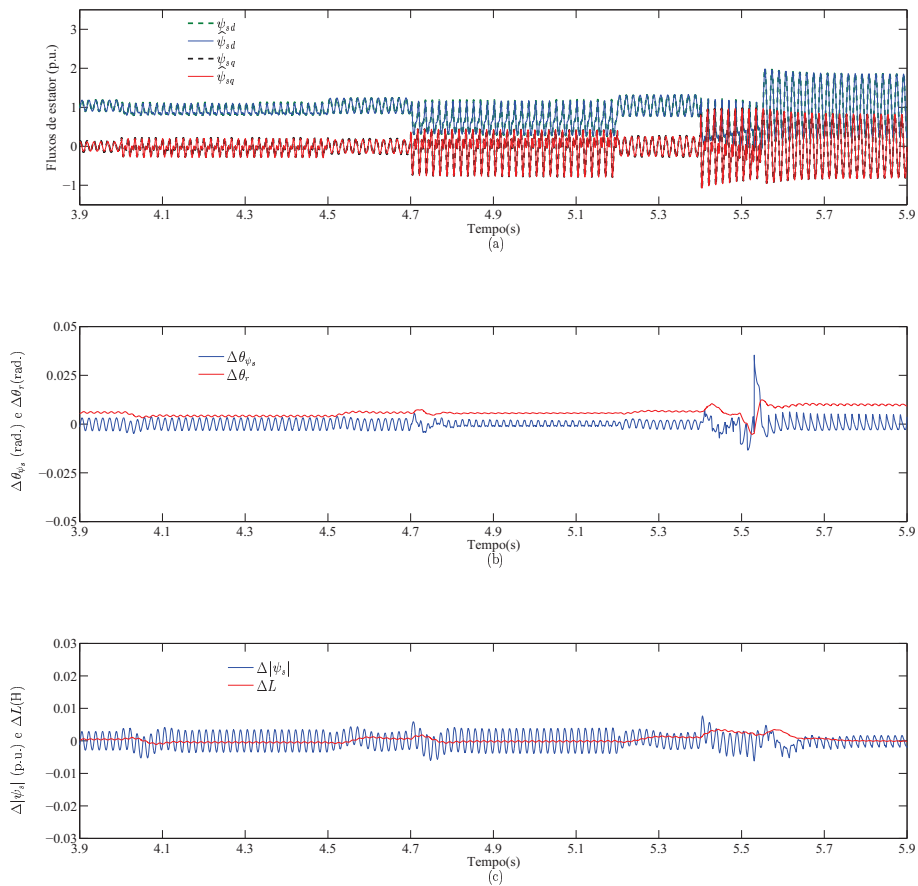


Figura 6.8: Resposta para o observador MRAS durante de afundamento de tensão desequilibrado.

condições de quedas de tensão equilibradas e desequilibradas, pois as potências ativa e reativa seguem suas respectivas referências, diante, claro, destas condições. Acrescenta-se ainda que as correntes de estator e rotor não ultrapassam seus valores nominais, conforme visto nas Figuras 6.9(c), (d), (g) e (h) e 6.11(c), (d), (g) e (h). Conclui-se, ainda, que o observador MRAS é robusto a essas condições impostas, pois, o fluxo obtido do modelo adaptativo segue o fluxo de estator de referência, conforme mostrado nas Figuras 6.10(c) e (d) e 6.12(c) e (d). Devido ao erro provocado na indutância de magnetização L_m , o observador MRAS fornece o incremento necessário para que os erros ocorridos no ângulo e na magnitude do fluxo de estator sejam

Capítulo 6 Resultados de Simulação

zeros, conforme é verificado nas Figuras 6.10(b), (c), (e) e (f) e Figuras 6.12(b), (c), (e) e (f), respectivamente.

É realizada também a simulação para verificar o desempenho da estratégia de controle proposto de um GIDA de 2 MW, cujos parâmetros e valores nominais são apresentados na Tabela 6.1. Simulou-se o afundamentos equilibrado de tensão. Com o gerador operando em

Tabela 6.1:

| Valores nominais e parâmetros do GIDA de 2 MW | |
|---|--------------------------------------|
| S_s, P_s, V_s, f_s | 2,27 MVA, 2 MW, 690 V, 60 Hz |
| r_s, r_r | 0,00238 Ω , 0,002381 Ω |
| L_s, L_r, L_m | 1,9576 mH, 1,9448 mH, 1,8944 mH |
| pole numbers (p) | 4 |

Conversor “back to back”

| | |
|---------------------|---------------|
| Capacitor do elo cc | 40000 μF |
| V_{cc} | 1 kV |

regime permanente com velocidade de rotor igual 25% acima da velocidade síncrona, com tensões de estator equilibradas e nominais, com as referências das potências ativa e reativa de estator iguais a 2 MW e zero, respectivamente, estabelece-se dois afundamentos de tensão consecutivos: um de 30% e outro de 90% da tensão nominal, com duração de 400 ms (de 2.6 à 3 seg.) e 150 ms (de 3.2 à 3.35 seg.), respectivamente. Nos resultados apresentados as componentes da tensão do estator de eixo direto e em quadratura, as potências ativa e reativa de referência e medida e as correntes trifásicas de estator e rotor foram monitoradas e apresentadas na Figura 6.13. Assim que é estabelecido o afundamento, as referências das potências ativa e reativa de estator são imediatamente alteradas para novos valores de acordo com as equações (4.32)-(4.31), e observa-se que as potências ativa e reativa medidas seguem rapidamente às respectivas refe-

rências, sem *overshoot* e sem erro de regime permanente, conforme visto nas Figuras 6.13(b) e 6.13(c). Observa-se, ainda, que, quando o afundamento de tensão é menor que 50% da tensão nominal, o gerador fornece potência reativa com corrente de estator no seu valor nominal e, com isso, a potência ativa é zerada. Ressalte-se que isto ocorre porque as correntes trifásicas de estator e rotor são controladas indiretamente pelas potências ativa e reativa de estator para que, durante o afundamento, as suas magnitudes não ultrapassem os seus valores nominais— as Figuras 6.13(d) e 6.13(e) confirmam o sucesso deste controle.

Para verificar a robustez à variação de parâmetros do DPC proposto, a simulação da operação com afundamento equilibrado de tensão é realizada a simulação, conforme procedimento do caso anterior, para um erro de 50% nos valores de L_m e r_r . As variáveis monitoradas são as potências ativa e reativa de referência e medida e as correntes trifásicas de estator e de rotor. Os resultados mostrados na Figura 6.14 validam o controlador, ao se obter praticamente o mesmo desempenho dinâmico e de regime permanente do caso em que os valores dos parâmetros citados estão corretos.

A partir dos resultados obtidos com dois perfis afundamentos de tensão consecutivos, um de 30% e outro de 90% do valor nominal da tensão de estator, mostra-se que as potências ativa e reativa são controladas rapidamente, sem oscilações e sem erro de regime, mesmo para um GIDA de grande potência (2 MW). Conseqüentemente, picos indesejáveis nas correntes de estator e rotor não surgiram. A robustez do controlador à variação de parâmetros também é comprovada considerando um possível erro de 50% na indutância de magnetização e na resistência de rotor.

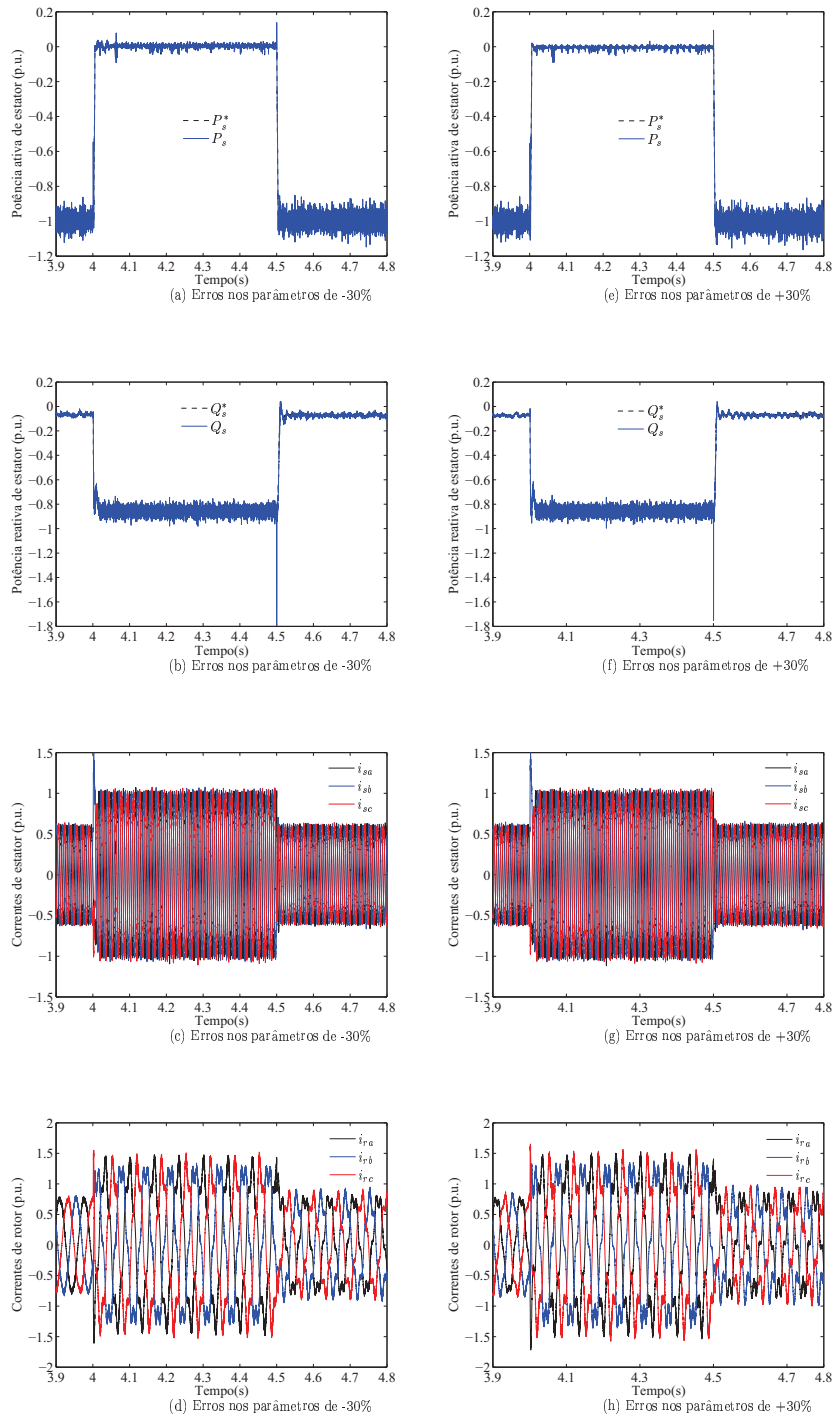


Figura 6.9: Respostas das potências de estator e correntes de estator e rotor durante afundamento de tensão equilibrada considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes.

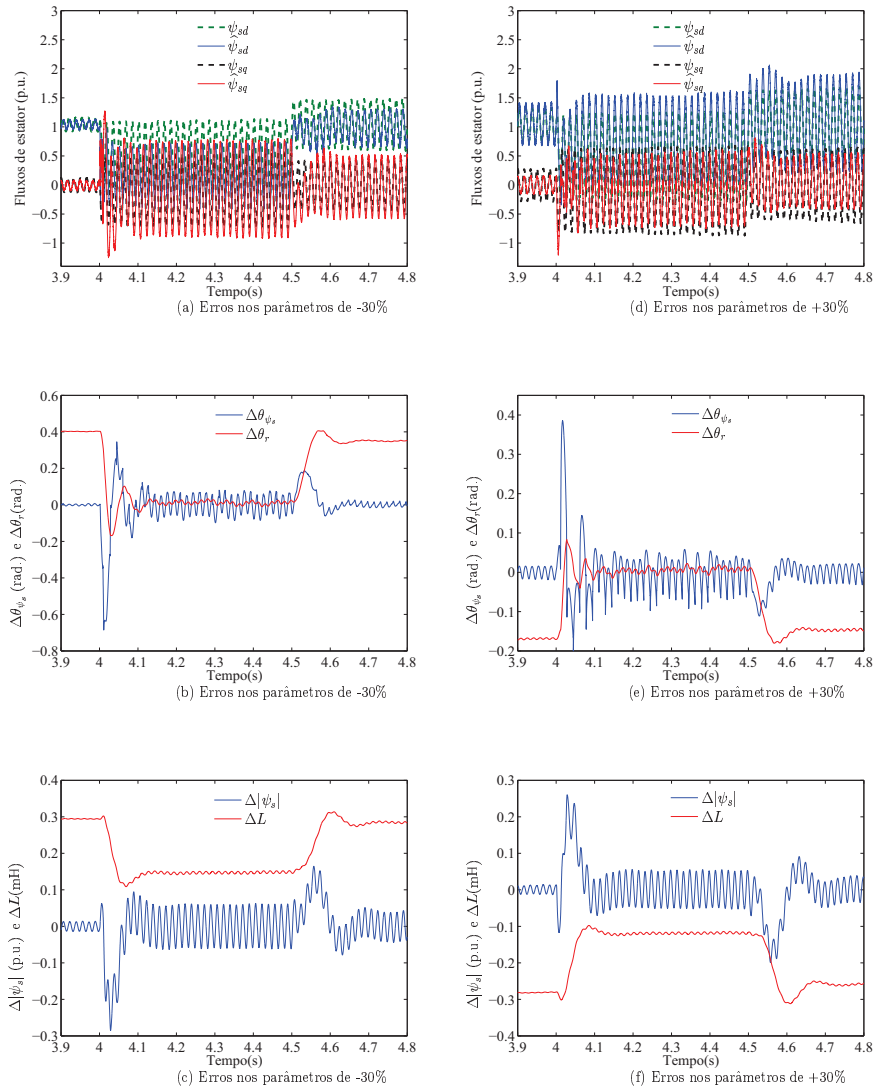


Figura 6.10: Respostas do observador MRAS durante afundamento de tensão equilibrado, considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes.

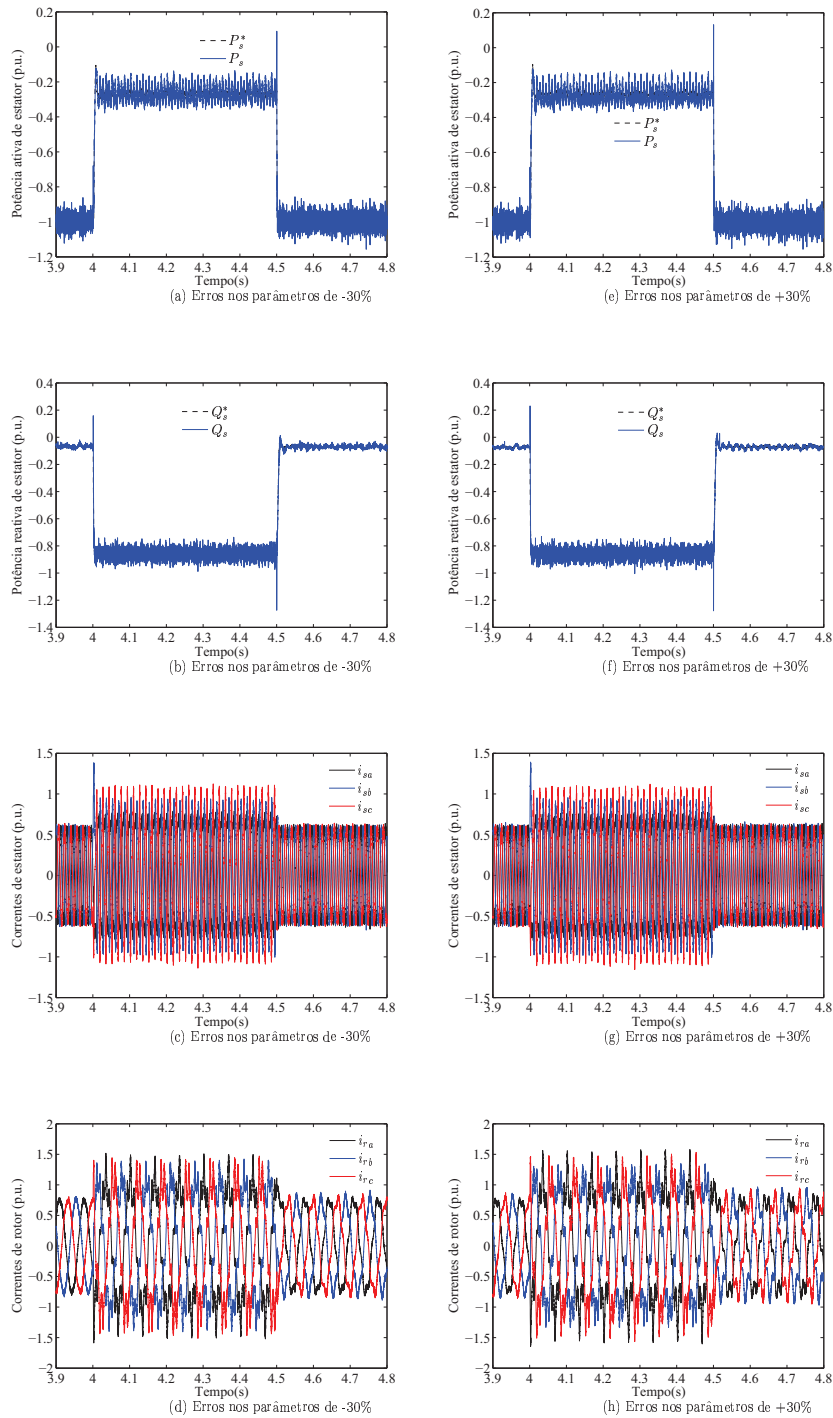


Figura 6.11: Respostas das potências de estator e correntes de estator e rotor para afundamento de tensão desequilibrado considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes.

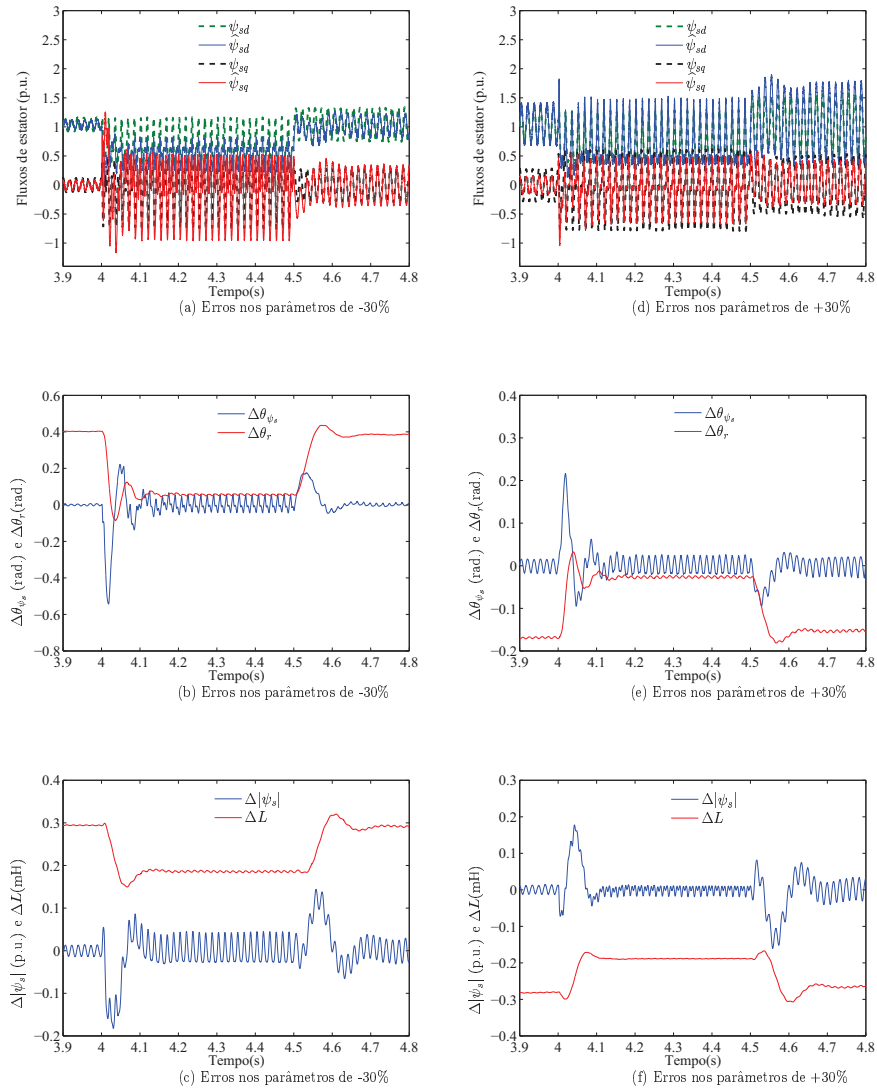


Figura 6.12: Respostas do observador MRAS durante afundamento de tensão desequilibrado considerando erro nos parâmetros e ruídos nas medidas das tensões e correntes.

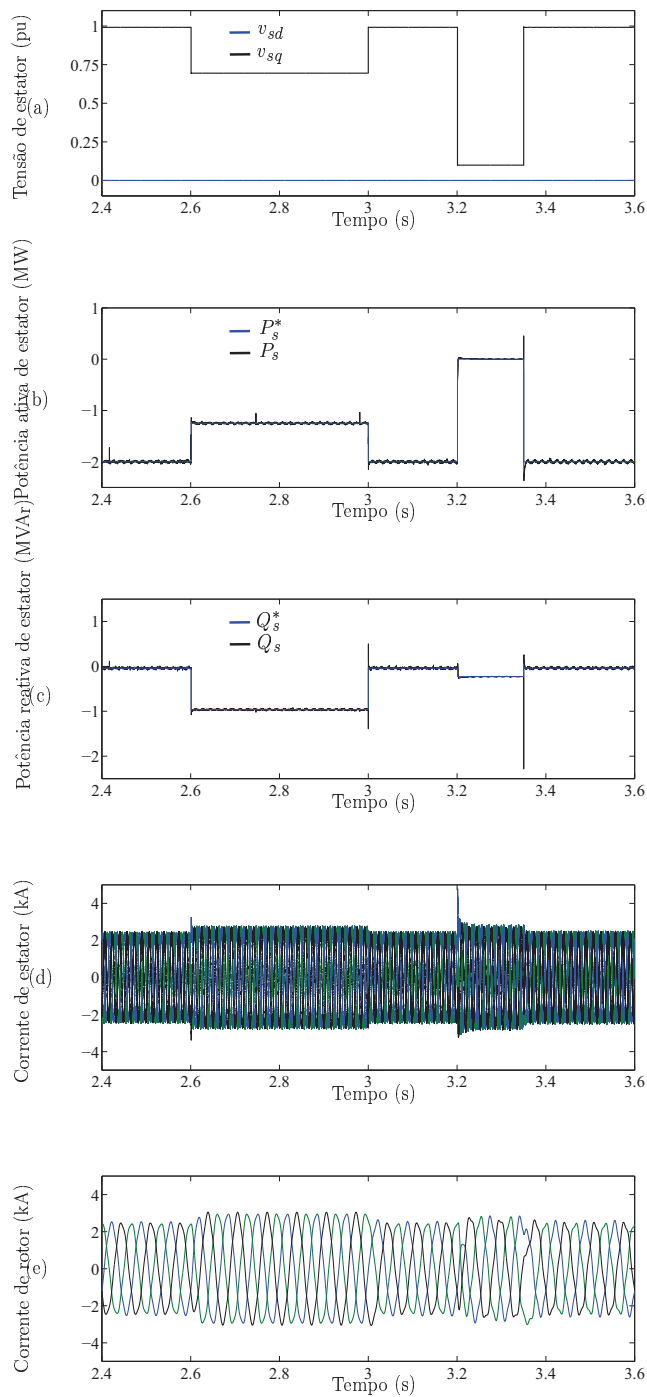


Figura 6.13: Resposta do DFIG sob dois afundamentos de tensão trifásico e equilibrado consecutivos: um de 30% e o outro de 90% da tensão nominal de estator com duração de 400 ms (de 5.6 à 6 seg.) e 150 ms (de 6.2 à 6.35 seg.), respectivamente.

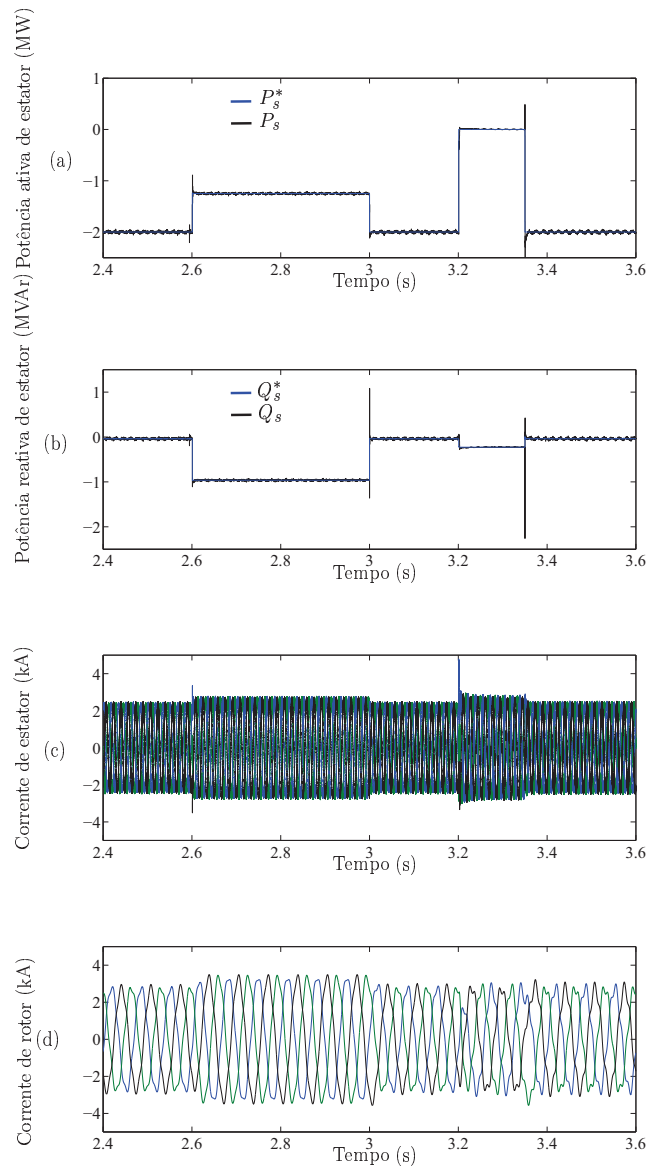


Figura 6.14: Resposta do DFIG com um erro de 50% em L_m e em r_r no controlador sob dois afundamentos de tensão trifásico e equilibrado consecutivos: um de 30% e o outro de 90% da tensão nominal de estator com duração de 400 ms (de 5.6 à 6 seg.) e 150 ms (de 6.2 à 6.35 seg.), respectivamente.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1 Introdução

O algoritmo CDP sensorless proposto e o sistema de controle apresentado no diagrama de bloco (ver Figura 5.3) foram implementados experimentalmente em um processador digital de sinal da Texas TMS320F2812 .

7.2 Descrição da bancada experimental

Um inversor trifásico baseado em IGBT é utilizado para alimentar os enrolamentos de rotor do gerador. A tensão de link DC é mantida constante em 125 V por um retificador em ponte não controlada, o que simplifica sobremaneira o sistema de controle, embora o desempenho da estratégia de controle proposta pode ser prejudicado por ocorrência de flutuações no link DC devido à variação da potência de rotor. O caso mais crítico ocorre na operação supersíncrona,

porque a ponte retificadora não permite o fluxo de potência para rede e, dessa forma, a tensão de link DC tende a aumentar e, se nenhuma providência for tomada, a tensão pode ultrapassar a tensão nominal do capacitor. Para não danificar o conversor, a operação do gerador foi limitada às velocidades subsíncronas durante testes de afundamento de tensão. Um motor de indução gaiola de esquilo sob controle de velocidade aciona o GIDA.

O DSP calcula os valores das tensões de rotor a partir da estratégia de controle proposta e envia os sinais PWM apropriados aos drivers dos IGBTs. No programa do DSP são usadas duas interrupções: uma de $50 \mu s$, dedicada para as medições das tensões de estator, das correntes de estator e de rotor, para a conversão do sistema de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta$ destas variáveis e cálculo das potências ativa e reativa; a outra interrupção de $200 \mu s$ é reservada para a implementação do sistema de controle.

Para provocar o afundamento de tensão, utiliza-se um indutor em série com o estator, um motor de indução gaiola de esquilo ligado em paralelo com o estator, como é mostrado no diagrama de blocos da Figura 7.1: inicialmente, o gerador opera conectado diretamente a rede, para depois se provocar o afundamento de tensão desejado, abrindo-se a chave $K1$ e fechando-se a chave $K2$ simultaneamente. Neste processo, a partida do motor demanda uma grande corrente indutiva, provocando uma queda de tensão significativa, gerando assim o afundamento de tensão. A magnitude do afundamento de tensão pode ser variada, ao se utilizar motores de potências diferentes- no nosso caso, são utilizados um motor de 2,2 kW e outro de 11 kW. Para gerar o afundamento desequilibrado, uma fase é conectada no terminal da rede elétrica e as outras duas no indutor. O diagrama de blocos representativo da bancada experimental é mostrado na Figura 7.2, e na Figura 7.3 é mostrada a foto da bancada experimental.

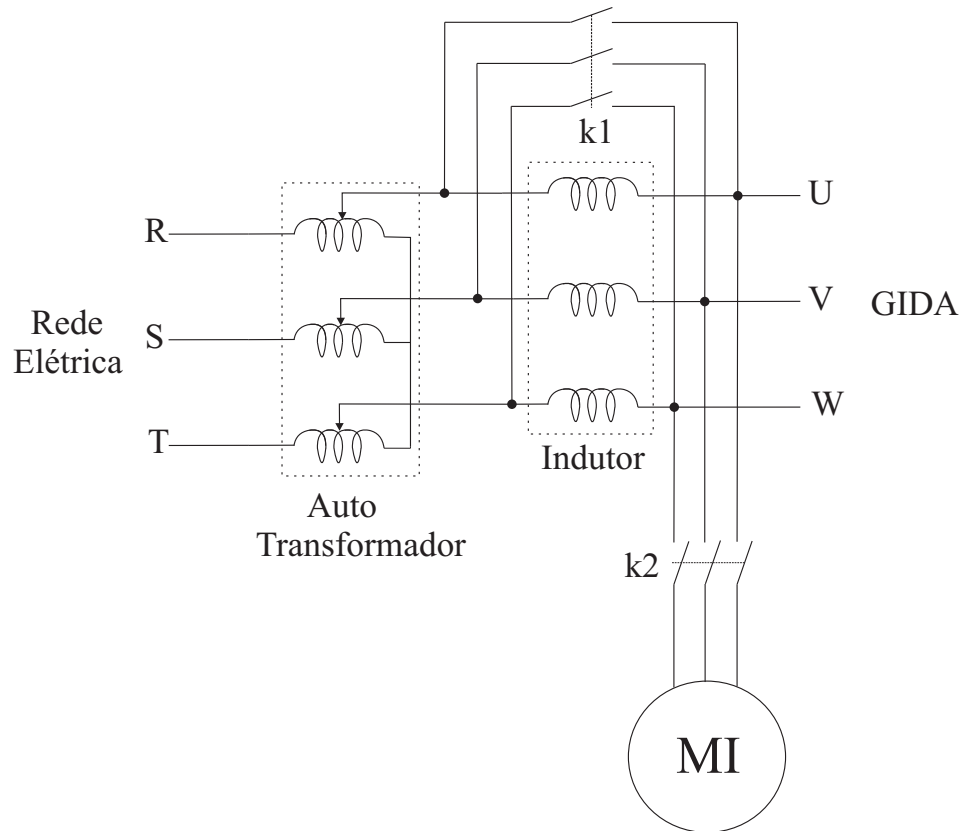


Figura 7.1: Gerador de afundamento de tensão.

7.3 Testes para validação da estratégia de controle proposta

Os resultados obtidos são realizados de modo que a corrente no enrolamento de rotor não ultrapasse o valor de 29 A de pico, que referido ao estator é 10,62 A de pico. Portanto, para ter uma margem de segurança, adota-se o valor máximo da corrente de estator de 7 A de pico.

–Especificações dos testes realizados.

Para avaliar o desempenho do controlador e do observados MRAS propostos, os seguintes testes experimentais foram realizados:

- (1) GIDA operando em velocidade constante e variável, com tensão da rede equilibrada;
- (2) GIDA operando em velocidade constante diante de afundamentos de tensão equilibrados

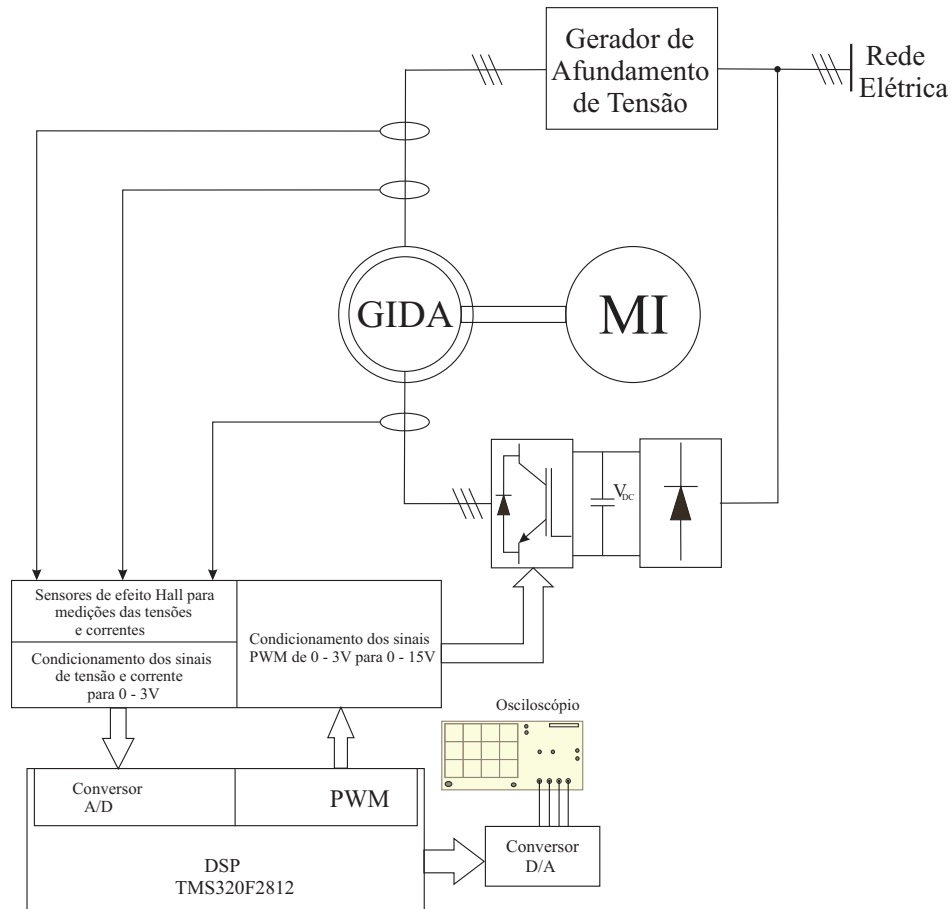


Figura 7.2: Diagrama esquemático do sistema implementado.

de 25%, 40% e 90%;

(3) GIDA operando em velocidade constante diante de afundamento de tensão desequilibrado.

No primeiro teste, o valor da indutância mútua L_m utilizado no sistema de controle é de aproximadamente 110% do seu valor nominal, já no segundo e no terceiro testes, o valor da indutância mútua é de aproximadamente 120% do seu valor nominal. Para os testes de LVRT foi programada uma corrente de 2% da corrente máxima de estator para cada por cento da queda de tensão.

As figuras que mostram os resultados das potências e das componentes do fluxo de estator

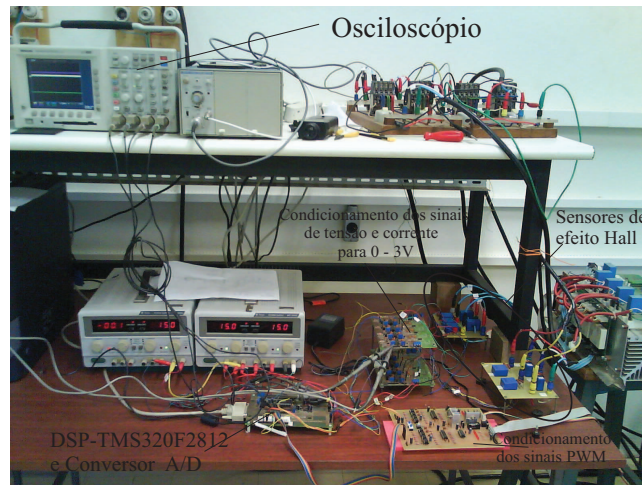
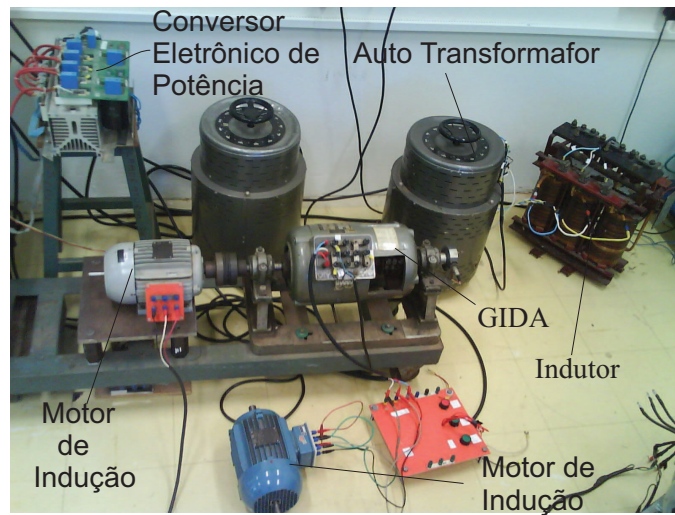


Figura 7.3: Foto da bancada.

utilizam a seguinte legenda de cores:

– As cores azul e verde-água representam os valores das potências ativa medida e de referência, respectivamente, e as cores rosa e verde, os valores das potências reativa medida e de referência, respectivamente.

– As cores azul e verde-água representam os valores do fluxo de estator de eixo direto obtido do modelo de referência e do modelo adaptativo, respectivamente, e as cores rosa e verde, os valores do fluxo de estator de eixo em quadratura obtido do modelo de referência e do modelo

adaptativo, respectivamente.

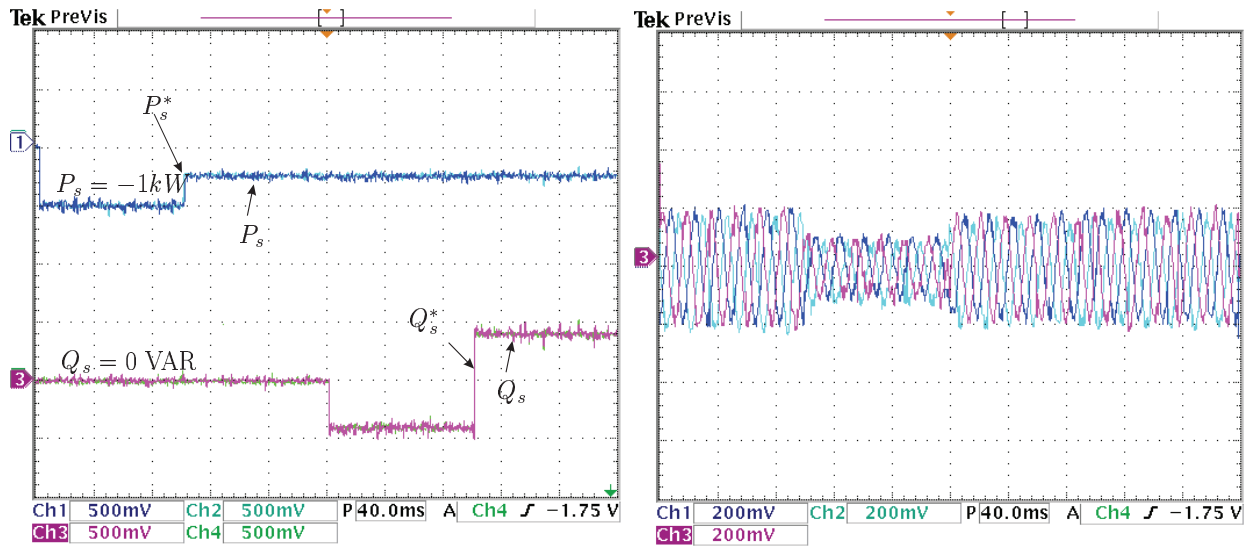
7.3.1 Condição normal da rede

7.3.1.1 Velocidade constante

Para condição da rede equilibrada e com o GIDA operando na velocidade constante, as referências das potências ativa e reativa foram alteradas em degraus conforme mostrado na Figura 7.4(a). Verifica-se o bom desempenho dinâmico e de regime permanente na operação do gerador, ou seja: as potências estimadas seguem suas respectivas referências rapidamente sem oscilações e erro sem erro de de regime permanente. As correntes trifásicas de estator e rotor são mostradas nas Figuras 7.4(b) e 7.4(c), demonstrando a correlação entre essas correntes e a potência. Nestas condições, tem-se que os erros entre as componentes de fluxos de estator obtidas dos modelos de referência e adaptativo são nulos, conforme verificado na Figura 7.5, validando dessa forma, a atuação do MRAS; por outro lado, os resultados mostrados na Figura 7.5(b), validam a atuação dos controladores PI que têm a função de gerar o incremento angular na correção da posição do rotor estimada em malha aberta (ver Figura 5.2).

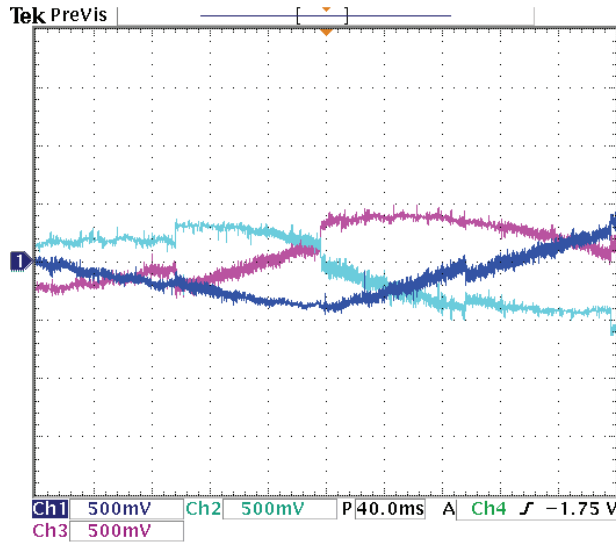
7.3.1.2 Velocidade variável

Nas condições de rede equilibrada e com as potências ativa e reativa de referência mantidas constantes, a velocidade de rotor é variada de 1480 rpm à 1977 rpm em 700 ms, conforme verificado na Figura 7.6(a). Nesta mesma Figura são mostradas as posições de rotor estimada e obtida pelo transdutor de velocidade. Para melhor comparação das posições de rotor, na Figura 7.7 são mostradas três ampliações da escala de tempo da Figura 7.6(a), para os seguintes pontos de operação: 1800 rpm, 1566 rpm e 1980 rpm, verificando que a posição estimada e a medida são iguais. Na Figura 7.6(b) é mostrada a forma de onda da corrente de rotor durante a variação de velocidade, verificando sua mudança de fase quando a velocidade torna-se supersíncrona e vice versa. Na Figura 7.6(c) é verificada o bom desempenho do controle das



(a) P_s e Q_s .

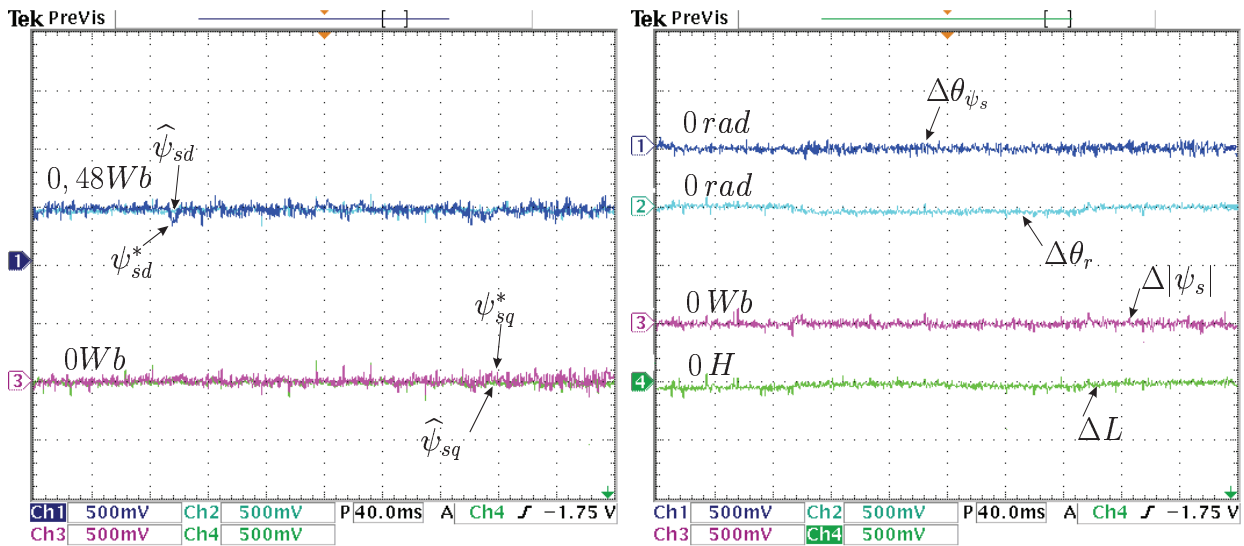
(b) i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .



(c) i_{ra} , i_{rb} e i_{rc} .

Figura 7.4: Potências de estator e correntes trifásicas de estator e rotor: (a) 1 kW/div, 1 kVAR/div, (b) 4 A(pico)/div e (c) 8 A(pico)/div.

potências ativa e reativa, mesmo que ocorra a variação de velocidade. As componentes de fluxos de estator obtidas dos modelos de referência e adaptativo apresentam erros nulos, conforme visto



(a) ψ_{sd}^* , ψ_{sq}^* , $\widehat{\psi}_{sd}$ e $\widehat{\psi}_{sq}$.

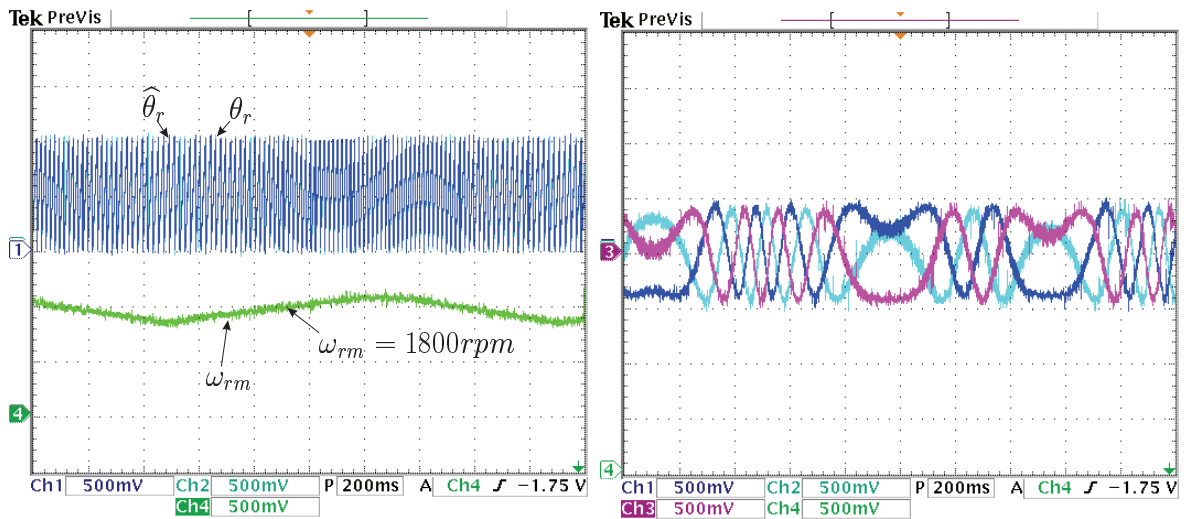
(b) $\Delta\theta_{\psi_s}$, $\Delta\theta_r$, $\Delta|\psi_s|$ e ΔL

Figura 7.5: Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta|\psi_s|$ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div.

na Figura 7.8, comprovando o bom desempenho do estimador MRAS na condição em velocidade variável. Na Figura 7.8(b), verificam-se os incrementos $\Delta\theta_r$ e de ΔL gerados pelos controladores PIs, necessários para a correção do modelo adaptativo, quando ocorre o erro de +10% em L_m do sistema de controle.

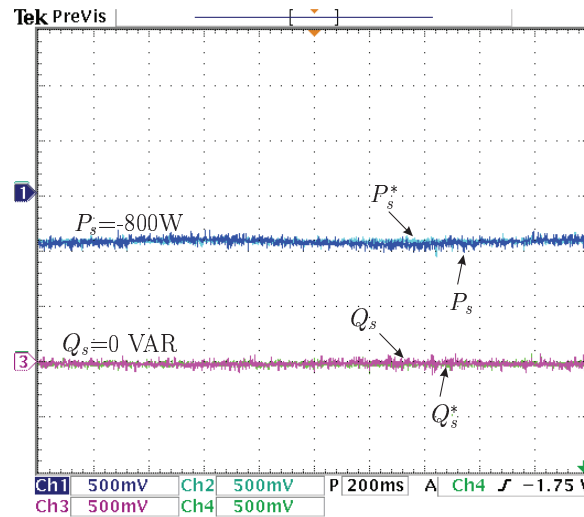
7.3.2 Afundamento de tensão equilibrado

As tensões trifásicas de estator, a componente de eixo em quadratura e as magnitude das componentes de sequência positiva e negativa para os afundamentos de tensão equilibrados de 25%, 40% e 90% são verificadas na Figura 7.9. Observa-se que em regime permanente a magnitude de sequência positiva tem o mesmo valor da amplitude da tensão de estator e a magnitude de sequência negativa é zero, sendo que no início e no fim do afundamento de tensão ocorre um pequeno overshoot na magnitude de sequência negativa que aumenta com o aumento



(a) ω_{rm} e θ_r .

(b) i_{ra} , i_{rb} e i_{rc} .

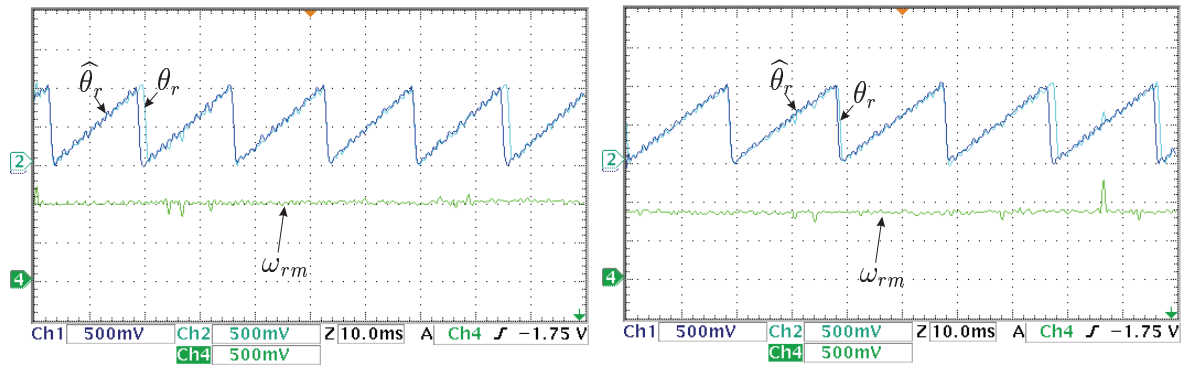


(c) P_s e Q_s .

Figura 7.6: Velocidade de rotor, posição de rotor, potências de estator e correntes trifásicas de estator e rotor: 900 rpm/div, π rad/div, 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div.

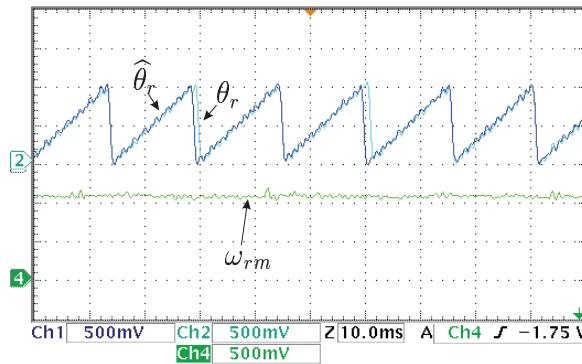
da magnitude da queda de tensão, isso ocorre devido o tempo de resposta do DSOGI-QSG não ser muito pequeno.

Na Figura 7.10 verifica-se que, inicialmente, quando o GIDA está operando com tensão



(a) $\omega_{rm} = 1800rpm.$

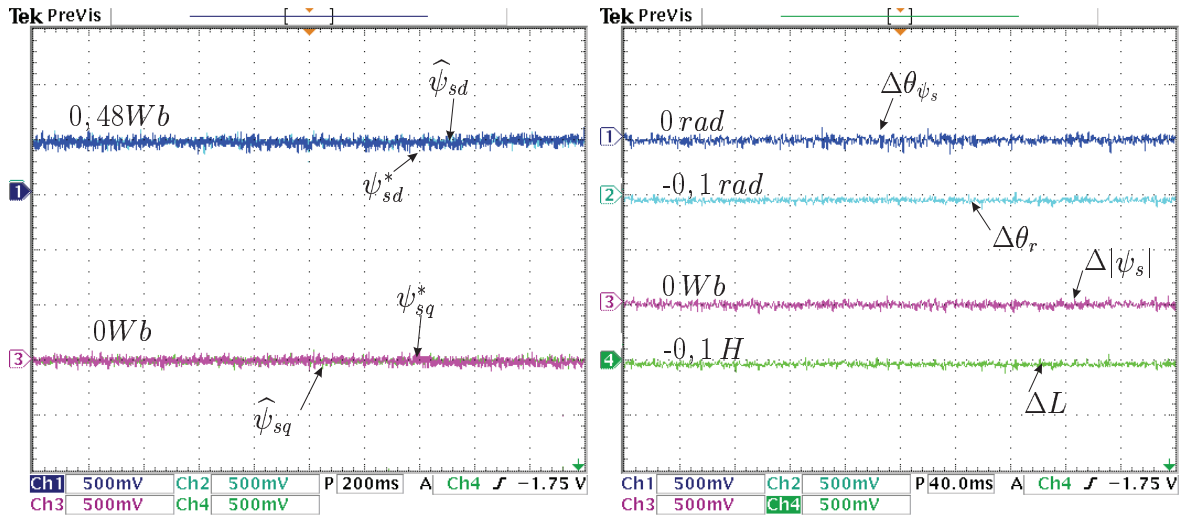
(b) $\omega_{rm} = 1566rpm.$



(c) $\omega_{rm} = 1980rpm.$

Figura 7.7: Zoom na posição de rotor: 900 rpm/div e 3π rad/div.

equilibrada e com magnitude nominal, o algoritmo de geração de referência de potências fornece potência ativa no seu valor desejado e a potência reativa é zero; ao ocorrer o afundamento de tensão, o algoritmo gera os valores de referência da potência reativa capacitivo e, se a corrente de estator não passar de seu limite máximo, é gerada a referência da potência ativa. Para afundamento de tensão de 25%, a potência reativa fornecida à rede é de 708 VAR e, neste caso, é possível manter a potência ativa no valor anterior à ocorrência do afundamento. Para afundamento de tensão de 40%, a potência reativa de referência vai para -907 VAR e a potência ativa muda para -680 W. No caso de um afundamento de tensão de 90%, é fornecida uma



(a) ψ_{sd}^* , ψ_{sq}^* , $\hat{\psi}_{sd}$ e $\hat{\psi}_{sq}$.

(b) $\Delta\theta_{\psi_s}$, $\Delta\theta_r$, $\Delta|\psi_s|$ e ΔL

Figura 7.8: Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta|\psi_s|$ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div.

potência reativa para a máxima corrente de estator, isto é, -340 VAR, enquanto a potência ativa é zero. Observa-se que as referências das potências são atendidas pelo controlador sem oscilações e erro de regime nulo, durante todo o tempo de duração do afundamento de tensão, especialmente no início e no final desta perturbação, que são os instantes mais críticos. É avaliado nesta Figura, mediante as componentes de eixo direto e em quadratura da corrente de estator, a porcentagem de componente reativa i_{sd} em relação ao valor máximo da corrente de estator. Na Figura 7.11 são apresentadas as correntes trifásicas de estator e rotor, observando-se que não há picos elevados de correntes no início, durante e no final do afundamento, e que o limite da corrente é respeitado.

O desempenho do MRAS é avaliado, apresentando a resposta das componentes dq do fluxo de estator obtidos dos modelos de referência e adaptativo, conforme verificado na Figura 7.12. Observa-se nas Figuras 7.12(a)- 7.12(c) que o fluxo obtido do modelo de referência é atendido pelo fluxo do modelo adaptativo, comprovando a correta estimação da da posição de rotor. Nas

Figuras 7.12(d)- 7.12(f) são mostrados os erros entre o ângulo e a magnitude dos fluxos de estator e, como pode ser observado, eles são zerado pelos controladores PIs; quando ocorre erro na indutância de magnetização, o mesmo desempenho é verificado.

Nas Figuras 7.13-7.16 são vistos os resultados do GIDA na situação em que a tensão de estator está a 10% acima do valor nominal e uma queda de tensão repentina de 40% ocorre nos seus terminais. Nesta situação, o algoritmo de geração das referências determina que gerador consuma 416 VAR para que a rede restabeleça a sua tensão nominal. Durante a queda de tensão o GIDA tem o mesmo comportamento comentado nos resultados apresentando para quedas de tensão de 40%.

7.3.3 Afundamento de tensão desequilibrado

Nas Figuras 7.17-7.20 verifica-se o bom desempenho do controlador proposto na operação do GIDA durante afundamentos de tensão desequilibrados. As componentes de sequência positiva e negativa da tensão de estator são mostradas na Figura 7.17(b), observando-se que, logo após a ocorrência do afundamento de tensão desequilibrado, a componente de sequência negativa da tensão de estator é detectada. A componente de eixo em quadratura e as magnitude das tensões de sequência negativa e positiva, colocadas na Figura 7.17(c), mostram que, durante o afundamento, surge uma oscilação em v_{sq} na frequência de $2\omega_1$; verifica-se também o valor de 36 V para a componente sequência negativa, que corresponde ao fator de desbalanceamento de 40%.

Durante o afundamento desequilibrado, mostrado na Figura 7.18(b), verifica-se que as potências de estator são controladas de maneira rápida, sem oscilações e com erro de regime nulo; o gerador fornece potência reativa com corrente de estator plena. A forma de onda das correntes de estator e de rotor apresentam distorções e suas magnitudes não atingem valores muito acima do seu valor nominal, conforme mostrado na Figura 7.19. As componentes de eixo direto e em quadratura do fluxo de estator dos modelos de referência e adaptativo, colocadas na Figura 7.20,

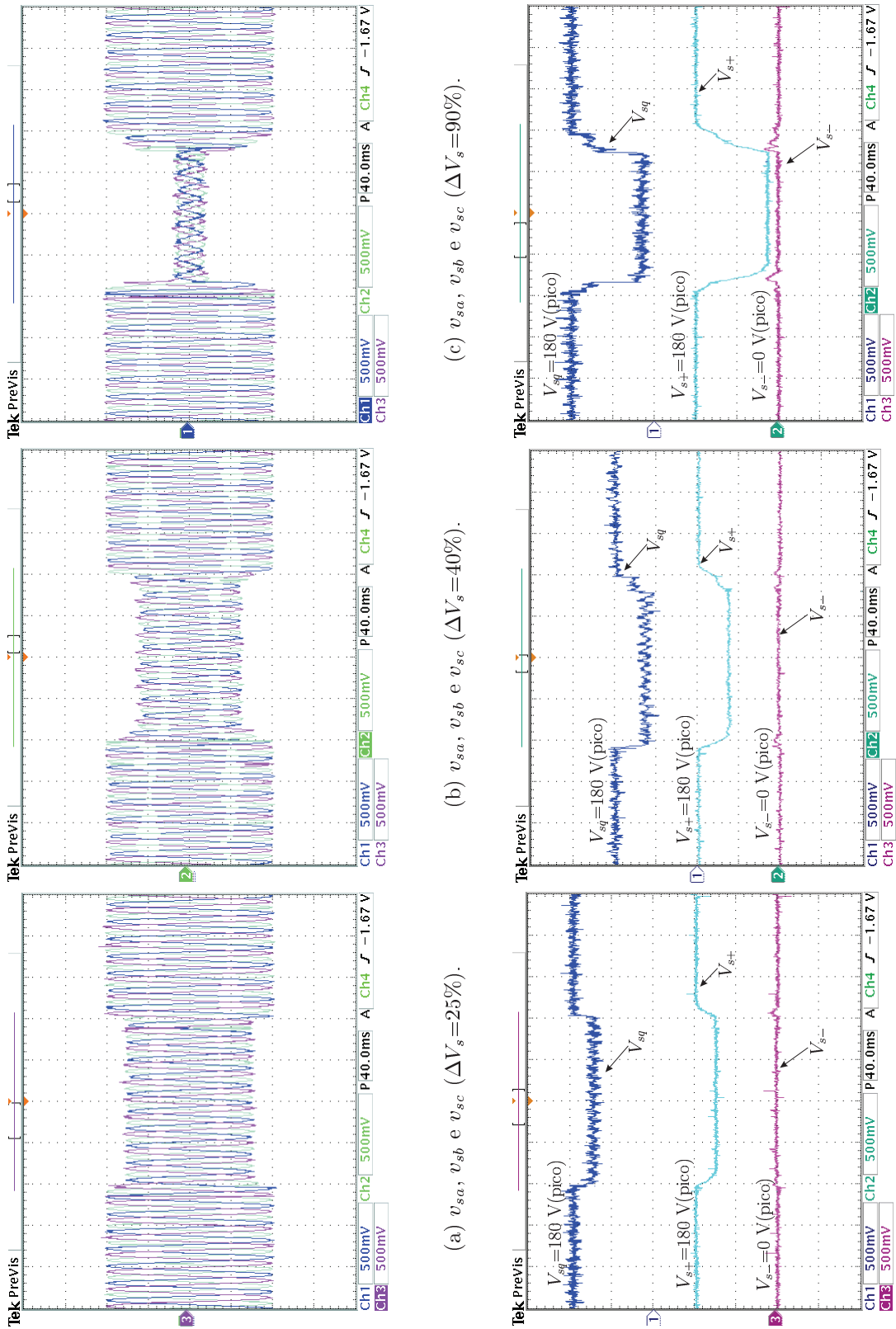
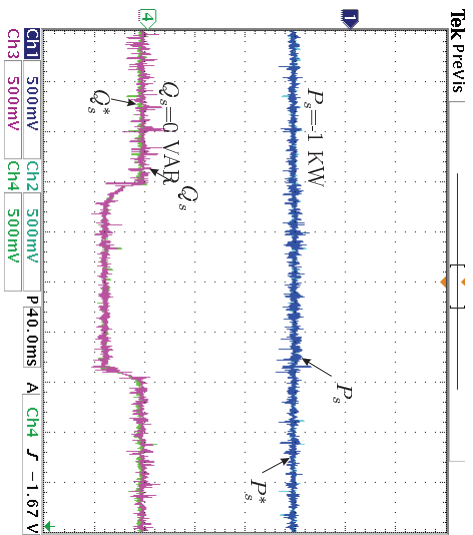
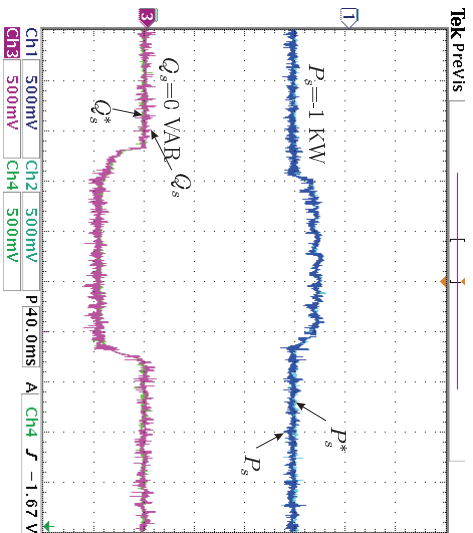


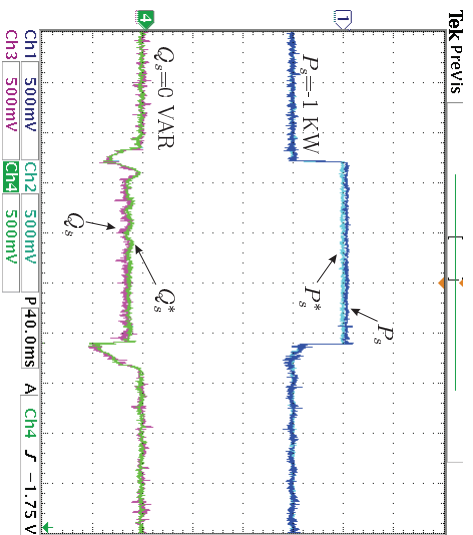
Figura 7.9: Tensão do estator: 90 V(pico)/div.



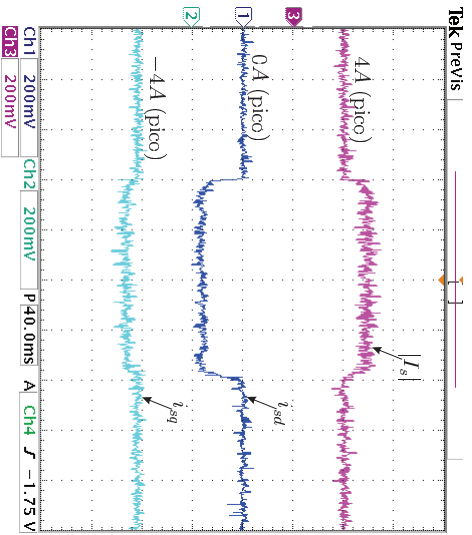
(a) P_s e Q_s ($\Delta V = 25\%$).



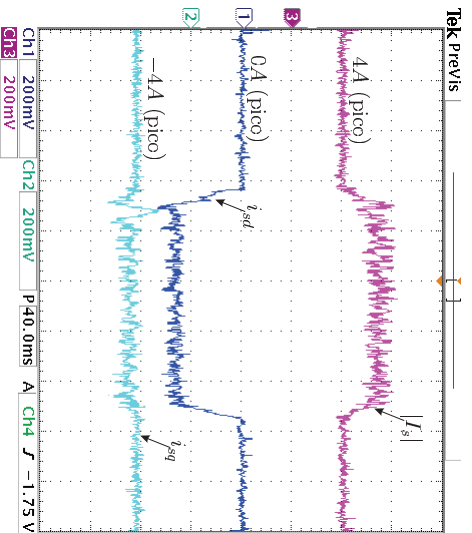
(b) P_s e Q_s ($\Delta V = 40\%$).



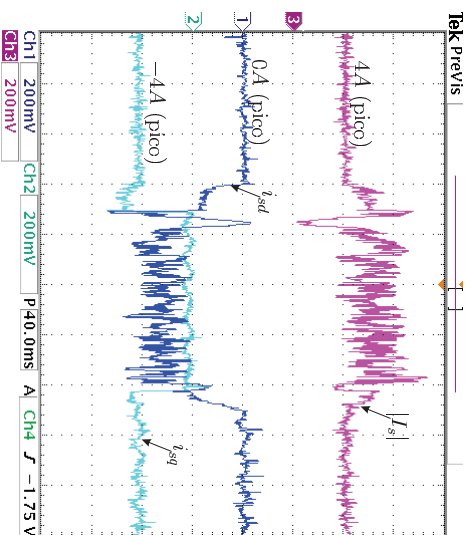
(c) P_s e Q_s ($\Delta V = 90\%$).



(d) i_{sd} , i_{sq} e $|I_s|$ ($\Delta V_s = 25\%$).



(e) i_{sd} , i_{sq} e $|I_s|$ ($\Delta V_s = 40\%$).



(f) i_{sd} , i_{sq} e $|I_s|$ ($\Delta V_s = 90\%$).

Figura 7.10: Potências e componentes da corrente de estator: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div.

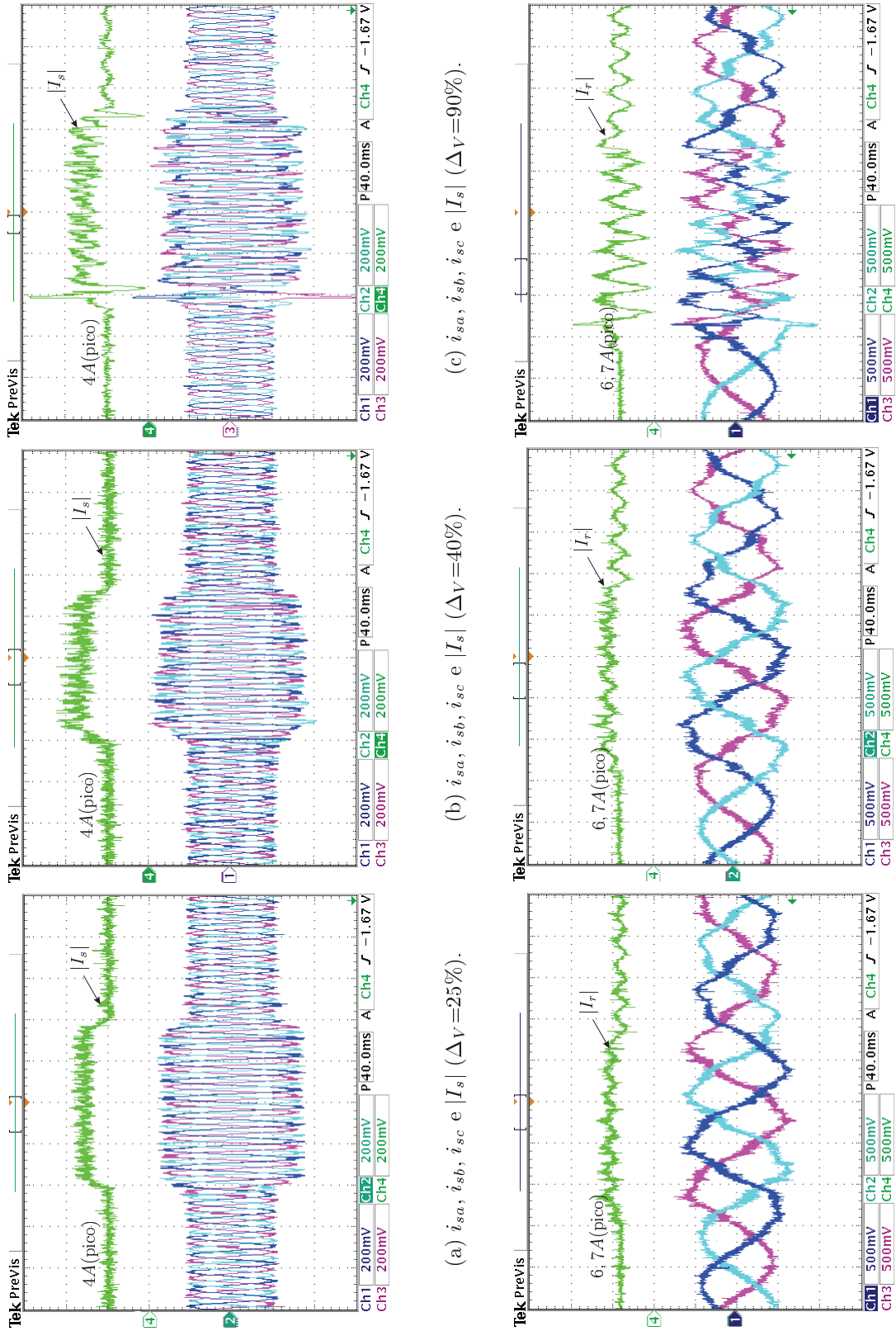


Figura 7.11: Correntes trifásicas de estator e de rotor: (estator) 4 A(pico)/div e (rotor) 8 A(pico)/div.

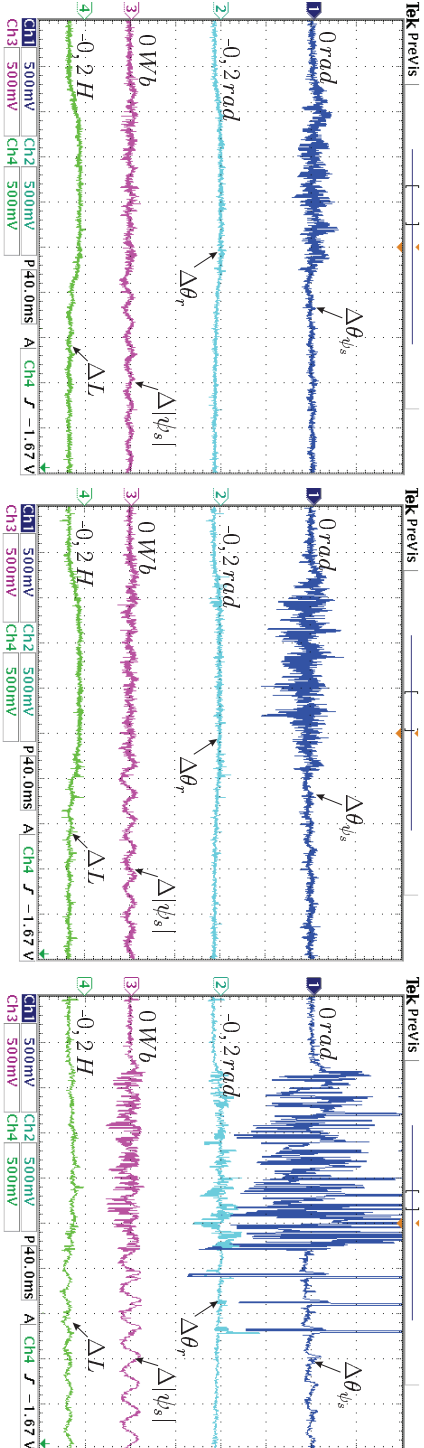
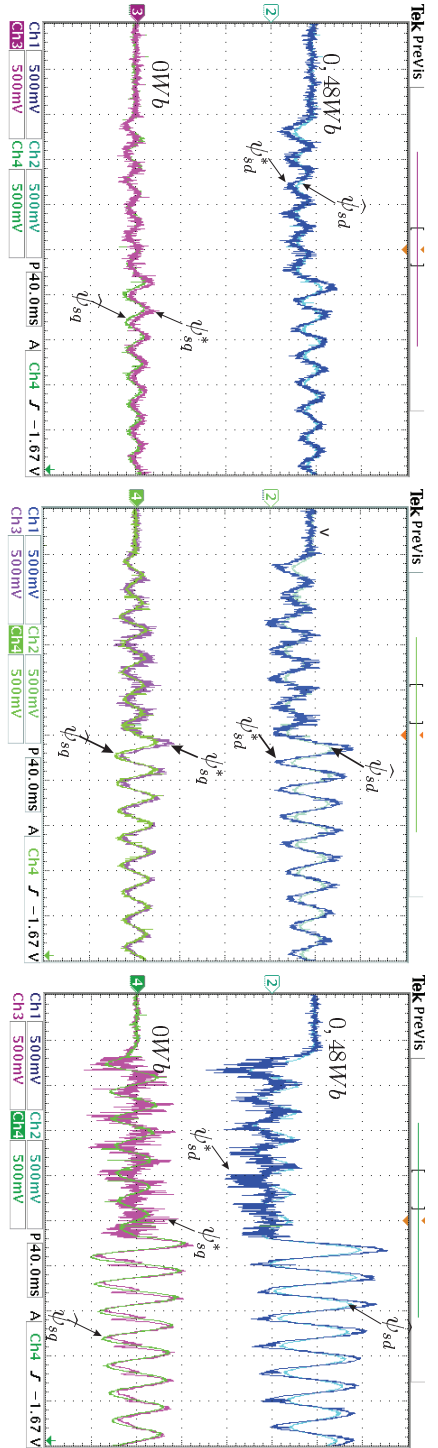
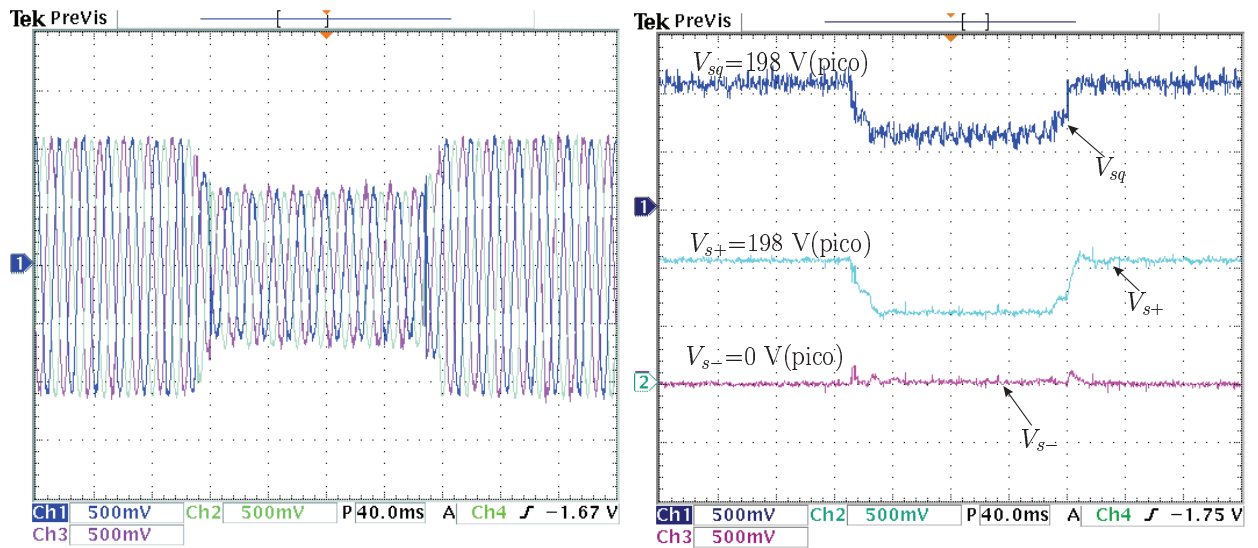


Figura 7.12: Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta|\psi_s|$ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div.

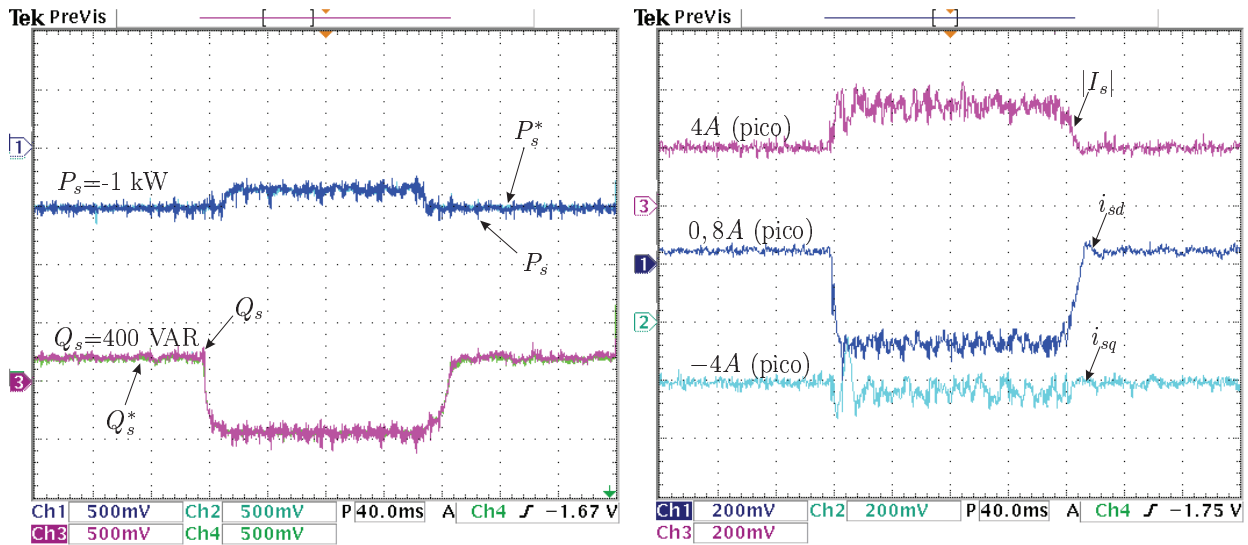


(a) v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

(b) v_{sq} , V_{s+} e V_{s-} .

Figura 7.13: Tensões de estator equilibradas com magnitude de 110% acima do seu valor nominal—antes e depois— de uma queda de tensão de 40%: 90 V(pico)/div.

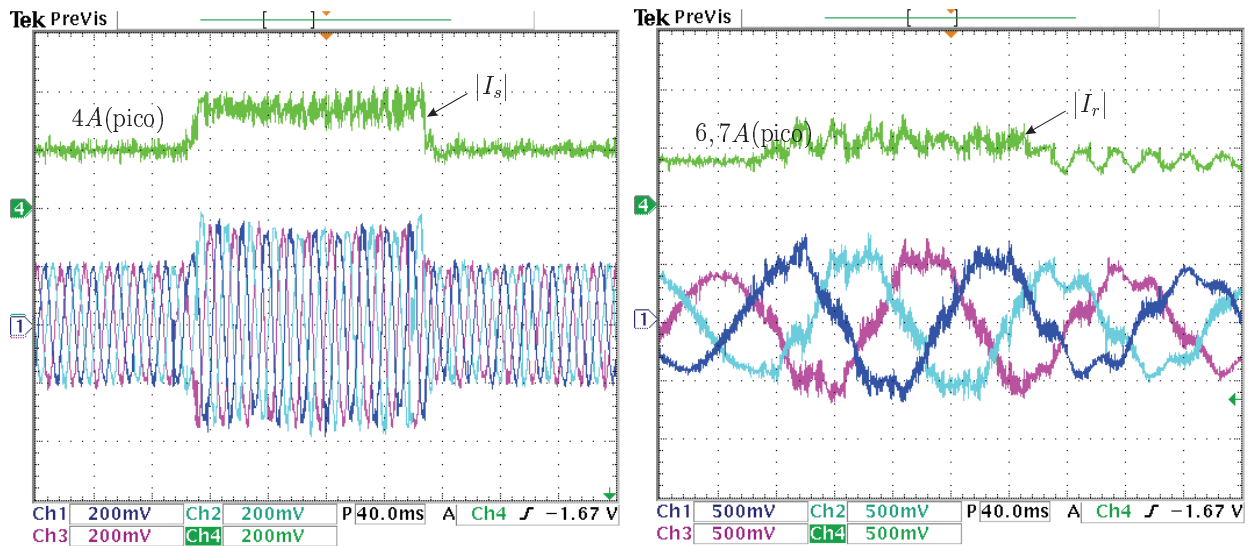
atendem plenamente as referências, o que significa erro nulo, validando, assim, o desempenho do estimador MRAS na condição de afundamento desequilibrado. Como já tinha ocorrido nos testes relativos ao afundamento de tensão equilibrado, neste também são verificados o incremento de correção na posição de rotor de -1 radiano e de -0,2 H, na indutância de magnetização para a correção do modelo adaptativo devido o erro de 20% em L_m .



(a) P_s e Q_s .

(b) i_{sd} , i_{sq} e $|I_s|$.

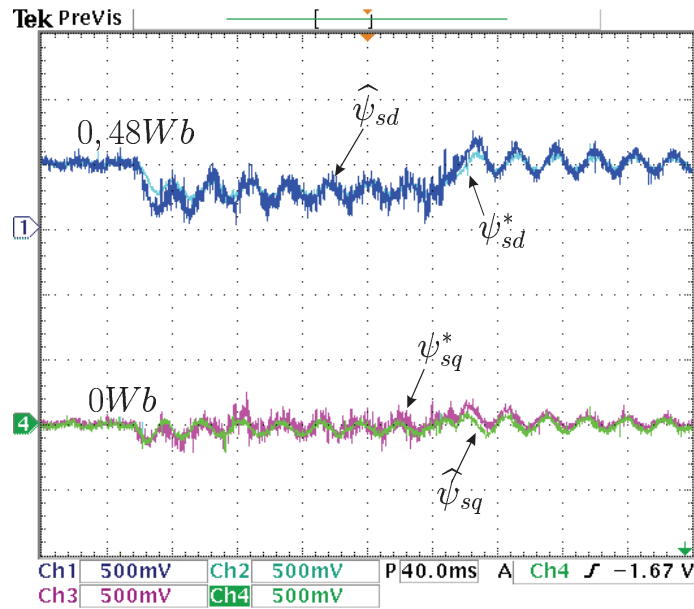
Figura 7.14: Potências e componentes da corrente de estator para queda de tensão conforme apresentada na Figura 7.13: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div.



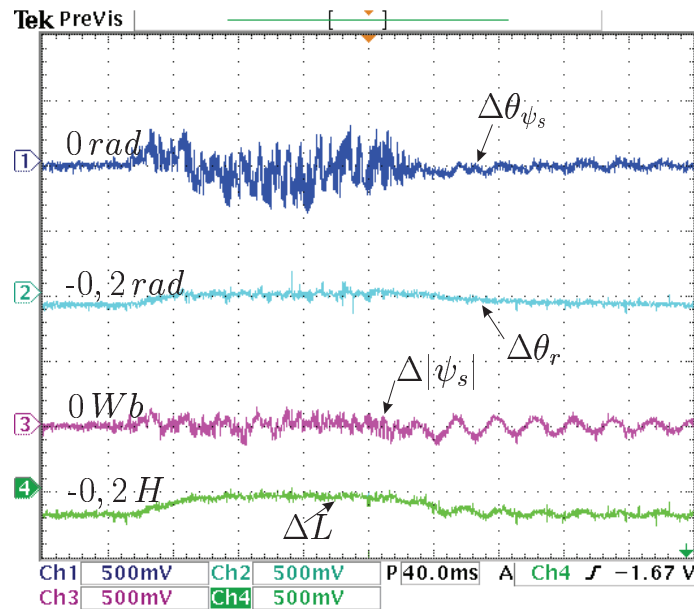
(a) i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} .

(b) i_{ra} , i_{rb} e i_{rc} .

Figura 7.15: Correntes trifásicas de estator e de rotor para queda de tensão conforme apresentada na Figura 7.13: 4 A(pico)/div e 8 A(pico)/div.

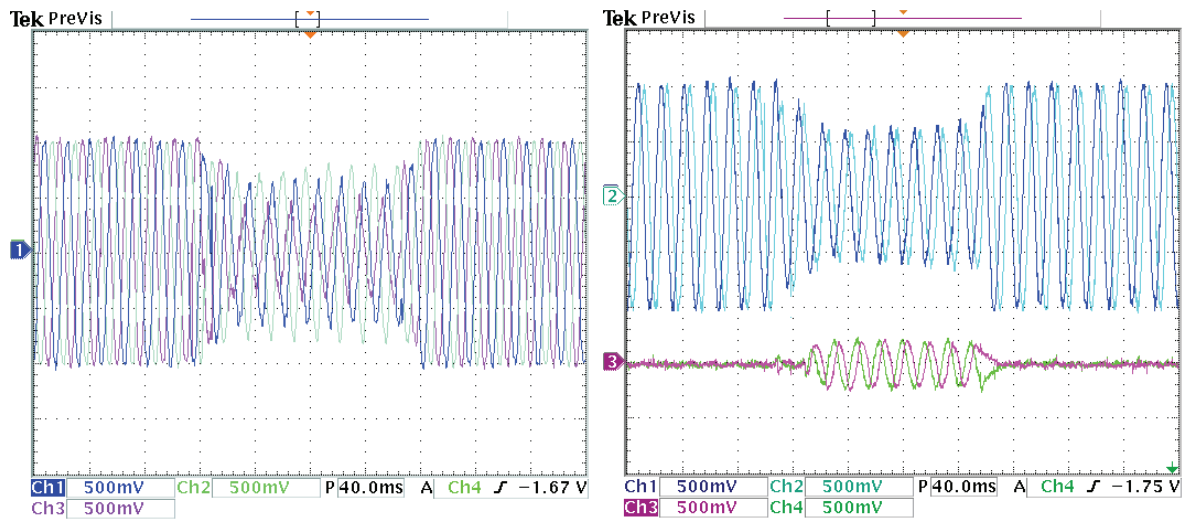


(a) ψ_{sd}^* , ψ_{sq}^* , $\hat{\psi}_{sd}$ e $\hat{\psi}_{sq}$.



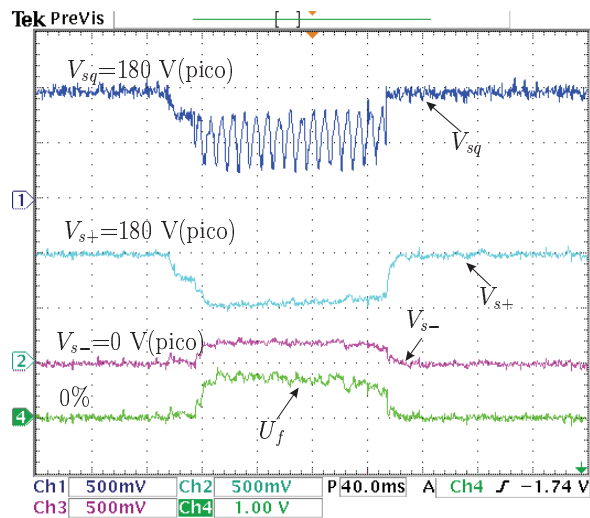
(b) $\Delta\theta_{\psi_s}$, $\Delta\theta_r$, $\Delta|\psi_s|$ e ΔL .

Figura 7.16: Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta|\psi_s|$ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div.



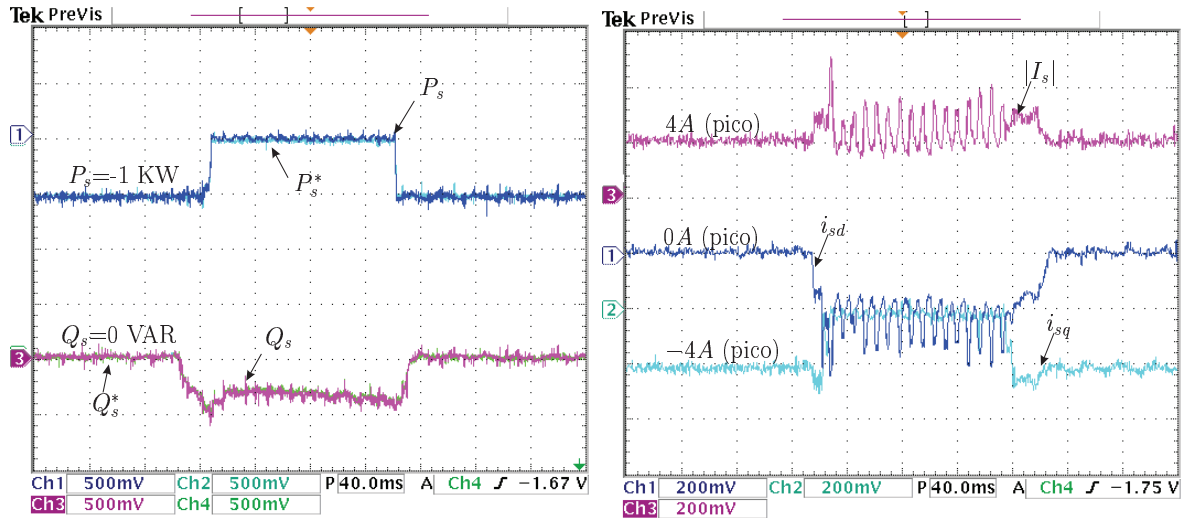
(a) v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} .

(b) $\bar{V}_{s,\alpha\beta+}$ e $\bar{V}_{s,\alpha\beta-}$.



(c) v_{sq} , V_{s+} , V_{s-} e $U_f(\%)$.

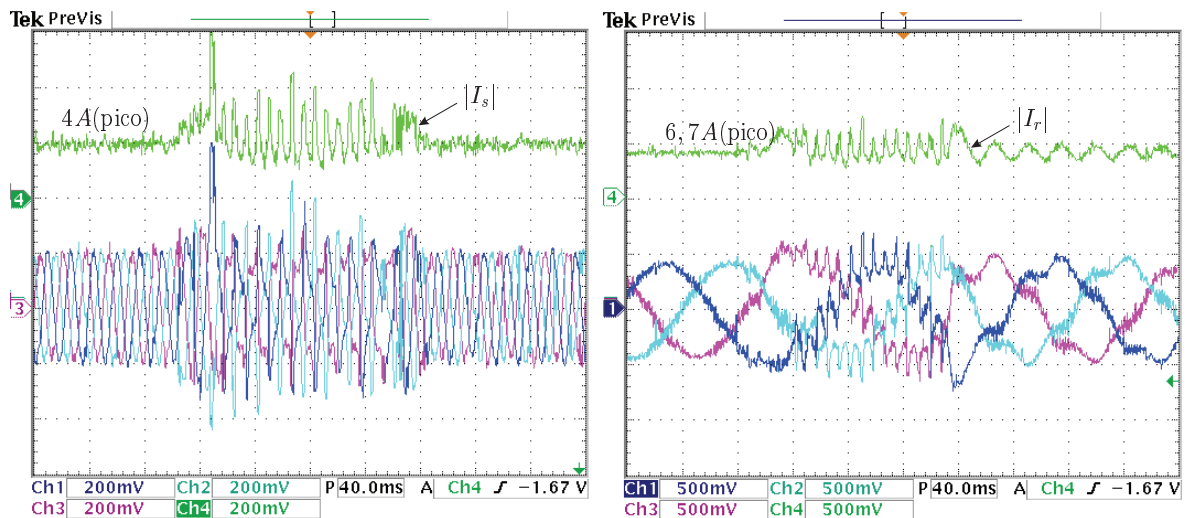
Figura 7.17: Afundamento de tensão desequilibrado com fator de desequilíbrio de $\approx 40\%$: 90 V(pico)/div e $U_f=50\%$ /div.



(a) P_s e Q_s .

(b) i_{sd} , i_{sq} e $|I_s|$.

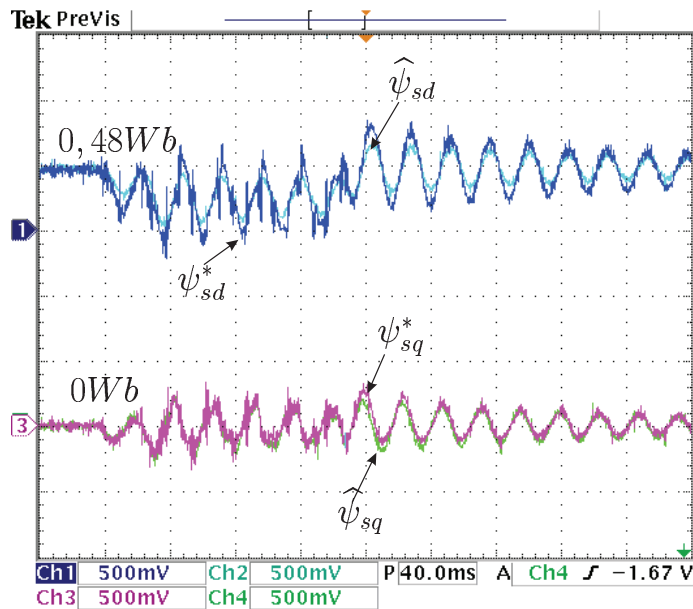
Figura 7.18: Potências e componentes da corrente de estator: 1 kW/div, 1 kVAR/div e 4 A(pico)/div.



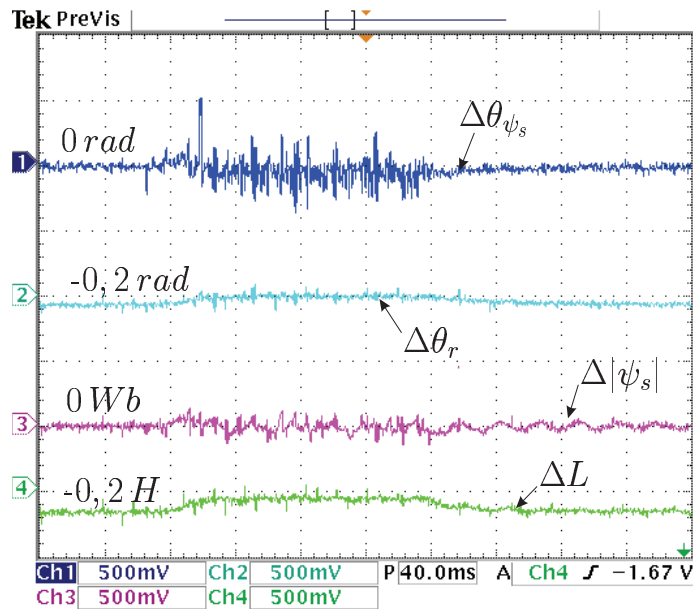
(a) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} e $|I_s|$.

(b) i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} e $|I_r|$.

Figura 7.19: Correntes trifásicas de estator e de rotor: 4 A(pico)/div e 8 A(pico)/div.



(a) ψ_{sd}^* , ψ_{sq}^* , $\hat{\psi}_{sd}$ e $\hat{\psi}_{sq}$.



(b) ψ_{sd}^* , ψ_{sq}^* , $\hat{\psi}_{sd}$ e $\hat{\psi}_{sq}$.

Figura 7.20: Fluxo de estator obtido dos modelos de referência e adaptativo, erros $\Delta\theta_{\psi_s}$ e $\Delta|\psi_s|$ e incrementos $\Delta\theta_r$ e ΔL_m : 0,5 Wb/div, 1 rad/div e 1 H/div.

Capítulo 8

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

8.1 Conclusão

Para evitar que o gerador de indução duplamente alimentado tenha grandes picos de corrente de estator ou de rotor durante o afundamento de tensão – equilibrado ou desequilibrado –, foi implementado um algoritmo de controle direto de potência para melhorar o comportamento dinâmico das respostas das potências ativa e reativa de estator. Esse algoritmo é desenvolvido a partir da equação dinâmica de rotor, na qual as magnitudes do fluxo e da tensão de estator são admitidas variantes durante o transitório, diferentemente de outras abordagens do controle direto de potência existentes. Além disso, um estimador da posição de rotor baseado no observador MRAS do fluxo de estator é estudado e testado experimentalmente.

A partir dos testes de afundamentos de tensão equilibrados e desequilibrados realizados com o gerador de 2,2 kW e procurando atender um dos códigos de rede mais exigentes, no caso da norma Alemã (E.ON-NETZ, 2006), conclui-se que:

- 1) as respostas dinâmicas e de regime são rápidas e sem overshoots e, desse modo, sem picos indesejáveis nas correntes de estator e de rotor. Desse modo, foi possível fornecer potência

reativa e ativa à rede nos instantes iniciais do afundamento de tensão, sem que se violasse o valor nominal de corrente;

- 2) o estimador da posição do rotor, além de ter sido fácil de implementar – exigiu baixo custo computacional –, mostrou-se robusto às ocorrências de mudanças de temperatura e de interferências eletromagnéticas.

8.2 Sugestões para trabalhos futuros

- Analisar a estabilidade da estratégia de controle direto de potência e do observador MRAS propostos;
- Testar a estratégia proposta em outros casos de afundamentos desequilibrados, tais como: somente uma fase é submetida ao afundamento, enquanto as fases restantes permanecem no seu valor nominal, ou quando duas fases são submetidas ao afundamento e uma permanece no seu valor nominal, etc;
- Testar a estratégia proposta em caso de saltos do ângulo de fase (phase angle jump) das tensões;
- Implementar a estratégia proposta para afundamentos de tensão nas velocidade de eixo acima da velocidade síncrona usando um conversor back-to-back.

Apêndice A

Dados Nominais da Máquina

Tabela A.1: Parâmetros e valores de base do GIDA

| Valores nominais | | |
|---|-------------------------|-----------------|
| Potência aparente de estator nominal | S_n | 2,7 kVA |
| Potência ativa de estator nominal | P_n | 2,25 kW |
| Tensão de fase de estator nominal (Y) | $V_{n,pico}$ | $127\sqrt{2}$ V |
| Corrente de fase de estator nominal | $I_{n,pico}$ | $7\sqrt{2}$ A |
| Corrente de fase de rotor nominal (referido ao estator) | $I_{r,pico}$ | $7,5\sqrt{2}$ A |
| Frequência de estator nominal | f_n | 60 Hz |
| Números de pólos | N_p | 4 |
| Relação de espira de estator e rotor | N_s/N_r | 2,73 |
| Parâmetros | | |
| Resistência de estator | r_s | 0,8 Ω |
| Resistência de rotor (Referido ao estator) | r_r | 1,2 Ω |
| Indutância de estator | L_s | 98,14 mH |
| Indutância de rotor (Referido ao estator) | L_r | 98,14 mH |
| Indutância de magnetização | L_m | 91,96 mH |
| Valores Base | | |
| Tensão de base | V_b | 180 V |
| Corrente de base | I_b | 10 A |
| Impedância de base | $Z_b = V_b/I_b$ | 18 Ω |
| Frequência de base | $\omega_b = 2\pi f_n$ | 377 rad/s |
| Fluxo de base | $\psi_b = V_b/\omega_b$ | 0,477 Wb |

Tabela A.2: Ganhos dos controladores do CDP e do observador MRAS

| CDP proposto | |
|--|---------|
| G_1 | 0,237 |
| G_2 | 5336 |
| G_3 | 0,00131 |
| k_1 | 0,854 |
| k_2 | 13,05 |
| k_s | 0,937 |
| k_r | 0,937 |
| k_σ | 117,41 |
| Observador MRAS | |
| Controlador do θ_{ψ_s} | |
| K_p (Ganho proporcional) | 0,005 |
| K_i (Ganho integral) | 1 |
| Controlador do $\bar{\psi}_s$ | |
| K_p (Ganho proporcional) | 0,01 |
| K_i (Ganho integral) | 10 |

Apêndice B

Space Vector Modulation

B.1 Introdução

Neste apêndice é descrita a implementação da técnica *space vector modulation* (*SVM*) utilizada para geração dos pulsos PWM utilizados no conversor conectado ao rotor do GIDA.

B.1.1 Implementação da técnica *space vector modulation* (*SVM*)

Nesta subseção são abordados aspectos relacionados ao escalonamento das variáveis de entrada, ao algoritmo da modulação por vetores espaciais simétrica, determinação do setor do vetor de referência e o cálculo dos tempos para os sinais de *PWM*. A técnica de modulação por vetores espaciais foi escolhida devido as vantagens deste método em relação aos métodos tradicionais.

- Escalonamento dos sinais de entrada ao algoritmo SVM.

O algoritmo *SVM* recebe os sinais das referências das componentes v_{rm}^* e v_{rn}^* (em p.u.) e do valor da tensão do barramento *DC* (V_{DC}). O algoritmo gera três sinais de *PWM* para o controle das chaves do conversor.

- Determinação do setor do vetor tensão de referência.

Apêndice B Space Vector Modulation

A Figura B.1 mostra a representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações dos estados das chaves do conversor. A área entre dois vetores consecutivos no plano mn é chamada de setor e, portanto, há seis setores distintos. O vetor de referência $\bar{V}_{r,mn}^*$ pode ser representado como a combinação linear dos vetores base que limitam o seu setor (vetores adjacentes) e dos vetores nulos. Na Figura B.1 os vetores-base são descritos por V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 e V_6 e os vetores nulos, que não aparecem na figura, são V_0 e V_7 .

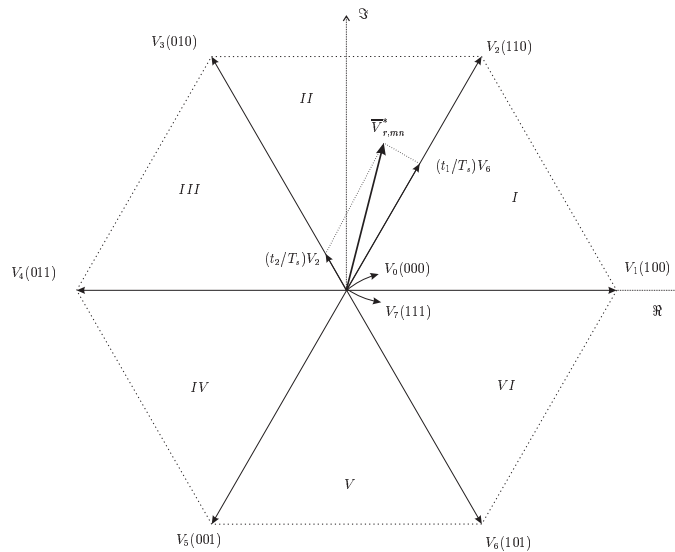


Figura B.1: Modulação por vetores espaciais (*SVM*).

O vetor de referência $\bar{V}_{r,mn}^*$ pode ser descrito pelos vetores-base do setor e dos vetores nulo, isto é,

$$\bar{v}_{r,mn} = dxV_x + dyV_y + dzV_z \quad (\text{B.1})$$

sendo que V_x e V_y são os vetores limites do setor onde se encontra o vetor de referência, V_z indica o vetor nulo aplicado e dx , dy e dz as frações em relação a 1 dos "duty rates", que representam o tempo, em relação ao período de chaveamento do *PWM*, que os vetores V_x , V_y e V_z permanecem aplicados, de maneira a sintetizar o vetor de referência original.

Para o cálculo dos tempos dos sinais de *PWM* com a utilização do algoritmo do *SVM*, o primeiro passo consiste em determinar o setor atual do vetor de referência $\bar{v}_{r,mn}^*$. Uma maneira

de realizar esta implementação é reportada em Tex (2003) e Altuna (2002). Para isto são definidas as variáveis V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3} em função das componentes v_{rm}^* e v_{rn}^* a partir das expressões

$$\begin{cases} V_{ref1} = v_{rm}^* \\ V_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}v_{rm}^* - v_{rn}^*) \\ V_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}v_{rm}^* - v_{rn}^*) \end{cases} \quad (B.2)$$

Das expressões acima são calculados os coeficientes A , B e C , os quais podem assumir valor de 0 ou 1, a depender do sinal de V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3} , respectivamente. Para isto são aplicadas as seguintes regras:

- Se $V_{ref1} > 0$ então $A = 1$, senão $A = 0$
- Se $V_{ref2} > 0$ então $B = 1$, senão $B = 0$
- Se $V_{ref3} > 0$ então $C = 1$, senão $C = 0$

Com os valores dos coeficientes A , B e C , o setor do vetor de referência é calculado por

$$setor = A + 2B + 4C. \quad (B.3)$$

- Determinação dos tempos para os sinais do *PWM*.

Uma vez determinado o setor do vetor de referência, o segundo passo consiste no cálculo dos tempos t_1 e t_2 durante o qual serão aplicados os vetores base que limitam o setor em questão. A TabelaB.1 mostra a definição dos tempos t_1 e t_2 para cada um dos setores do plano $\alpha\beta$, onde as variáveis X e Y que aparecem na tabela são definidas para um período $T_{PWM} = T_s$ do sinal

PWM através das seguintes expressões (Tex, 2003):

$$\begin{cases} X = \sqrt{3} \frac{T_{PWM}}{V_{DC}} v_{rm}^* \\ Y = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{rm}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{rn}^* \right) \frac{T_{PWM}}{V_{DC}} \\ Z = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{rm}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{rn}^* \right) \frac{T_{PWM}}{V_{DC}} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Tabela B.1: Definição dos tempos para os sinais de *PWM*.

| <i>Tempo – Setor</i> | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----------------------|-----|------|------|------|------|------|
| t_1 | Z | Y | $-Z$ | $-X$ | X | $-Y$ |
| t_2 | Y | $-X$ | X | Z | $-Y$ | $-Z$ |

Se durante a execução do algoritmo a soma dos tempos t_1 e t_2 for maior do que o período do *PWM*, o algoritmo estabelece a condição de saturação e, conseqüentemente, as expressões empregadas são dadas por

$$\begin{cases} t_{1sat} = t_1 \frac{T_{PWM}}{t_1+t_2} \\ t_{2sat} = t_2 \frac{T_{PWM}}{t_1+t_2} \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

Para a obtenção dos sinais de *PWM* simétricos do algoritmo *SVM* é necessário calcular os tempos de serviço t_a , t_b e t_c (*duty cycles*) destes sinais. Isto é realizado através da seguinte expressão (Tex, 2003)

$$\begin{cases} t_a = \frac{T_{PWM} - t_1 - t_2}{2} \\ t_b = t_a + t_1 \\ t_c = t_b + t_2 \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Os valores de t_a , t_b e t_c são expressos em unidades de contas do "time" e carregados nos registradores de comparação $CMPR1$, $CMPR2$ e $CMPR3$ do DSP . Os valores carregados nestes registradores dependem do setor atual do vetor de referência, como mostrado na Tabela B.2. Uma vez realizado este procedimento, o DSP gera os seis sinais de $PWMs$ necessários para comandar o inversor.

Tabela B.2: Registradores de comparação em função do setor e do tempo de serviço.

| <i>Registrador – Setor</i> | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| <i>CMPR1</i> | t_b | t_b | t_a | t_c | t_c | t_b |
| <i>CMPR2</i> | t_a | t_c | t_b | t_b | t_a | t_c |
| <i>CMPR3</i> | t_c | t_c | t_c | t_a | t_b | t_a |

Referências Bibliográficas

- Abad, G., Rodriguez, M. e Poza, J. (2008). Two-level vsc-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine with reduced power ripple at low constant switching frequency, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **23**(2): 570 –580.
- Akpinar, E., Pillay, P. e Ersak, A. (1993). Calculation of the overlap angle in slip energy recovery drives using a d,q/abc model, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **8**(2): 229 –235.
- Altuna, J. A. T. (2002). *Análise dinâmica de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversor PWM*, Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas.
- Aïssi, S., Saidi, L. e Abdessemed, R. (2007). A doubly fed induction motor control using passivity, *Asian Journal of information technology* .
- Bellman, R. e Dreyfus, S. (1962). Applied dynamic programming, *Princeton, NJ: Princeton Univ. Press, 1962* .
- Bim, E. (2012). *MÁQUINAS ELÉTRICAS E ACIONAMENTO*, Campus Elsevier; 2A EDIÇÃO.
- Bollen, M. H. J. (2012). *Understanding Power Quality Problems: Voltage sags and interruptions*, Wiley-IEEE Press; 1 edition.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Bonnet, F., Vidal, P.-E. e Pietrzak-David, M. (2007). Dual direct torque control of doubly fed induction machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **54**(5): 2482 –2490.
- Cardenas, R., Pena, R., Clare, J., Asher, G. e Proboste, J. (2008). Mras observers for sensorless control of doubly-fed induction generators, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(3): 1075 –1084.
- Cardenas, R., Pena, R., Proboste, J., Asher, G. e Clare, J. (2004). Rotor current based mras observer for doubly-fed induction machines, *Electronics Letters* **40**(12): 769 – 770.
- Cardenas, R., Pena, R., Proboste, J., Asher, G. e Clare, J. (2005). Mras observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**(4): 710 – 718.
- Carmeli, S., Castelli Dezza, F. e Perini, R. (2005). Double-fed induction machine drive: Proposal of a speed sensorless control based on a mras, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 404–410.
- Chen, Z., Guerrero, J. M. e Blaabjerg, F. (2009). A review of the state of the art of power electronics for wind turbines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **24**(8): 1859–1875.
- Congwei, L., Haiqing, W., Xudong, S. e Fahai, L. (2001). Research of stability of double fed induction motor vector control system, *Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems. ICEMS 2001.*, Vol. 2, pp. 1203 –1206 vol.2.
- da Costa, J. P. (2010). *Contribuição ao estudo do gerador de indução duplamente alimentado: Operação durante distúrbios na rede elétrica*, Tese de doutorado, UFSM.
- da Costa, J. P., Pinheiro, H., Degner, T. e Arnold, G. (2011). Robust controller for dfigs of grid-connected wind turbines, *IEEE Transactions on Industrial Eletronics* **58**(9): 4023–4038.

- Datta, R. e Ranganathan, V. (1999). Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed wound rotor induction machine without position sensors, *Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. IEEE Industry Applications Conference.*, Vol. 4, pp. 2623–2630 vol.4.
- Datta, R. e Ranganathan, V. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors, *IEEE Transactions on Power Electronics* **16**(3): 390–399.
- de Marchi, R., Von Zuben, F. e Bim, E. (2011). A neural network approach for the direct power control of a doubly fed induction generator, *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*, pp. 38–43.
- Drid, S., Nait-Said, M. S. e Tadjine, M. (2005). Double flux oriented control for the doubly fed induction motor, *Electric Power Components and Systems* **33**(10): 1081–1095.
- Drid, S., Tadjine, M. e Naït-Saïd, M.-S. (2005). Nonlinear feedback control and torque optimization of a doubly fed induction motor, *Journal of Electrical Engineering* **56**(3-4): 57–63.
- E.ON-NETZ (2006). In: Grid connection code-extra high voltage, *E.ON Netz GmbH, Bayreuth*. [http://www.eon.de:\[s.n.\],2006](http://www.eon.de:[s.n.],2006).
- Fortescue, C. L. (1918). Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* **XXXVII**(2): 1027–1140.
- Hansen, L. H., Helle, L., Blaabjerg, F., Ritchie, E., Munk-Nielsen, S., Bindner, H., Sorensen, P. e Bak-Jensen, B. (2001). Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines, *Tech. Rep. RisØ-R1205(EN), RisØ Nat. Lab., Roskilde, Denmark*.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Hodder, A., Simond, J.-J. e Schwery, A. (2004). Double-fed asynchronous motor-generator equipped with a 3-level vsi cascade, *Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*.
- Hodder, A., Simond, J.-J. e Schwery, A. (2005). Unbalanced dc-link voltage regulation in a back-to-back 3-level pwm converter for a double-fed induction motor-generator, *IEEE Proceedings on Electric Power Applications* **152**(6): 1477 – 1481.
- Honorati, O., Caricchi, F., Crescimbin, F. e Noia, G. (1991). Stabilization and speed control of a hypersynchronous doubly-fed motor: tests and experimental results, *Fifth Int. Conf. on Electrical Machines and Drivers*.
- Hopfensperger, B., Atkinson, D. e Lakin, R. (2000). Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder, *IEE Proceedings on Electric Power Applications* **147**(4): 241 –250.
- IEC (2007). *Wind turbine: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines*.
- Ioannides, M. e Tegopoulos, J. (1990). Generalized optimization slip power recovery drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **5**(1): 91 –97.
- Jacomini, R. V. (2008). Controle do fluxo de potência do gerador de indução duplamente alimentada funcionando na velocidade subsíncrona, *Tese de Mestrado, FEEC/UNICAMP* .
- Jacomini, R. V. e Bim, E. (2008). Controle do fator de potência de um gerador de indução duplamente alimentado conectado à rede -operação com escorregamento infinito, *XII Congresso Brasileiro de Automática-CBA* .

- Jacomini, R. V. e Bim, E. (2011). Direct power control of a doubly fed induction generator by using a neuro-fuzzy controller, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP* .
- Jou, S.-T., Lee, S.-B., Park, Y.-B. e Lee, K.-B. (2009). Direct power control of a dfig in wind turbines to improve dynamic responses, *Journal of Power Electronics* .
- Kawabata, Y., Ejiogu, E. e Kawabata, T. (1999). Vector-controlled double-inverter-fed wound-rotor induction motor suitable for high-power drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* **35**(5): 1058 –1066.
- Kim, E.-H., Kim, J.-H. e Lee, G.-S. (2001). Power factor control of a doubly fed induction machine using fuzzy logic, *ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems*, Vol. 2, pp. 747 –750 vol.2.
- Kim, E.-H., Oh, S.-B., Kim, Y.-H. e Kim, C.-S. (2000). Power control of a doubly fed induction machine without rotational transducers, pp. 50–61.
- Lecocq, D., Lataire, P. e Wymeersch, W. (1993). Application of the double fed asynchronous motor (dfam) in variable-speed drives, *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*.
- Li, L. e Wang, K. (2009). Doubly-fed generation system based on neural network inverse control, *Second International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling. KAM '09.*, Vol. 2, pp. 147 –150.
- Liang, J., Qiao, W. e Harley, R. G. (2009). Direct transient control of wind turbine driven dfig for low voltage ride-through, *Power Electronics and Machines in Wind Applications, 2009. PEMWA 2009*.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Liang, J., Qiao, W. e Harley, R. G. (2010). Feed-forward transient current control for low-voltage ride-through enhancement of dfig wind turbines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **25**(3): 836–843.
- Liao, F., Sheng, J. e Lipo, T. (1991). A new energy recovery scheme for doubly fed, adjustable-speed induction motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* **27**(4): 728–733.
- Lima, F. K. A. (2009). *Aerogerador baseado em máquina de indução duplamente alimentada-suportabilidade para afundamento de tensão*, Tese de doutorado, COPPE/UFRJ.
- Lima, F. K. A., Luna, A., Rodriguez, P., Watanabe, E. H. e Blaabjerg, F. (2010). Rotor voltage dynamics in the doubly fed induction generator during grid faults, *IEEE Transactions on Power Electronics* **25**(1): 118–130.
- Lima, F. K. A., Luna, A., Watanabe, E. H. e Rodriguez, P. (2009). Control strategy for the rotor side converter of a dfig-wt under balanced voltage sag, *COBEP'09. Brazilian Power Electronics Conference*.
- Lima, F. K. A., Watanabe, E. H., Rodriguez, P. e Luna, A. (2009). Controle de gerador de indução duplamente alimentado diante de afundamentos de tensão, *Eletrônica de Potência-SOBRAEP* **14**(3): 189–199.
- Loannides, M. G. e Tegopoulos, J. A. (1988). Optimal efficiency slip-power recovery drive, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **3**(2): 342–348.
- López, J., Gubía, E., Olea, E., Ruiz, J. e Marroyo, L. (2009a). Ride through of wind turbines with doubly fed induction generator under symmetrical voltage dips, *IEEE Transactions Industrial Electronics* **56**(10): 4246–4254.

- López, J., Gubía, E., Olea, E., Ruiz, J. e Marroyo, L. (2009b). Ride through of wind turbines with doubly fed induction generator under symmetrical voltage dips, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(10): 4246–4254.
- López, J., Sanchis, P., Roboam, X. e Marroyo, L. (2007). Dynamic behavior of the doubly fed induction generator during three-phase voltage dips, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **22**(3): 709–717.
- Machmoum, M., Poitiers, F., Darengosse, C. e Queric, A. (2002). Dynamic performances of a doubly-fed induction machine for a variable-speed wind energy generation, *International Conference on Power System Technology. PowerCon 2002.*, Vol. 4, pp. 2431 – 2436 vol.4.
- Marafão, F. P. (2004). *Análise e Controle da Energia Elétrica através de Técnicas de Processamento Digital de Sinais*, Tese de doutorado, FEEC/UNICAMP.
- Marques, G. D., Pires, V. F., Sousa, S. e Sousa, D. M. (2011). A dfig sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **26**(1): 9–17.
- Mei, F. e Pal, B. (2007). Modal analysis of grid-connected doubly fed induction generators, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **22**(3): 728 –736.
- Mendes, V. F., de Sousa, C., Silva, S. R., Rabelo, B. C. e Hofmann, W. (2011). Modeling and ride-through control of doubly fed induction generators during symmetrical voltage sags, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **26**(4): 1161 –1171.
- Metwallya, H. M. B., Abdel-kaderb, F. E., EL-Shewya, H. M. e EL-kholya, M. (2002). Optimum performance characteristics of doubly fed induction motors using field oriented control, *Energy Conversion and Management* **43**(1): 3–13.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Mohammed, O., Liu, Z. e Liu, S. (2005a). A novel sensorless control strategy of doubly fed induction motor and its examination with the physical modeling of machines, *IEEE Transactions on Magnetics* **41**(5): 1852 – 1855.
- Mohammed, O., Liu, Z. e Liu, S. (2005b). A novel sensorless control strategy of doubly-fed induction machines, *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp. 315 –319.
- Mohseni, M., Masoum, M. A. e Islam, S. M. (2011). Low and high voltage ride-through of dfig wind turbines using hybrid current controlled converters, *Electric Power Systems Research* **81**(7): 1456–1465.
- Morren, J. e de Haan, S. W. H. (2005). Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**(2): 435–441.
- Pena, R., Clare, J. e Asher, G. (1996). Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation, *IEE Proceedings on Electric Power Applications* **143**(3): 231 –241.
- Peresada, S., Tilli, A. e Tonielli, A. (1999a). Dynamic output feedback linearizing control of a doubly-fed induction motor, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE '99.*, Vol. 3, pp. 1256 –1260 vol.3.
- Peresada, S., Tilli, A. e Tonielli, A. (1999b). Robust output feedback control of a doubly-fed induction machine, *The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON '99 Proceedings.*, Vol. 3, pp. 1348 –1354 vol.3.
- Peresada, S., Tilli, A. e Tonielli, A. (2003). Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction machine, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **11**(6): 875 – 888.

- Poddar, G. e Ranganathan, V. (2004a). Direct torque and frequency control of double-inverter-fed slip-ring induction motor drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **51**(6): 1329 – 1337.
- Poddar, G. e Ranganathan, V. (2004b). Sensorless field-oriented control for double-inverter-fed wound-rotor induction motor drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **51**(5): 1089 – 1096.
- Poddar, G. e Ranganathan, V. (2005). Sensorless double-inverter-fed wound-rotor induction-machine drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(1): 86 – 95.
- Qiao, W., Venayagamoorthy, G. K. e Harley, R. G. (2009). Real-time implementation of a statcom on a wind farm equipped with doubly fed induction generators, *IEEE Transactions Industrial Application* **45**(1): 98–107.
- Rodriguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A., Liserre, M. e Blaabjerg, F. (2006). New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions, *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1 – 7.
- Santos-Martin, D., Rodriguez-Amenedo, J. e Arnalte, S. (2008a). Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(5): 2328 –2336.
- Santos-Martin, D., Rodriguez-Amenedo, J. e Arnalte, S. (2008b). Dynamic programming power control for doubly fed induction generators, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(5): 2337 –2345.
- Santos-Martin, D., Rodriguez-Amenedo, J. e Arnalte, S. (2009). Providing ride-through capability to a doubly fed induction generator under unbalanced voltage dips, *IEEE Transactions on Power Electronics* **24**(7): 1747–1757.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Schmitz, N. e Long, W. (1971). The cycloconverter driven doubly-fed induction motor, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-90**(2): 526 –531.
- Segnini, H. H. A. (2006). Controle do fluxo de potência da máquina de indução duplamente alimentada, *Tese de Mestrado - FEEC - UNICAMP* .
- Segnini, H. H. A. e Bim, E. (2006). Análise e controle do fluxo de potência do gerador de indução duplamente alimentado, *XXVI Congresso Brasileiro de Automática-CBA* .
- Seman, S., Niiranen, J., Kanerva, S., Arkkio, A. e Saitz, J. (2006). Performance study of a doubly fed wind-power induction generator under grid disturbances, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **21**(4): 883–890.
- Smith, G. A. (1981). A current-source inverter in the secondary circuit of a wound rotor induction motor provides sub- and supersynchronous operation, *IEEE Transactions on Industry Applications* **IA-17**(4): 399 –406.
- Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. e Saenz, J. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator, *Energy Conversion, IEEE Transactions on* **18**(2): 194 – 204.
- Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J., Saenz, J., Criado, R. e Berasategui, J. (2001). Reactive power control of a wind farm made up with doubly fed induction generators. i, *IEEE Porto on Power Tech Proceedings*, Vol. 4, p. 6 pp. vol.4.
- Tex (2003). *TMS320F28x DSP Event Manager (EV) Reference Guide*.
- Wang, Z., Li, G.-J., Sun, Y. e Ooi, B. (2010). Effect of erroneous position measurements in vector-controlled doubly fed induction generator, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **25**(1): 59 –69.

- Xiang, D., Ran, L., Tavner, P. J. e Yang, S. (2006). Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **21**(3): 652–662.
- Xiao-Ming, G., Dan, S., Ben-Teng, H. e Ling-Ling, H. (2007). Direct power control for wind-turbine driven doubly-fed induction generator with constant switch frequency, *International Conference on Electrical Machines and Systems* .
- Xu, L. (2008a). Coordinated control of dfig’s rotor and grid side converters during network unbalance, *IEEE Transactions on Power Electronics* **23**(3): 1041 – 1049.
- Xu, L. (2008b). Enhanced control and operation of dfig-based wind farms during network unbalance, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **23**(4): 1073 – 1081.
- Xu, L. e Cartwright, P. (2006). Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **21**(3): 750 –758.
- Xu, L. e Cheng, W. (1995). Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme, *Industry Applications, IEEE Transactions on* **31**(3): 636 – 642.
- Xu, L. e Wang, Y. (2007). Dynamic modeling and control of dfig-based wind turbines under unbalanced network conditions, *IEEE Transactions on Power Systems* **22**(1): 314 – 323.
- Yamamoto, M. e Motoyoshi, O. (1991). Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator, *IEEE Transactions on Power Electronics* **6**(4): 624 –629.
- Yang, S. e Ajjarapu, V. (2010). A speed-adaptive reduced-order observer for sensorless vector control of doubly fed induction generator-based variable-speed wind turbines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **25**(3): 891 –900.

B REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Yikang, H., Jiabing, H. e Rende, Z. (2005). Modeling and control of wind-turbine used dfig under network fault conditions”, *Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems. ICEMS 2005.*, Vol. 2, pp. 986–991.
- Zhi, D. e Xu, L. (2007). Direct power control of dfig with constant switching frequency and improved transient performance, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **22**(1): 110 – 118.
- Zhi, D., Xu, L. e Williams, B. (2010). Model-based predictive direct power control of doubly fed induction generators, *IEEE Transactions on Power Electronics* **25**(2): 341 –351.