
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
DSCE-FEEC-UNICAMP

CONTROLE DE POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA DE GERADORES
DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR BOBINADO PARA
APLICAÇÃO EM GERAÇÃO EÓLICA COM A UTILIZAÇÃO DE
CONTROLADORES BASEADOS NO MODELO MATEMÁTICO
DINÂMICO DO GERADOR

Autor: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

*Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da
Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos
para obtenção do título de*

Doutor em Engenharia Elétrica

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho - DSCE/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Madson Cortes de Almeida - DSEE/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla - CECS/UFABC

Prof. Ph. D. Fernando Luiz Marcelo Antunes - DEE/UFC

Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga - EESC/USP

Campinas, 26 de novembro de 2010

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

Sg71c Sguarezi Filho, Alfeu Joãozinho
Controle de potências ativa e reativa de geradores de indução trifásicos de rotor bobinado para aplicação em geração eólica com a utilização de controladores baseados no modelo matemático dinâmico do gerador / Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Motores elétricos de indução. 2. Controle vetorial. 3. Controle preditivo. 4. Energia eólica. I. Ruppert Filho, Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Wound rotor three-phase induction generator active and reactive power control applied to wind generation based on the generator dynamic mathematical model

Palavras-chave em Inglês: Electric induction motors, Vector control, Predictive control, Wind energy

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Madson Cortes de Almeida, Carlos Eduardo Capovilla, Fernando Luiz Marcelo Antunes, Diógenes Pereira Gonzaga

Data da defesa: 26/11/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Data da Defesa: 26 de novembro de 2010

Título da Tese: "Controle de Potências Ativa e Reativa de Geradores de Indução Trifásicos de Rotor Bobinado para Aplicação em Geração Eólica com a Utilização de Controladores Baseados no Modelo Matemático Dinâmico do Gerador"

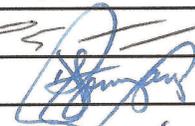
Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):



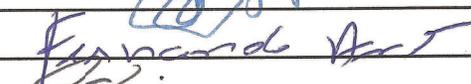
Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla:



Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga:



Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes:



Prof. Dr. Madson Cortes de Almeida:



CONTROLE DE POTÊNCIAS ATIVA E REATIVA DE GERADORES
DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS DE ROTOR BOBINADO PARA
APLICAÇÃO EM GERAÇÃO EÓLICA COM A UTILIZAÇÃO DE
CONTROLADORES BASEADOS NO MODELO MATEMÁTICO
DINÂMICO DO GERADOR

Autor: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da

Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos

para obtenção do título de

Doutor em Engenharia Elétrica

Campinas, 26 de novembro de 2010

Resumo

A energia eólica surge como alternativa à crescente demanda por energia elétrica e as preocupações com as reduções de emissão de materiais poluentes no mundo todo. Nesse contexto, o objetivo desta tese é o de propor o uso de três tipos de controladores de potências ativa e reativa do gerador de indução trifásico com rotor bobinado para uso em parques eólicos. Os controladores propostos são o controlador *deadbeat*, o controlador por desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* e, finalmente, o controlador preditivo, todos eles baseados na modelagem dinâmica do gerador. O gerador tem tanto seu enrolamento de estator diretamente conectado à rede elétrica e seu enrolamento de rotor conectado à rede através de um conversor bidirecional que permite ao fluxo de potência apresentar um comportamento bidirecional. Avalia-se também o desempenho dos controladores de potências mencionados quando existem erros nos parâmetros estimados do gerador. Resultados de simulação computacional do modelo matemático dinâmico do sistema bem como resultados experimentais obtidos em uma montagem de bancada são apresentados para comprovação das propostas.

Palavras-chave: Gerador de indução com rotor bobinado, gerador de indução com dupla alimentação, DFIG, controle vetorial, controle por orientação de fluxo do estator, controlador *deadbeat*, controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat*, controle preditivo baseado no modelo.

Abstract

Wind energy is an alternative to the growing demand for electricity and concerns about emission reductions of pollutants worldwide. In this context, the objective of this thesis is to propose the use of three types of real and reactive power controllers of the wound rotor three phase induction generator to be used in wind farms. The proposed controllers are the deadbeat controller, the controller by decoupling stator winding magnetic flux associated with the deadbeat controller and finally, the predictive control, all based on the generator dynamic mathematical model. The generator has its stator windings directly connected to the grid as its rotor windings connected to the network through a bi-directional converter that allows the power flow in the two directions. It also evaluates the performance of the mentioned power controllers when there are errors in the estimated generator's parameters. Results of computer simulations of the system dynamic mathematical model and experimental results obtained on a laboratory assembly are presented to check the proposals.

Key-words:wound rotor induction generator, doubly-fed induction generator, dfig, vector control, control by stator flux orientation, deadbeat controller, controller of disturbance decoupling and deadbeat, model-based predictive control.

*“Existem os que criticam e os que fazem,
eu sou dos que fazem.”*

Paulo Autran

A Tássia e aos meus pais Alfeu e Vilma

Agradecimentos

Aos meus pais Alfeu e Vilma, pelo incentivo, carinho, e por sempre estarem ao meu lado no decorrer da vida;

A Tássia Fraga Bastos pela dedicação, companheirismo e amor;

Ao Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho pela oportunidade da realização desse trabalho, pela orientação e amizade;

Ao irmão Pedro, minha prima Tainá e familiares pela amizade, companheirismo e consideração;

A *CAPES*, a *FAPESP* e ao *DSCE-FEEC-UNICAMP* pelo suporte financeiro e pela estrutura técnica, respectivamente;

A Waslon T. A. Lopes e Marcelo M. Cad pelo incentivo e pela amizade;

A Alex França, André Távora, Álvaro Medeiros, Carlos Capovilla, Donato Manzan, Daniel Benevides, David M. da Silva, Eduardo Silva, Humberto Xavier, Irênio Jr., José Cândido, Justiniano, Leonardo Araújo, Leandro Bertonha, Madson Cortes, Milton Filho, Maurício Webber, Rodolfo Martinez, Rogério Vani, Rodrigo, Ulisses e Ugo Dias pela amizade, ajuda, valorosas discussões e sugestões para o aperfeiçoamento do trabalho;

Aos colegas do laboratório Marcelo Villalva, José Luiz A. Puma, Marcos Espíndola, Jorge Caldas e Jonas Gazoli pela ajuda, valorosas discussões e sugestões para o aperfeiçoamento do trabalho;

Aos amigos baianos, que são muitos, da época do CEFET-Ba, do basquete, da Área 1 e os de São Paulo;

E a todas as pessoas que contribuíram de forma direta ou indireta no desenvolvimento deste trabalho.

Sumário

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	ix
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xix
Lista de Símbolos	xxi
Lista de Abreviaturas	xxiii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Organização do Trabalho	2
Capítulo 2 Energia Eólica e Gerador de Indução Trifásico com Rotor Bobinado	5
2.1 Energia Eólica	5
2.1.1 Potência mecânica extraída do vento	6
2.1.2 Energia Eólica no Brasil e no mundo	7
2.1.3 Topologia de conversores e geradores	9
2.1.4 Técnicas de controle aplicadas ao GIRB	13
2.2 Modelo Matemático da Máquina de Indução com Rotor Bobinado	16
2.2.1 Equações da Máquina de Indução com Rotor Bobinado	17
2.2.2 Potências do estator e rotor	21

2.3	Controle de potências do estator do GIRB com o emprego do método de orientação de campo pelo fluxo do estator	23
2.4	Proposta da Tese	25
Capítulo 3	Controlador <i>Deadbeat</i> de Potências para o GIRB	27
3.1	Controlador <i>Deadbeat</i>	27
3.2	Equações do rotor	28
3.3	Controlador <i>deadbeat</i> aplicado ao controle das potências do estator do GIRB . . .	31
3.3.1	Estimação	34
3.4	Resultados de simulação do controlador <i>deadbeat</i> de potências para o GIRB . . .	36
Capítulo 4	Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador <i>deadbeat</i> de potências para o GIRB	43
4.1	Controlador de desacoplamento de distúrbio e <i>deadbeat</i>	43
4.2	Equações do rotor	46
4.3	Controlador de desacoplamento de distúrbio e <i>deadbeat</i> aplicado ao controle de potências do GIRB	47
4.4	Impacto da variação dos parâmetros do GIRB no desempenho do controlador de desacoplamento de fluxo de estator associado com o controlador <i>deadbeat</i>	51
4.5	Resultados de Simulação do controlador de potências de desacoplamento do fluxo do estator e <i>deadbeat</i> para o GIRB	52
Capítulo 5	Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB	59
5.1	Controle Preditivo	59
5.2	Controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB	61
5.2.0.1	Impacto da variação de parâmetros do GIRB no desempenho do sistema de controle preditivo	65
5.3	Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB	65
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Controlador <i>Deadbeat</i> de potências do GIRB	73
6.1	Introdução	73

6.2	Sistema Implementado	75
6.2.1	Caracterização do Sistema Implementado	78
6.3	Circuito do conversor digital analógico	79
6.4	Sincronização com a rede	80
6.5	Resultados experimentais do controlador <i>deadbeat</i> de potências para o GIRB	82
Capítulo 7 Conclusões		89
7.1	Sugestões para Trabalhos Futuros	91
Referências bibliográficas		93
Apêndice A Dados da Máquinas Utilizadas na Bancada Experimental		101
Apêndice B Descrição do Sistema		103
B.1	Estratégias e métodos utilizados para medição de velocidade, correntes e tensões	103
B.1.1	Medição de Velocidade	103
B.1.1.1	Estimação do ângulo do rotor	104
B.1.1.2	Circuito de interface para o <i>encoder</i>	105
B.1.2	Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de correntes	105
B.1.3	Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de tensões	106
B.2	Estratégia e método utilizados para estimação do fluxo do estator.	108
B.3	Transformação do referencial síncrono <i>dq</i> para $\alpha\beta$	110
Apêndice C Implementação da Modulação por Vetores Espaciais		111
C.1	Escalonamento dos sinais de entrada ao algoritmo SVM	111
C.2	Determinação do setor do vetor tensão de referência	111
C.3	Determinação dos tempos para os sinais de PWM	113
Apêndice D Publicações Resultantes desta Tese de Doutorado		117

Lista de Figuras

2.1	Distribuição do potencial eólico brasileiro (<i>CRESESB CEPEL, n.d.</i>)	8
2.2	Gerador síncrono com conversor de dois estágios.	10
2.3	Gerador síncrono com conversor de três estágios.	10
2.4	Gerador de indução diretamente conectado à rede elétrica de alimentação.	11
2.5	Conversores em cascata que compartilham o mesmo elo de corrente contínua.	11
2.6	GI conectado à rede por meio de um conversor <i>back to back</i>	12
2.7	Esquema de GIRB conectado à rede para geração eólica.	13
2.8	Modelo trifásico representativo da máquina de indução.	17
2.9	Diagrama do vetor espacial \vec{v}_t	19
2.10	Esquema de controle de potências do GIRB com controladores do tipo PI.	25
3.1	Diagrama de blocos do controlador <i>deadbeat</i>	28
3.2	Controlador <i>deadbeat</i> de potências para o GIRB.	31
3.3	Diagrama de blocos do controlador <i>deadbeat</i> de potências para o GIRB.	34
3.4	Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do controlador <i>deadbeat</i> de potências do GIRB.	37
3.5	Correntes do estator e rotor do GIRB	38
3.6	Respostas das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável do controlador <i>deadbeat</i> de potências do GIRB.	39
3.7	Correntes do estator e rotor do GIRB.	39
3.8	Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.	40
3.9	Velocidade mecânica do rotor.	40
3.10	Resposta ao degrau das potências e correntes do rotor com resistência do rotor R_2 aumentada em 20%.	41

3.11	Correntes de rotor e estator do GIRB com resistência do rotor R_2 aumentada em 20%.	41
3.12	Respostas ao degraus das potências ativa e reativa do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.	42
4.1	Diagrama de blocos do controlador de malha dupla.	46
4.2	Diagrama de blocos do controlador de desacoplamento de distúrbio e <i>deadbeat</i> aplicado ao controle de potências do GIRB.	50
4.3	Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do GIRB.	53
4.4	Correntes do estator e rotor do GIRB.	53
4.5	Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável.	54
4.6	Correntes do estator e rotor do GIRB.	54
4.7	Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.	55
4.8	Velocidade mecânica do rotor do GIRB.	55
4.9	Respostas ao degrau das potências e correntes do rotor do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.	56
4.10	Correntes de rotor e estator do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.	56
4.11	Comparação entre os controladores com os parâmetros R_2 e L_m do GIRB aumentados em 20%.	57
5.1	Diagrama de blocos do controlador preditivo.	61
5.2	Diagrama de blocos do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB.	64
5.3	Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do GIRB.	66
5.4	Correntes do estator e rotor do GIRB em operação supersíncrona.	67
5.5	Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável.	68
5.6	Correntes do estator e rotor do GIRB quando este opera com velocidade mecânica variável.	68

5.7	Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.	69
5.8	Velocidade mecânica do rotor.	69
5.9	Respostas ao degrau das potências e correntes do rotor do GIRB com os parâmetros R_2 e L_m aumentados em 20%.	70
5.10	Correntes de rotor e estator do GIRB com os parâmetros R_2 e L_m aumentados em 20%.	70
5.11	Comparação entre os controladores com os parâmetros do GIRB R_2 e L_m aumentados em 20%.	72
6.1	Diagrama esquemático do controlador <i>deadbeat</i> de potências implementado.	77
6.2	Foto da bancada construída para a implementação do controlador <i>deadbeat</i> de potências.	78
6.3	Fluxograma da rotina de interrupção do time 1 do DSP.	79
6.4	Diagrama do circuito construído para o conversor digital-analógico DAC0800.	80
6.5	Diagrama de blocos para a sincronização do sistema.	81
6.6	Tensão do estator do GIRB sincronizada com a tensão da rede (27,7 V/div) e $\text{sen}\delta_s$ (0,52 rad/div).	82
6.7	Resposta a entrada ao degrau de i_{2d} do GIRB.	83
6.8	Resposta a entrada ao degrau de i_{2q} do GIRB.	83
6.9	Resposta a entrada ao degrau de i_{2q} e correntes alternadas do rotor do GIRB (1,66 A/div.).	84
6.10	Resposta a entrada ao degrau de Q_{ref} de estator do GIRB.	85
6.11	Correntes do rotor da resposta a entrada ao degrau de Q_{ref} do GIRB.	85
6.12	Potência ativa e reativa do estator do GIRB em regime permanente.	86
6.13	Correntes do rotor do GIRB em regime permanente.	86
6.14	Tensão (18 V/div.) e corrente (0,38 A/div.) de estator do GIRB em regime permanente com fator de potência unitário.	87
6.15	Potências ativa e reativa do GIRB.	88
6.16	Correntes do rotor do GIRB em regime permanente.	88
6.17	Corrente do eixo direto do rotor e velocidade mecânica do GIRB.	88

B.1	Circuito de interface para o sinal do <i>encoder</i>	105
B.2	Sinais de corrente transformados para o referencial $(\alpha\beta)$ (5 A/div).	106
B.3	Sinais de tensão transformados para o referencial $(\alpha\beta)$ (150 V/div).	108
B.4	Diagrama da integral modificada.	109
C.1	Representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações de esta- dos das chaves no plano $\alpha\beta$	112
C.2	Sinal de uma das chaves e componentes harmônicas da modulação por vetores espaciais.	115

Lista de Tabelas

2.1	Valores para cálculo do coeficiente de potências.	7
2.2	Estimativas do potencial eólico mundial.	7
C.1	Definição dos tempos para os sinais de PWM	114
C.2	Registradores de comparação em função do setor e do tempo de serviço.	115

Lista de Símbolos

Im - Parte Imaginária do número complexo

\vec{v} - Vetor tensão

\vec{i} - Vetor corrente

n_1 - Horizonte inicial de predição das saídas

n_y - Horizonte final de predição das saídas

n_u - Horizonte de controle

$\vec{\lambda}$ - Vetor fluxo concatenado

R - Resistência

L - Indutância

L_M - Indutância de mútua

σ - Coeficiente de dispersão global

T_e - Torque eletromagnético

J - Momento de inércia

J_c - Função custo

B - Coeficiente de atrito viscoso

T_L - Torque de carga

x_i - Predição das saídas passos adiante

r_i - Sinal de referência futura

Δu_i - Variação no sinal de controle

$\lambda_1, |\lambda_1|$ - Módulo do vetor fluxo do estator

f - Frequência

k - Amostra atual

$(k + 1)$ - Próxima amostra

Δ - Variação da variável entre os instantes k e $k + 1$

ω - Velocidade

ω_{ui} - Ponderação no sinal de controle

ω_1 - Velocidade Síncrona

δ - Posição espacial

P - Potência Ativa

Q - Potência Reativa

w - Vetor de referências futuras da saída a ser controlada

W_y - Matriz que permite enfatizar cada saída controlada e suas previsões

W_u - Matriz de ponderação do esforço de controle das entradas

u - Vetor de entradas

q - Número de saídas

Sobrescritos:

“*” - Número complexo conjugado

Subescritos:

1,s - Referentes ao estator

2,r - Referentes ao rotor

$\alpha\beta$ - Referente ao sistema de coordenadas estacionário

dq - Referente ao sistema de coordenadas síncrono

K - Referente ao sistema de coordenadas arbitrário

mec - Referente às componentes mecânicas da máquina

m - Referente às componentes mecânicas

sl - Referente ao escorregamento

Subsubescrito:

ref - Referência

Lista de Abreviaturas

AC	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua</i>
CDP	<i>Controle Direto de Potência</i>
CDT	<i>Controle Direto de Torque</i>
CMPR1	<i>Compare Register 1</i>
CMPR2	<i>Compare Register 2</i>
CMPR3	<i>Compare Register 3</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
FP	<i>Fator de Potência</i>
GI	<i>Gerador de Indução com rotor gaiola de esquilo</i>
GS	<i>Gerador síncrono a imã permanente</i>
GIRB	<i>Gerador de Indução com Rotor Bobinado</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

A crescente demanda por energia nos países desenvolvidos e em desenvolvimento, a busca por alternativas energéticas ao uso dos combustíveis fósseis, fizeram com que o interesse por fontes renováveis de energia aumentasse. Uma fonte de energia renovável importante é a eólica, que é a energia cinética contida nas massas de ar em movimento. Seu aproveitamento ocorre por meio da conversão da energia cinética de translação em energia cinética de rotação, com o emprego de turbinas eólicas, para a produção de eletricidade.

Dentre os tipos de geradores empregados nas turbinas eólicas está o gerador de indução com rotor bobinado (GIRB). Este tipo de gerador surgiu como alternativa aos geradores síncronos a ímãs permanentes, devido ao seu baixo custo e robustez. O GIRB é usualmente empregado em sistemas de geração eólica, tendo seu estator conectado diretamente à rede e seu rotor é conectado à rede através de um conversor bidirecional, o qual processa, no máximo, 30% da potência total do GIRB, o que diminui o preço de implantação do sistema. A partir da década de 80, com a evolução das teorias de controle e das tecnologias dos semicondutores, tornou-se possível o controle das potências do GIRB através de tensões ou correntes com frequência variável, com o emprego de dispositivos de eletrônica de potência.

Inicialmente, os esquemas empregavam técnicas de controle com emprego de resistências variáveis conectadas ao rotor do GIRB. Com a evolução dos dispositivos semicondutores, técnicas que envolvem a relação *Volts/Hertz* e, posteriormente, o controle das potências através das correntes do rotor com o emprego da técnica controle por orientação de campo pelo fluxo de estator ou de rotor ou tensão de estator, permitiram o controle separadamente a potência ativa e reativa do GIRB. Com relação à velocidade de operação, os esquemas de controle apenas funcionavam com o GIRB com operação em velocidade fixa, inicialmente, e gradativamente chegaram à operação do gerador em velocidade variável.

Na literatura existem trabalhos que aplicam controladores digitais no projeto de controladores de potências para o GIRB. A presente tese tem como objetivo preencher uma lacuna ainda existente relacionada ao controle de potências do GIRB. Neste caso, os controladores amplamente empregados em aerogeradores são do tipo proporcional-integral (PI). Essa linha de pesquisa tem sido tópico de interesse de pesquisadores em diversos trabalhos com objetivo de melhorar o desempenho do GIRB e torná-lo mais robusto às variações dos seus parâmetros. Dessa maneira, esses fatos motivaram a realização desta tese que apresenta como contribuições o três tipos de controladores de potências para o GIRB, projetados a partir do seu modelo matemático dinâmico, com o emprego da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator. Os três controladores das potências ativa e reativa do GIRB são: controlador *deadbeat*, controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* e controle preditivo baseado no modelo.

1.1 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta o potencial do uso da energia eólica no país e no mundo, um breve histórico da evolução dos tipos de geradores, conversores e técnicas de controle empregados na geração eólica. Apresenta também, o modelo matemático do gerador de indução com rotor bobinado e descreve matematicamente o controle de potências do GIRB com o emprego da técnica de orientação pelo fluxo do estator.

A descrição de um controlador do tipo *deadbeat* e sua aplicação no controle de potências do GIRB, que é a primeira contribuição desta tese, é apresentado no Capítulo 3. Resultados de simulação computacional são apresentados para validar o método.

A segunda contribuição da presente tese é um controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* de potências para o GIRB, que está apresentado no Capítulo 4. Resultados de simulação computacional são apresentados para validar o método.

O controle preditivo aplicado ao controle de potências do GIRB está apresentado no Capítulo 5. Este controlador é a terceira contribuição da presente tese. Resultados de simulação computacional são apresentados para validar o método.

Os resultados experimentais do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB proposto, apresentado no Capítulo 3, e a descrição de alguns aspectos da bancada experimental são apresentados no Capítulo 6.

As conclusões da presente tese estão apresentadas no Capítulo 7.

O Apêndice A apresenta os dados do GIRB empregado no experimento.

Mais detalhes da descrição do sistema implementado com o emprego do processador digital de sinais é apresentado no Apêndice B.

O Apêndice C apresenta a implementação da modulação por vetores espaciais.

O Apêndice D apresenta as publicações resultantes desta tese de doutorado.

CAPÍTULO 2

Energia Eólica e Gerador de Indução Trifásico com Rotor Bobinado

Neste capítulo serão apresentados alguns aspectos sobre geração de energia a partir dos ventos, no que diz respeito às estimativas de produção eólica. Algumas topologias de conversores empregadas neste tipo de geração, o modelo matemático que representa o comportamento dinâmico gerador de indução com rotor bobinado baseado na notação de vetor espacial, a descrição da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator e as expressões para cálculo das potências ativa e reativa do gerador também são apresentados.

2.1 Energia Eólica

Na geração eólica, as turbinas não necessitam de água para a produção de energia elétrica, como é o caso das hidroelétricas, o que possibilita sua instalação em regiões nas quais há pouca disponibilidade de água. Algumas das vantagens da geração eólica estão listadas abaixo:

- Tempo reduzido de construção do parque eólico;
- Construção modular, de fácil expansão;
- Não emissão de gases poluentes que geram efeito estufa;
- O terreno pode ser usado para fins de, por exemplo, agricultura e pecuária;
- Regime de vento complementar ao regime hidrológico, o que possibilita armazenar água durante período de poucas chuvas (Especificamente na região nordeste do Brasil);
- Geração de empregos.

Com relação às desvantagens a mais evidente, talvez seja a necessidade de uma grande área devido à baixa densidade da energia contida nos ventos. Outras desvantagens estão listadas abaixo:

- Velocidade dos ventos com intensidades variáveis e intermitentes;

- Poluição visual;
- Ruído audível devido ao processo da rotação das pás;
- Cintilação luminosa devido à reflexão da luz do sol nas pás da turbina em movimento;
- Alto custo inicial de implantação;

2.1.1 Potência mecânica extraída do vento

O modelo aerodinâmico permite calcular o valor do torque mecânico ou da potência mecânica aplicado ao eixo do gerador elétrico, a partir das informações da velocidade do vento e posição do ângulo de passo das hélices das turbinas. O modelo também depende do tipo de turbina a ser representado tendo como características o eixo vertical ou horizontal, quantidade de pás das hélices, controle do ângulo das pás, etc, sendo independente do tipo de gerador elétrico escolhido ou do tipo de controle dos conversores. Conseqüentemente, isto permite que ela seja estudada independente dos tipos dos geradores elétricos. A potência mecânica em regime permanente que pode ser extraída do vento está apresentada na Equação (2.1) (Simões e Farret, 2004; Heier, 1998; da Rosa, 2009; de Camargo Sales, 2009).

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V^3 C_p(\psi, \beta) \quad (2.1)$$

Sendo que P_m é a potência mecânica da turbina, ρ é a densidade do ar, A é a área varrida pelas pás da turbina, V é a velocidade do vento e C_p é o coeficiente de desempenho, ψ é a relação linear entre $\frac{\omega R}{V}$, R é o raio da turbina e β é o ângulo de passo das hélices das turbinas.

O coeficiente de potencia C_p indica a eficiência com que a turbina eólica transforma a energia cinética contida nos ventos em energia mecânica girante. O coeficiente de potência depende da relação linear entre a velocidade do vento e a velocidade da ponta da hélice ψ e do ângulo de passo das hélices β . Dessa maneira, um conjunto de curvas C_p , relacionando ψ e β , é obtido experimentalmente para cada modelo de turbina eólica, visto que as características aerodinâmicas, mesmo entre as de 3 pás das hélices, diferem umas das outras. O modelo geral sugerido por Heier (1998) é dado por:

$$C_P(\psi, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\psi_i} - c_3 \beta - c_4 \beta^5 - c_6 \right) e^{-c_7/\psi_i} \quad (2.2)$$

sendo que ψ_i é dado por

$$\psi_i = \frac{1}{\frac{1}{\psi + c_8\beta} - \frac{c_9}{1 + \beta^3}} \quad (2.3)$$

O conjunto de valores para as constantes $c_1 - c_9$ foi sugerido por Heier (1998) e está apresentado na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Valores para cálculo do coeficiente de potências.

c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7	c_8	c_9
0,5	116	0,4	0	0	5	21	0,08	0,035

2.1.2 Energia Eólica no Brasil e no mundo

A energia produzida pelo vento é considerada tecnicamente aproveitável quando sua densidade é maior ou igual a 500 W/m², a uma altura de 50 m, o que requer uma velocidade mínima do vento de 7 a 8 m/s (*Energia Eólica*, n.d.; Simões e Farret, 2004). Uma estimativa do potencial eólico mundial pode ser verificada na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Estimativas do potencial eólico mundial.

Região	Porcentagem de Terra Ocupada*	Potencial Bruto TWh/ano	Densidade Demográfica hab/km ²	Potencial Líquido TWh/ano
África	24	106.000	20	10.600
Austrália	17	30.000	2	3.000
América do Norte	35	139.000	15	14.000
América Latina	18	54.000	15	5.400
Europa Ocidental	42	31.400	102	4.800
ex-URSS	29	106.000	13	10.600
Ásia (excluindo ex-URSS)	9	32.000	100	4.900
Mundo**	23	498.400	-	53.000

(*) Em relação ao potencial bruto

(**) Excluindo-se Groenlândia, Antártida, a maioria das ilhas e os recursos *offshore*.

A Associação Europeia de Energia Eólica estabeleceu como metas a instalação de 4.000 MW de energia eólica na Europa até o ano 2000 e 11.500 MW até o ano 2005. As metas de 4.000

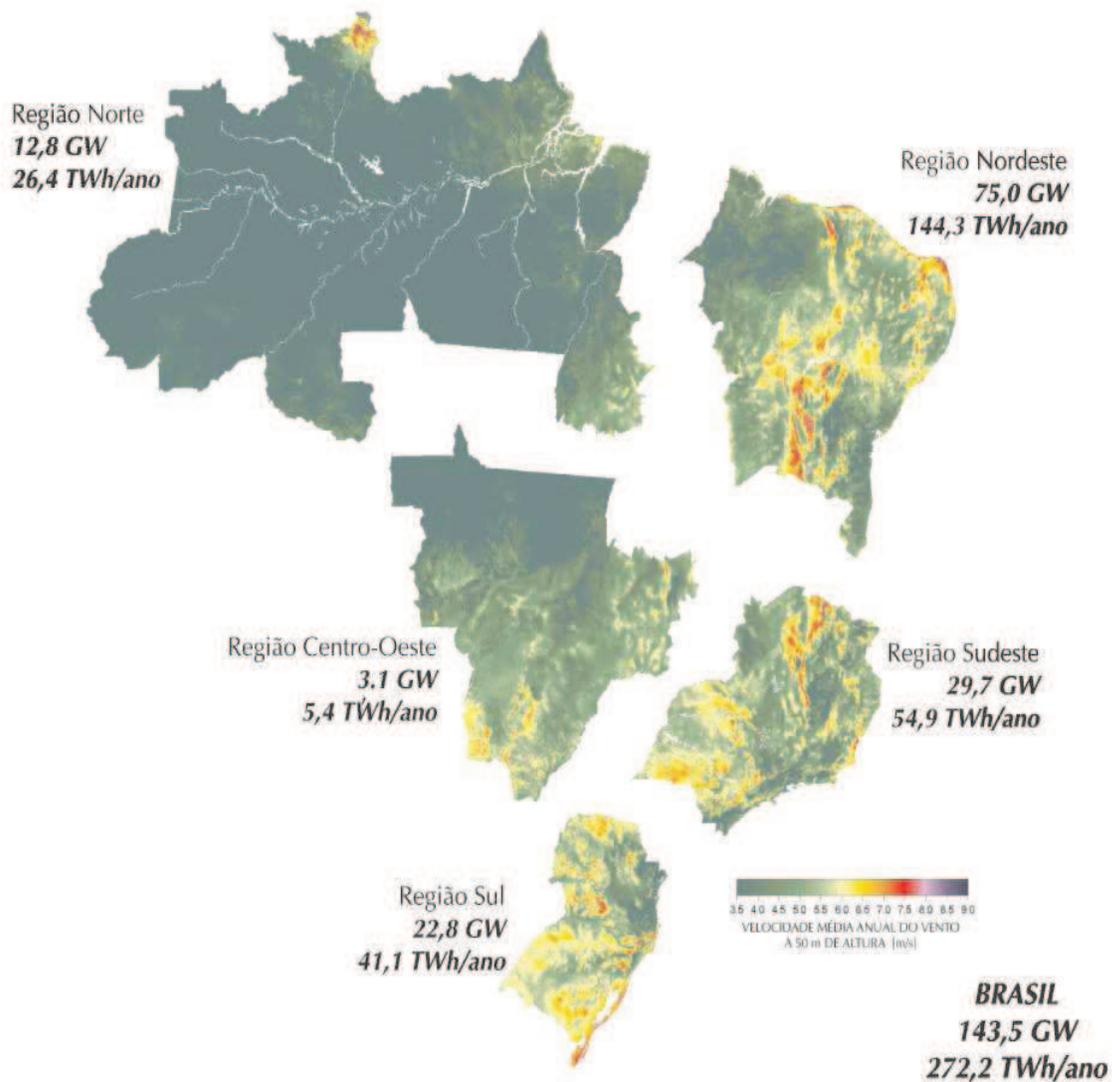


Figura 2.1: Distribuição do potencial eólico brasileiro (CRESESB CEPEL, n.d.) .

MW e 11.500 MW foram cumpridas em 1996 e 2001 respectivamente. As metas atuais são de 40.000 MW na Europa até 2010. Nos Estados Unidos, o parque eólico existente é da ordem de 4.600 MW instalados com um crescimento anual em torno de 10%. O parque eólico instalado no mundo é de 31234 MW e estima-se que em 2020 o mundo terá 12% da energia gerada pelo vento, com uma capacidade instalada de mais de 1.200 GW (Energia Eólica, n.d.).

No Brasil estima-se um potencial eólico brasileiro da ordem de 143 GW, como pode ser observado na Figura 2.1, obtida em (CRESESB CEPEL, n.d.).

No país existem 46 centrais eólicas em operação com capacidade instalada de 840 MW. Sendo que na Região Nordeste encontra-se mais de 60% do parque eólico nacional. No entanto, os incentivos vigentes para o setor elétrico brasileiro deverão despertar o interesse de empreendedores. Destaca-se, aqui, o Programa de Incentivo às Fontes Alternativas (PROINFA).

Outro fator importante, como incentivo, é a possibilidade de complementaridade entre a geração hidrelétrica e geração eólica, visto que o maior potencial eólico na região Nordeste e Sul, ocorre durante o período de menor disponibilidade hídrica. Em novembro de 2010 havia registro de 82 empreendimentos eólicos autorizados pela ANEEL, cujas construções não haviam sido iniciadas e que poderão agregar ao sistema elétrico nacional cerca de 2.730 MW (*Energia Eólica*, n.d.).

2.1.3 Topologia de conversores e geradores

Nesta seção serão apresentados algumas topologias de conversores e geradores empregados na geração eólica. Os conversores utilizados na geração eólica são empregados de acordo com o tipo de máquina usada no sistema de geração de energia.

No caso dos geradores síncronos (GS) a imã permanente, os conversores podem ser retificadores não controlados conectados ao estator do gerador que compartilham o mesmo elo de corrente contínua com um inversor trifásico conectado à rede ou ainda entre esses dois conversores há mais um estágio, no qual é inserido um conversor elevador/abaixador de tensão. Os dois possíveis conversores são apresentados nas Figuras 2.2 e 2.3. O conversor da Figura 2.2 manipula o índice de modulação a partir de uma referência senoidal aplicada ao algoritmo de acionamento das chaves. Este algoritmo é determinado a partir da tensão do elo de corrente contínua do inversor e, também, pelo mapa que contém as características da potência máxima *versus* tensão do elo de corrente contínua (Baroudi et al., 2004).

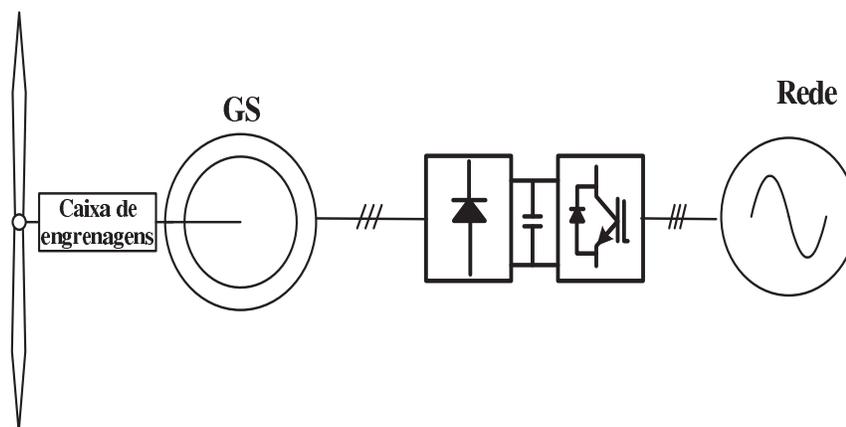


Figura 2.2: Gerador síncrono com conversor de dois estágios.

Já o conversor apresentado na Figura 2.3 também emprega o gerador á imã permanente e possui um conversor com a função de abaixador/elevador de tensão e pode ser comparado ao conversor mostrado anteriormente, com as seguintes vantagens: controle da tensão do elo de corrente contínua (CC), por meio do controle da chave do conversor abaixador/elevador de tensão, possibilita a eliminação de harmônicos, o conversor conectado à rede não precisa controlar a tensão do elo de CC, o que torna a estratégia de controle mais flexível, entre outros (Chen e Spooner, 2001).

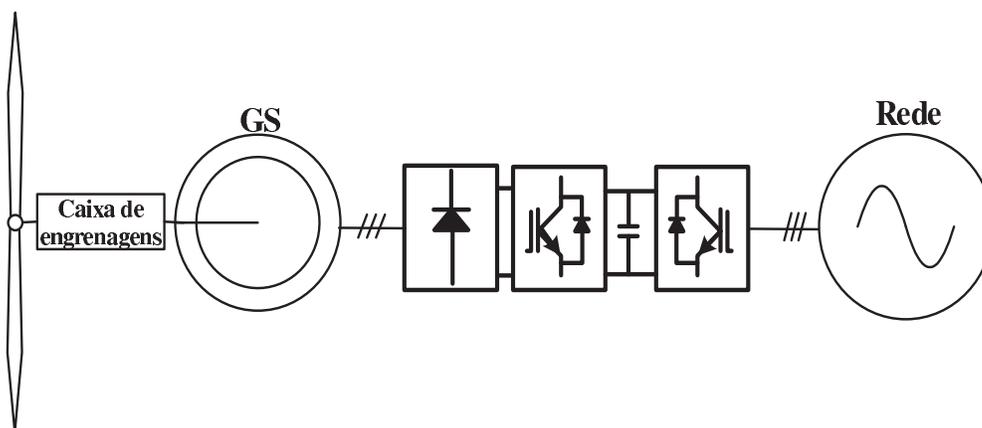


Figura 2.3: Gerador síncrono com conversor de três estágios.

O gerador síncrono tem como desvantagens seu alto custo devido aos imãs permanentes, altas temperaturas de operação, há ainda a possibilidade de picos de correntes ou curto circuitos

desmagnetizarem o imã e os conversores devem processar a potência total do gerador (Baroudi et al., 2007).

Um outro tipo de máquina é o gerador de indução (GI) com rotor gaiola de esquilo, que pode ser conectado diretamente à rede de alimentação como está apresentado na Figura 2.4. O gerador de indução trifásico com rotor em gaiola, apesar do baixo custo e manutenção simples, apresenta como desvantagens a falta de possibilidade de regulação de tensão e de frequência e a operação apenas em velocidade fixada pela frequência da rede (Sen, 1997).

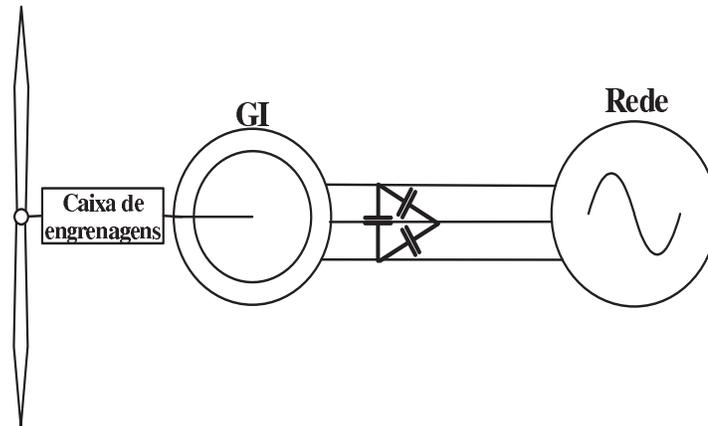


Figura 2.4: Gerador de indução diretamente conectado à rede elétrica de alimentação.

Para possibilitar o controle de potências do GI, são usados conversores (CA-CA). Estes conversores são compostos, geralmente, por duas pontes trifásicas de dois níveis, controladas por chaves semicondutoras de potência do tipo IGBT que compartilham o mesmo elo de corrente contínua (Simões e Farret, 2004). Este conversor também é conhecido com a denominação *back to back*. Um esquema deste conversor é apresentado na Figura 2.5.

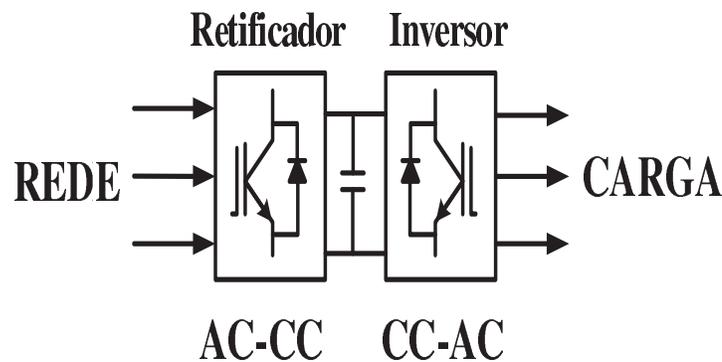


Figura 2.5: Conversores em cascata que compartilham o mesmo elo de corrente contínua.

O conversor conectado à rede é controlado de tal forma que a referência de tensão do capacitor do elo de corrente contínua deve ser atendida por meio do fluxo de potência da rede para o capacitor ou vice-versa, e o inversor conectado à carga atende sua demanda de potência por meio do controle de sua corrente ou tensão. Assim, em um processo de regeneração de potência na carga, a tensão do capacitor do elo de corrente contínua aumenta e, para manter a referência de tensão, o controle do conversor conectado à rede transmite o excesso de potência para o barramento infinito (Rodríguez et al., 2005). Este conversor também pode ser empregado em GS, porém com as desvantagens citadas anteriormente (Baroudi et al., 2007).

O conversor *back to back* conectado ao GI é apresentado na Figura 2.6. O emprego deste conversor possibilita a operação do gerador em velocidade variável e também o controle de conversor conectado ao gerador é flexibilizado. Para tal objetivo, podem ser empregadas técnicas de controle de fluxo constante (*Volts/Hertz*) ou controle vetorial (Sen, 1997; Novotny e Lipo, 1996). Apesar do baixo custo de construção e manutenção do gerador, o conversor deve processar a potência total do gerador, o que eleva o custo do sistema de geração.

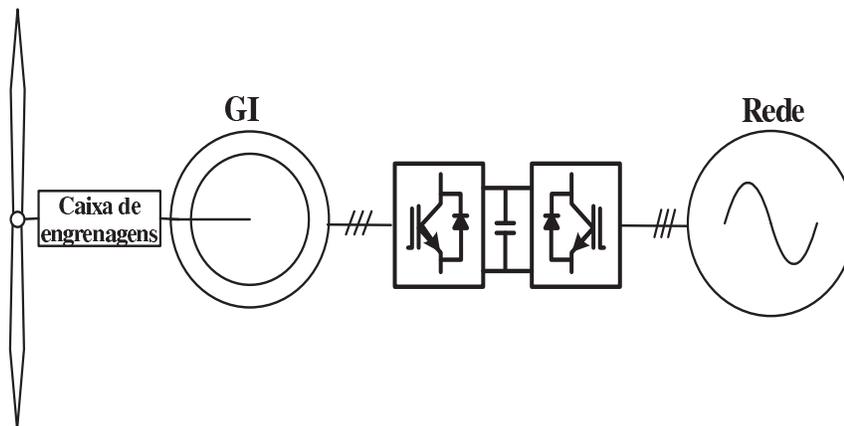


Figura 2.6: GI conectado à rede por meio de um conversor *back to back*.

As características elétricas de um sistema baseado em GI operando isolado da rede elétrica são melhoradas por meio da associação com um inversor PWM alimentado em tensão, que é apresentado por Marra e Pomilio (2000). O inversor possibilita a melhoria do comportamento do sistema em diversos aspectos: regulação de tensão, estabilização da frequência e compensação da potência reativa. A estratégia de operação do sistema consiste em fixar a frequência síncrona do

gerador de indução por meio do inversor PWM. Os resultados obtidos demonstram que o sistema é estável, robusto e capaz de gerar tensões trifásicas reguladas.

No que diz respeito ao gerador de indução trifásico com rotor bobinado (GIRB), existe a possibilidade de empregar conversores eletrônicos de potência no rotor, quando o estator do gerador estiver conectado ao barramento infinito, os quais elevam o custo do sistema, mas possibilitam o controle de potência ativa e reativa que são entregues à rede elétrica, o que possibilita, também, o aumento da estabilidade dos sistemas de energia elétrica com a supressão de suas flutuações. Uma outra vantagem no emprego do gerador de indução com rotor bobinado é o fato do conversor ter que processar 30% da potência total do gerador, o que diminui o custo do sistema de geração (Simões e Farret, 2004; Datta e Rangathan, 2002).

2.1.4 Técnicas de controle aplicadas ao GIRB

Nas aplicações que empregam GIRB com seu estator conectado diretamente à rede de energia elétrica, utiliza-se os dois conversores em cascata conectados entre o rotor e a rede elétrica. O esquema típico de configuração do sistema é apresentado na Figura 2.7 (Simões e Farret, 2004).

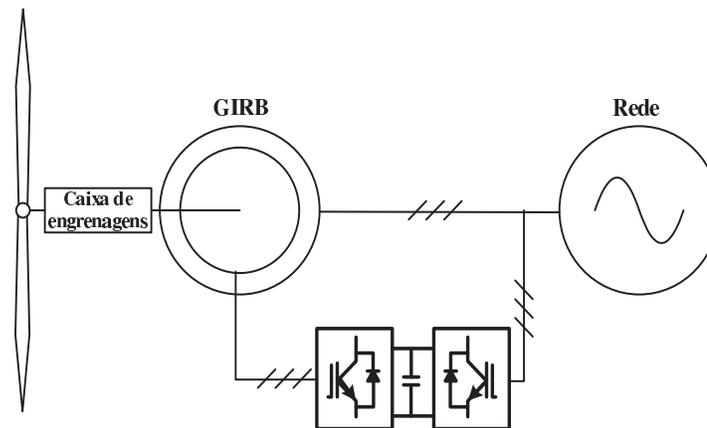


Figura 2.7: Esquema de GIRB conectado à rede para geração eólica.

Na Figura 2.7 vê-se no rotor uma combinação de retificador e inversor (conversores eletrônicos em cascata - *back to back*), que permite o fluxo de potência entre a rede e o rotor do gerador de indução trifásico com rotor bobinado, de acordo com sua velocidade de operação. Neste caso os modos de operação são:

1. Subsíncrono: A velocidade do rotor é menor que a velocidade síncrona do gerador ($\omega_{mec} < \omega_1$). Neste caso, os circuitos do rotor do GIRB recebem potência do conversor *back to back*

- e as correntes do rotor tem frequência alternada igual ao escorregamento da máquina que é positivo.
2. Síncrono: A velocidade do rotor é igual à velocidade síncrona do gerador ($\omega_{mec} = \omega_1$). Neste caso, os circuitos do rotor do GIRB recebem potência do conversor *back to back* e as correntes do rotor são contínuas
 3. Supersíncrono: A velocidade do rotor é maior que a velocidade síncrona do gerador ($\omega_{mec} > \omega_1$). Neste caso, os circuitos do rotor do GIRB enviam potência para o conversor *back to back* e as correntes do rotor tem frequência alternada igual ao escorregamento da máquina que é negativo.

Além do conversor apresentado, uma nova proposta de conversor em cascata que emprega tiristores no lado do rotor, com objetivo de diminuir o custo do conversor, para o controle de potência ativa e reativa do GIRB com emprego de controladores PI é proposto por Panda et al. (2001) e validado por meio de simulação computacional. Apesar de diminuir o seu custo, duas novas chaves semicondutoras foram incorporadas o que pode dificultar o controle do conversor e conseqüentemente o controle do GIRB.

Uma outra topologia de conversor é apresentada por Panda e Lipo (2005), que propõe um esquema de controle de potência para o GIRB isolado da rede, com emprego de controladores PI. Para isso foi usado um conversor em cascata composto por 4 conversores, sendo dois pares em paralelo que compartilham o mesmo elo de corrente contínua, o que permite uma maior faixa de operação de velocidade. Resultados de simulação mostram que a proposta produz bons resultados. Apesar da maior faixa de velocidade de operação, a conexão do conversor com a rede é dificultada devido á sua topologia, que necessita de transformadores para ser viável.

O controle de potências do estator do gerador de indução com rotor bobinado conectado à rede é realizado por meio da utilização da técnica de controle vetorial, com orientação de campo pelo fluxo do estator (Chowdhury e Chellapilla, 2006) ou com orientação pela tensão do estator (B.Hopfensperger et al., 2000). O controle das potências ativa e reativa do estator do GIRB pode ser feito por meio do controle das correntes do rotor. Algumas investigações que utilizam controladores do tipo proporcional integral (PI) e orientação pelo fluxo do estator são apresentadas por Tapia et al. (2003), Chowdhury e Chellapilla (2006) e Jacomini (2008). A utilização de controladores do tipo PI tem como desvantagem a necessidade do projeto dos seus ganhos. Neste caso, a dificuldade é aumentada devido ao acoplamento dos termos do modelo matemático

do GIRB e sua operação em velocidade variável. Alguns métodos de projeto foram propostos como tentativas de solução de um desses problemas e eles são apresentados em (da Costa et al., 2006; de Oliveira et al., 2008; Poitiers. et al., 2009).

Com relação às técnicas de controle digital, muitas delas foram propostas e implementadas durante as últimas décadas, como, *deadbeat* (Altuna, 2002; Ma et al., 2005), matriz dinâmica de controle (DMC) (Harnefors e Nee, 1998), controle preditivo generalizado (GPC) (Kennel et al., 2001), controle preditivo de alto range (Zhang et al., 1996) e controle preditivo baseado no modelo (Kennel e Linder, 2005; Linder e Kennel, 2005; de Santana et al., 2008), entre outras. Todas elas possibilitam alto desempenho do sistema controlado, porém apenas algumas foram implementadas em acionamentos eletrônicos de motor de indução ou síncrono e conversores CC-AC devido aos pesados cálculos necessários para sua realização. Devido a este fato alguns trabalhos apresentam apenas resultados de simulação.

O controle preditivo funcional (Xin-fang et al., 2004), controlador preditivo de corrente (Xu et al., 2009), o controlador não-linear *internal mode controller* (Morren e de Haan, 2005; Guo et al., 2008) são técnicas aplicadas no controle de potências do estator do GIRB conectado à rede. Os resultados mostram que os controladores têm uma resposta satisfatória para as variações de potências ativa e reativa do estator e melhores resultados quando comparados com os controladores PI, embora os controladores não levem em consideração as amostras futuras no cálculo da entrada. Uma outra possibilidade para o controle de potências do estator do GIRB é a utilização da lógica *Fuzzy* (Vieira et al., 2007; Yao et al., 2007). Neste controlador é necessário apenas o conhecimento empírico do comportamento do sistema para seu projeto.

O controle direto de potência (CDP) aplicado no controle de potências do estator do GIRB é baseado nos princípios do controle direto de torque (Takahashi e Noguchi, 1986; Depenbrock, 1988; Filho e Filho, 2009) e surgiu como uma alternativa para os controladores de potências que empregam malhas de corrente do rotor. Inicialmente, o controle direto de potência foi aplicado em retificadores trifásicos com chaves controladas com emprego de técnicas *pulse width modulation* PWM (Noguchi et al., 1998). Os estados das chaves são selecionados a partir de uma tabela ótima de chaveamento baseada nos erros instantâneos entre as referências e os valores estimados da potência ativa e reativa e a posição angular do vetor tensão.

O CDP foi aplicado ao controle das potências do estator do GIRB em (Datta e Ranganathan, 2001; Xu e Cartwright, 2006; Zhi e Xu, 2007). O esquema calcula o vetor tensão do rotor

controlado requerido, baseado no fluxo de estator estimado, nas potências ativa e reativa e nos erros entre as potências e suas referências. Os princípios e a implementação experimental do CDP com a utilização de controladores por histerese com frequência de chaveamento variável, é apresentado em (Datta e Ranganathan, 2001). Outro estudo no qual o CDP é detalhado e validado por resultados de simulações, frequências de chaveamento variável e constante, são apresentados respectivamente por (Xu e Cartwright, 2006; Zhi e Xu, 2007). Nestes estudos, o CDP é realizado com o emprego do modelo matemático do GIRB. O projeto dos filtros para as frequências de chaveamento utilizadas pode ser dificultado devido a operações em frequência variável. Um método alternativo é o controle vetorial por erro de potência (de Alegria et al., 2004). O controlador simplifica a determinação da tensão a ser aplicada no rotor, com o emprego dos erros das potências ativa e reativa que são diretamente transladados num vetor de referência, sem a necessidade da detecção da velocidade síncrona de operação ou do setor do vetor fluxo. Esta estratégia tem menos complexidade na sua implementação e obtém resultados semelhantes ao convencional CDP.

Alguns esquemas de CDP foram propostos por Xiao-Ming et al. (2007), Santos-Martin et al. (2008) e Sun et al. (2008) e têm como objetivo eliminar as oscilações no torque e a proteção do conversor conectado ao rotor quando ocorre afundamentos na tensão. No trabalho de Xiao-Ming et al. (2007), um controlador *anti-jamming* é proposto. Este controlador apresenta resultados satisfatórios para velocidade fixa de operação do GIRB, embora o controlador deva ser ajustado de forma cuidadosa, para que o sistema seja estável quando o gerador opera em velocidade variável. O trabalho de Santos-Martin et al. (2008) utiliza controladores por histerese que operam com frequência variável e que possibilitam que as referências de potências sejam atendidas também quando ocorrem afundamentos nas tensões da rede. Já no trabalho de Sun et al. (2008), é utilizado um filtro *notch* para o mesmo objetivo.

2.2 Modelo Matemático da Máquina de Indução com Rotor Bobinado

A máquina de indução é constituída por enrolamentos trifásicos, caracterizados por bobinas, deslocadas espacialmente 120° elétricos. Com essa construção o fluxo magnético do entreferro tem direção radial. Como as superfícies do estator e rotor são lisas, a permeabilidade do ferro é considerada infinita e, desprezando-se os efeitos nas extremidades, o campo magnético torna-se dimensional.

O diagrama típico da máquina de indução é apresentada na Figura 2.8.

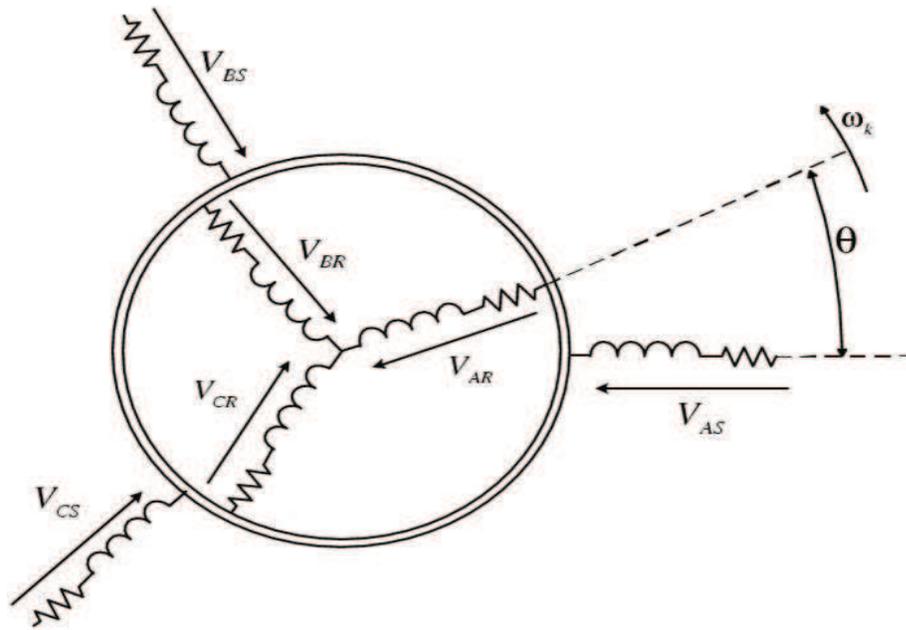


Figura 2.8: Modelo trifásico representativo da máquina de indução.

2.2.1 Equações da Máquina de Indução com Rotor Bobinado

Para a representação do comportamento dinâmico da máquina de indução, assumem-se algumas considerações:

- A permeabilidade do ferro é admitida infinita;
- O sistema trifásico é simétrico;
- O motor é considerado magneticamente linear;
- Efeito pelicular e as perdas no ferro são desconsideradas;
- As resistência e reatâncias são constantes;
- Em regime permanente as tensões e correntes são senoidais.

Assim, com essas considerações e, a partir do modelo apresentado na Figura 2.8, as tensões por fase do estator e rotor são descritas, respectivamente, por:

$$V_{AS} = I_{AS}R_S + \frac{d\lambda_{AS}}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_{BS} = I_{BS}R_S + \frac{d\lambda_{BS}}{dt} \quad (2.5)$$

$$V_{CS} = I_{CS}R_S + \frac{d\lambda_{CS}}{dt} \quad (2.6)$$

$$V_{AR} = I_{AR}R_R + \frac{d\lambda_{AR}}{dt} \quad (2.7)$$

$$V_{BR} = I_{BR}R_R + \frac{d\lambda_{BR}}{dt} \quad (2.8)$$

$$V_{CR} = I_{CR}R_R + \frac{d\lambda_{CR}}{dt} \quad (2.9)$$

Sendo que, V representa a tensão, I a corrente, R_S a resistência do estator, R_R a resistência do rotor, λ é o fluxo concatenado e os subíndices A , B e C representam cada fase do sistema trifásico.

O conceito de vetor espacial complexo (Kovács e Rácz, 1984) é empregado na representação matemática das variáveis de estado da máquina de indução, tais como, tensão, corrente e fluxo concatenado. Dessa forma, as equações que representam a máquina tornam-se mais compactas e de mais fácil interpretação. Este conceito permite a representação do sistema trifásico por meio de um sistema ortogonal. O vetor espacial é definido como:

$$\vec{v}_t = \frac{2}{3} [x_a(t) + ax_b(t) + a^2x_c(t)]. \quad (2.10)$$

Sendo que x_a , x_b e x_c representam as grandezas por fase do GIRB descritas e satisfazem a condição $x_a + x_b + x_c = 0$. Sendo que $a = e^{-j120^\circ} = \cos(120^\circ) + j\text{sen}(120^\circ)$, $a^2 = e^{-j240^\circ} = \cos(240^\circ) + j\text{sen}(240^\circ)$ e $\frac{2}{3}$ é o fator de normalização.

Um diagrama do vetor espacial \vec{v}_t , de acordo com a Equação (2.10), é apresentado na Figura 2.9.

e 2.13, e por $e^{-jk-\theta}$ para as grandezas de rotor presentes na equações 2.12 e 2.14. O modelo da máquina de indução em um sistema de coordenadas de rotação comum é representado por:

$$\vec{v}_1 = R_1 \vec{i}_1 + \frac{d\vec{\lambda}_1}{dt} + j\omega_K \vec{\lambda}_1 \quad (2.15)$$

$$\vec{v}_2 = R_2 \vec{i}_2 + \frac{d\vec{\lambda}_2}{dt} + j(\omega_K - NP\omega_{mec}) \vec{\lambda}_2 \quad (2.16)$$

A relação entre fluxos concatenados do estator e rotor em função das correntes de estator e rotor é dada por:

$$\vec{\lambda}_1 = L_1 \vec{i}_1 + L_M \vec{i}_2 \quad (2.17)$$

$$\vec{\lambda}_2 = L_2 \vec{i}_2 + L_M \vec{i}_1 \quad (2.18)$$

Sendo que os subíndices 1, 2 representam o estator e rotor respectivamente, L_M a indutância de mútua, ω_{mec} a velocidade mecânica da máquina de indução e NP o número de pares de pólos.

O torque eletromagnético é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} NP \operatorname{Im}(\vec{i}_1 \vec{\lambda}_1^*) \quad (2.19)$$

Sendo que o “*” representa o número complexo conjugado.

A dinâmica mecânica da máquina é definida por:

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - T_L \quad (2.20)$$

Sendo que J representa o momento de inércia e T_L é o torque de carga.

Assim o modelo da máquina de indução no referencial estacionário do estator $\omega_K = 0$ é dada por:

$$\vec{v}_{1\alpha\beta} = R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} + \frac{d\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}}{dt} \quad (2.21)$$

$$\vec{v}_{2\alpha\beta} = R_2 \vec{i}_{2\alpha\beta} + \frac{d\vec{\lambda}_{2\alpha\beta}}{dt} - j(NP\omega_{mec}) \vec{\lambda}_{2\alpha\beta} \quad (2.22)$$

2.2 Modelo Matemático da Máquina de Indução com Rotor Bobinado

A relação entre fluxos concatenados do estator e rotor em função das correntes de estator e rotor é dada por:

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = L_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} + L_M \vec{i}_{2\alpha\beta} \quad (2.23)$$

$$\vec{\lambda}_{2\alpha\beta} = L_2 \vec{i}_{2\alpha\beta} + L_M \vec{i}_{1\alpha\beta} \quad (2.24)$$

Assim, o modelo da máquina no referencial síncrono girando com velocidade ω_1 é dada por:

$$\vec{v}_{1dq} = R_1 \vec{i}_{1dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} + j\omega_1 \vec{\lambda}_{1dq} \quad (2.25)$$

$$\vec{v}_{2dq} = R_2 \vec{i}_{2dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{2dq}}{dt} + j(\omega_1 - NP\omega_{mec}) \vec{\lambda}_{2dq} \quad (2.26)$$

A relação entre fluxos concatenados do estator e rotor em função das correntes de estator e rotor são dadas por:

$$\vec{\lambda}_{1dq} = L_1 \vec{i}_{1dq} + L_M \vec{i}_{2dq} \quad (2.27)$$

$$\vec{\lambda}_{2dq} = L_2 \vec{i}_{2dq} + L_M \vec{i}_{1dq} \quad (2.28)$$

2.2.2 Potências do estator e rotor

A potência mecânica do gerador de indução é dada por (Sen, 1997):

$$P_{gerador} = T_e \omega_{mec} \quad (2.29)$$

Sendo que T_e é o torque elétrico e ω_{mec} a velocidade mecânica do gerador de indução.

A potência aparente do estator é expressa por:

- Referencial estacionário

$$S_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{1\alpha\beta} \vec{i}_{1\alpha\beta}^* \right) \quad (2.30)$$

- Referencial síncrono

$$S = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{1dq} \vec{i}_{1dq}^* \right) \quad (2.31)$$

As potências ativa e reativa do estator compõem as parte real e imaginária da potência aparente respectivamente, e são dadas por:

- Referencial estacionário

$$P_{\alpha\beta} = \mathcal{R}e(S_{\alpha\beta}) = \frac{3}{2} (v_{1\alpha}i_{1\alpha} + v_{1\beta}i_{1\beta}) \quad (2.32)$$

$$Q_{\alpha\beta} = \mathcal{I}m(S_{\alpha\beta}) = \frac{3}{2} (v_{1\beta}i_{1\alpha} - v_{1\alpha}i_{1\beta}) \quad (2.33)$$

- Referencial síncrono

$$P = \mathcal{R}e(S) = \frac{3}{2} (v_{1d}i_{1d} + v_{1q}i_{1q}) \quad (2.34)$$

$$Q = \mathcal{I}m(S) = \frac{3}{2} (v_{1q}i_{1d} - v_{1d}i_{1q}) \quad (2.35)$$

Da mesma maneira que a potência do estator, a potência aparente do rotor é expressa por:

- Referencial estacionário

$$S_{r\alpha\beta} = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{2\alpha\beta} \vec{i}_{2\alpha\beta}^* \right) \quad (2.36)$$

- Referencial síncrono

$$S_r = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{2dq} \vec{i}_{2dq}^* \right) \quad (2.37)$$

Como citado anteriormente, as potências ativa e reativa do rotor compõem as partes real e imaginária da potência aparente respectivamente, e são dadas por:

- Referencial estacionário

$$P_{r\alpha\beta} = \mathcal{R}e(S_{r\alpha\beta}) = \frac{3}{2} (v_{1\alpha}i_{1\alpha} + v_{1\beta}i_{1\beta}) \quad (2.38)$$

$$Q_{r\alpha\beta} = \mathcal{I}m(S_{r\alpha\beta}) = \frac{3}{2} (v_{1\beta}i_{1\alpha} - v_{1\alpha}i_{1\beta}) \quad (2.39)$$

- Referencial síncrono

$$P_r = \mathcal{R}e(S_r) = \frac{3}{2} (v_{2d}i_{2d} + v_{2q}i_{2q}) \quad (2.40)$$

$$Q_r = \mathcal{I}m(S_r) = \frac{3}{2} (v_{2q}i_{2d} - v_{2d}i_{2q}) \quad (2.41)$$

2.3 Controle de potências do estator do GIRB com o emprego do método de orientação de campo pelo fluxo do estator

Na presente tese é utilizado o método de orientação de campo pelo fluxo de estator. O emprego desse método possibilita o desacoplamento entre os eixos dq e possibilita o controle independente das potências ativa e reativa do estator (Novotny e Lipo, 1996; Simões e Farret, 2004). Como GIRB está conectado diretamente ao sistema elétrico pelo estator, deseja-se o controle das potências do estator por meio da aplicação de tensão nos terminais do rotor. Então, utiliza-se a expressão das tensões do estator e rotor e as relações entre as correntes e fluxos do estator e rotor apresentadas nas Equações (2.25)-(2.28), o que torna possível esse tipo de controle. Assim, pode-se controlar as potências do estator por meio do controle das correntes de rotor (Tapia et al., 2003; Filho et al., 2008b; Filho et al., 2008a) ou fluxo do rotor (Xu e Cartwright, 2006; Zhi e Xu, 2007).

O sistema de coordenadas síncrono dq gira com a velocidade angular igual à velocidade de giro do vetor fluxo do estator, definido por:

$$\frac{d\delta_s}{dt} = \omega_1 \quad (2.42)$$

Então, o vetor espacial do fluxo do estator, $\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}$, no referencial síncrono dq é dado por:

$$\vec{\lambda}_{1dq} = \lambda_{1d} + j\lambda_{1q} = \vec{\lambda}_{1\alpha\beta} e^{-j\delta_s} = [\lambda_{1\alpha} + j\lambda_{1\beta}] [\cos(\delta_s) - j \operatorname{sen}(\delta_s)] \quad (2.43)$$

Dessa maneira, as componentes de eixo direto e em quadratura tornam-se:

$$\begin{aligned} \lambda_{1d} &= [\lambda_{1\alpha} \cos(\delta_s) + \lambda_{1\beta} \operatorname{sen}(\delta_s)] \\ \lambda_{1q} &= [-\lambda_{1\alpha} \operatorname{sen}(\delta_s) + \lambda_{1\beta} \cos(\delta_s)] \end{aligned} \quad (2.44)$$

Com o emprego da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator, as componentes do fluxo de estator tornam-se:

$$\lambda_1 = \lambda_{1d} = \left| \vec{\lambda}_{1dq} \right| = \sqrt{\lambda_{1d}^2 + \lambda_{1q}^2} \quad (2.45)$$

$$\lambda_{1q} = 0 \quad (2.46)$$

A relação entre os fluxos e correntes de (2.27) e (2.28) tornam-se, respectivamente:

$$\lambda_1 = L_1 i_{1d} + L_M i_{2d} \quad (2.47)$$

$$0 = L_1 i_{1q} + L_M i_{2q} \quad (2.48)$$

e

$$\lambda_{2d} = L_M i_{1d} + L_2 i_{2d} \quad (2.49)$$

$$\lambda_{2q} = L_M i_{1q} + L_2 i_{2q} \quad (2.50)$$

Da mesma maneira que o fluxo do estator as componentes da tensão do estator tornam-se:

$$v_{1d} = 0 \quad (2.51)$$

$$v_{1q} = v_1 = \left| \vec{v}_{1dq} \right| \quad (2.52)$$

Com emprego do método de orientação pelo fluxo de estator, a potência ativa do estator (2.34) com emprego de (2.48), (2.51) e (2.52) em função da corrente do eixo em quadratura do rotor é dada por:

$$P = -\frac{3}{2} v_1 \frac{L_M}{L_1} i_{2q} \quad (2.53)$$

A potência reativa do estator (2.35) com emprego de (2.47), (2.51) e (2.52) em função da corrente do eixo direto do rotor é dada por:

$$Q = \frac{3}{2} v_1 \left(\frac{\lambda_1}{L_1} - \frac{L_M}{L_1} i_{2d} \right) \quad (2.54)$$

A partir de (2.53) e (2.54), observa-se que as potências do estator podem ser calculadas com o emprego das correntes do rotor. Como o estator do GIRB está conectado diretamente

à rede elétrica, a magnitude do fluxo e tensão do estator são constantes. Conseqüentemente, com a manipulação das correntes de eixo direto e em quadratura do rotor, pode-se controlar as potências do estator. O diagrama de blocos de um esquema de controle de potências do GIRB conectado diretamente à rede com o emprego de controladores do tipo proporcional integral (*PI*) é apresentado na Figura 2.10. Este tipo de controlador foi empregado nos trabalhos (Tapia et al., 2003; da Costa et al., 2006; de Oliveira et al., 2008; de Araújo Lima, 2009; Poitiers. et al., 2009).

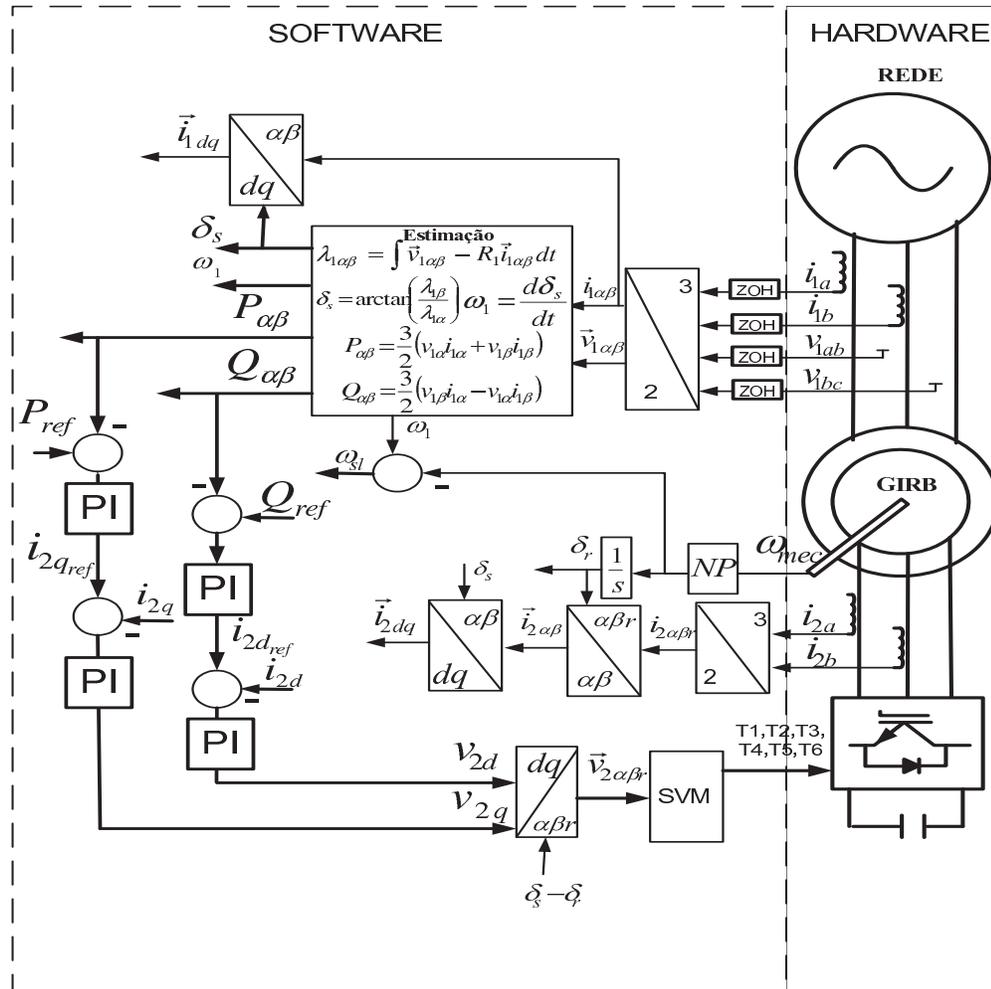


Figura 2.10: Esquema de controle de potências do GIRB com controladores do tipo PI.

2.4 Proposta da Tese

São objetivos da presente tese três propostas de controladores. O primeiro, é o controlador *deadbeat* e o segundo, é o controlador de desacoplamento do fluxo dos enrolamentos do circuito

do estator e *deadbeat*, e o terceiro é controle preditivo baseado no modelo, todos aplicados ao controle de potências ativa e reativa do estator do GIRB. Este estudo visa preencher uma lacuna ainda existente relacionada ao controle de potências do GIRB pois os controladores do tipo PI são amplamente empregados para este objetivo. Entretanto este tipo de controlador possui algumas desvantagens mencionadas na seção 2.1.4. Essa linha de pesquisa tem sido tópico de interesse de pesquisadores em diversos trabalhos com objetivo de melhorar o desempenho do sistema de controle de potências para o GIRB. Com estas propostas de métodos de controladores de potências para o GIRB, com as suas respectivas comprovações por resultados de simulação e experimentais, espera-se contribuir de forma significativa para a consolidação desta tecnologia.

CAPÍTULO 3

Controlador *Deadbeat* de Potências para o GIRB

Este capítulo apresenta uma proposta de controlador de potências para o GIRB com emprego de malhas de correntes do rotor e de seu modelo matemático dinâmico.

3.1 Controlador *Deadbeat*

O controlador *deadbeat* é uma técnica de controle digital que permite o cálculo da entrada, $\bar{u}(k)$, para garantir que a saída, $\bar{x}(k)$ atingirá o valor de referência desejado com a utilização das equações de um sistema linear contínuo discretizado (Franklin et al., 1994; Altuna, 2002; Kennel et al., 2005).

Um sistema linear contínuo no tempo (Ogata, 2000) pode ser representado por

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= A\bar{x} + B\bar{u} + G\bar{w} \\ \bar{y} &= C\bar{x}\end{aligned}\tag{3.1}$$

sendo que \bar{w} é o vetor perturbação e A , C , B e G são matrizes $n \times n$. Neste trabalho, $C = I$, sendo que I é a matriz identidade.

A Equação (3.1) pode ser discretizada, considerando-se T como período de amostragem e k como a amostra por período. Com a utilização da técnica *zero-order-hold* (ZOH) sem atraso (3.1), torna-se

$$\bar{x}(k+1) = A_d\bar{x}(k) + B_d\bar{u}(k) + G_d\bar{w}(k)\tag{3.2}$$

sendo que,

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} \cong I + AT \\ B_d &= \int_0^T e^{AT} B d\tau \cong BT \\ G_d &= \int_0^T e^{AT} G d\tau \cong GT \end{aligned} \quad (3.3)$$

A entrada calculada para garantir erro de regime nulo é dada (Franklin et al., 1994) por:

$$\bar{u}(k) = F(\bar{x}_{ref} - \bar{x}) \quad (3.4)$$

sendo que, \bar{x}_{ref} é o vetor referência e F é a matriz ganho.

Com a substituição de (3.4) em (3.2) e sendo $\bar{x}_{ref} = \bar{x}(k+1)$, o cálculo do sinal da entrada do sistema, de forma que as referências sejam atendidas e que o erro de regime seja nulo, é dado por

$$\bar{u}(k) = B_d^{-1} A_d [A_d^{-1} \bar{x}_{ref} - \bar{x}(k) - A_d^{-1} G_d \bar{w}(k)] \quad (3.5)$$

O diagrama de blocos que representa o controlador *deadbeat* é apresentado na Figura 3.1.

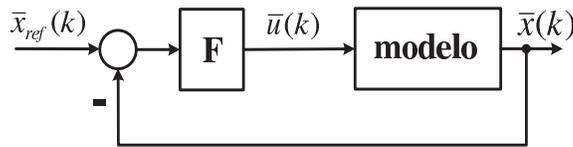


Figura 3.1: Diagrama de blocos do controlador *deadbeat*.

3.2 Equações do rotor

Para a aplicação do controlador *deadbeat* para o controle de potências do GIRB, o modelo matemático dinâmico do GIRB torna-se necessário. Devido à utilização da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator, pode-se controlar as potências ativa e reativa do estator por meio do controle das correntes do rotor, como pode ser observado nas Equações (2.53) e (2.54). Assim, para aplicação do controlador *deadbeat*, o GIRB deve ser modelado de forma que as variáveis de estado sejam as correntes de rotor, tendo como entrada as tensões do rotor, ambas

no referencial síncrono. Para tal objetivo, a Equação (2.28) é substituída em (2.26) para encontrar a expressão (3.6) para as tensões de rotor.

$$\vec{v}_{2dq} = R_2 \vec{i}_{2dq} + \frac{d}{dt} \left(L_M \vec{i}_{1dq} + L_2 \vec{i}_{2dq} \right) + j (\omega_1 - NP\omega_{mec}) \left(L_M \vec{i}_{1dq} + L_2 \vec{i}_{2dq} \right) \quad (3.6)$$

o que significa

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} + \frac{d}{dt} (L_M i_{1d} + L_2 i_{2d}) - (\omega_1 - NP\omega_{mec}) (L_M i_{1q} + L_2 i_{2q}) \quad (3.7)$$

e

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + \frac{d}{dt} (L_M i_{1q} + L_2 i_{2q}) + (\omega_1 - NP\omega_{mec}) (L_M i_{1d} + L_2 i_{2d}) \quad (3.8)$$

Então, para encontrar as equações das tensões do rotor tendo como variáveis de estado as correntes do rotor, substitui-se a corrente de estator do eixo direto de (2.47) na derivada de (3.7) e a corrente de estator do eixo em quadratura de (2.48) na derivada de (3.8). Assim, as tensões de rotor são dadas por:

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} + \frac{d}{dt} \left[L_M \left(\frac{\lambda_1}{L_1} - \frac{L_M}{L_1} i_{2d} \right) + L_2 i_{2d} \right] - (\omega_1 - NP\omega_{mec}) (L_M i_{1q} + L_2 i_{2q}) \quad (3.9)$$

e

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + \frac{d}{dt} \left[L_M \left(-\frac{L_M}{L_1} i_{2q} \right) + L_2 i_{2q} \right] + (\omega_1 - NP\omega_{mec}) (L_M i_{1d} + L_2 i_{2d}) \quad (3.10)$$

Como é utilizada a técnica de orientação pelo fluxo de estator e este é constante, pois o estator do GIRB está conectado diretamente à rede, então pode-se admitir a seguinte situação: $\frac{d\lambda_1}{dt} = 0$. Assim, as expressões para as tensões do rotor (3.9) e (3.10) tornam-se

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} - L_2 \omega_{sl} i_{2q} + \left(\frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1} \right) \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_{sl} L_M i_{1q} \quad (3.11)$$

e

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + L_2 \omega_{sl} i_{2d} + \left(\frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1} \right) \frac{di_{2q}}{dt} + \omega_{sl} L_M i_{1d} \quad (3.12)$$

o que significa

$$\vec{v}_{2dq} = (R_2 + jL_2 \omega_{sl}) \vec{i}_{2dq} + jL_M \omega_{sl} \vec{i}_{1dq} + \left(L_2 - \frac{L_M^2}{L_1} \right) \frac{d\vec{i}_{2dq}}{dt} \quad (3.13)$$

sendo que $\omega_{sl} = \omega_1 - NP\omega_{mec}$.

Em equação (3.13) representada na forma de espaço de estados, torna-se

$$\dot{\vec{i}}_2 = H \vec{i}_2 + K \vec{v}_2 + L \vec{i}_1 \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_2}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl}}{\sigma} \\ \frac{-\omega_{sl}}{\sigma} & \frac{-R_2}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d} \\ v_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_M}{\sigma L_2} \\ \frac{-\omega_{sl} L_M}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

sendo que $\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_1 L_2}$.

O GIRB é representado na forma de circuitos elétricos lineares. Porém, no modelo matemático do GIRB aparece indiretamente a velocidade mecânica que pode ser considerada constante, $\omega_{mec} = constante$, num período de amostragem, devido à constante de tempo mecânica do GIRB ser muito maior que as constantes de tempo elétricas (Yamamura, 1992; Holtz et al., 2004; Filho e Filho, 2009). Sendo assim, como a velocidade síncrona é fixada pela rede, então a mesma hipótese é válida para o escorregamento pois $\omega_{sl} = \omega_1 - NP\omega_{mec}$, o que significa que o escorregamento também pode ser considerado constante durante um período de amostragem.

3.3 Controlador *deadbeat* aplicado ao controle das potências do estator do GIRB

Para o controle de potências é utilizado o controlador *deadbeat* apresentado na seção 3.1 o qual possibilitará o cálculo das tensões de rotor a serem aplicadas no GIRB para garantir que as referências das potências ativa e reativa do estator sejam atendidas. O período de amostragem tem o mesmo período que a modulação por vetores espaciais. Neste trabalho é empregado o conversor *back to back*, sendo que o conversor conectado ao rotor controla as potências do estator por meio do controle das correntes do rotor. O conversor conectado à rede controla a tensão do elo de corrente contínua e estratégias de controle para este conversor foram apresentadas por Rodríguez et al. (2005) e por Blaabjerg et al. (2006). O esquema do controlador de potências *deadbeat* é apresentado na Figura 3.2.

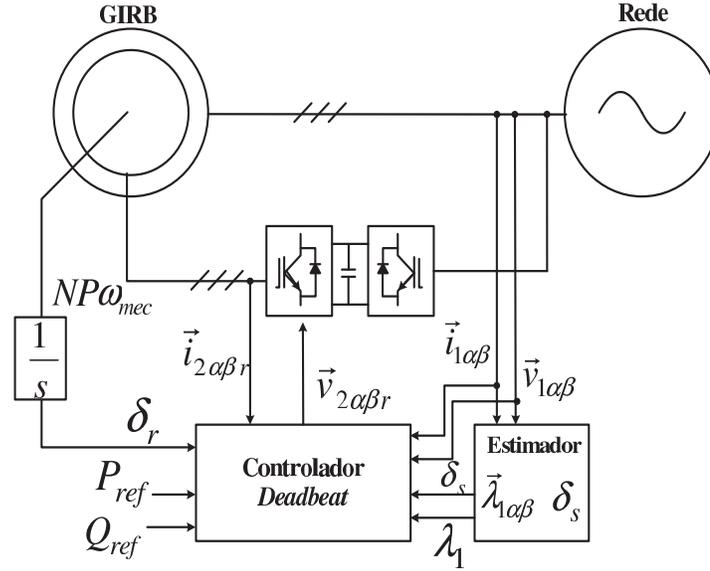


Figura 3.2: Controlador *deadbeat* de potências para o GIRB.

Como a tensão aplicada no rotor é constante durante um período de controle devido ao emprego de um inversor modulado por *pulse width modulation* (PWM), então as equações da tensão do rotor (3.15) podem ser reescritas na forma de equações diferenciais discretizadas com o emprego de (3.2), com a utilização da técnica de orientação pelo fluxo de estator, considerando T como um período de amostragem no instante k e com as seguintes considerações:

- $\bar{x} = \vec{i}_2$;

- $A = H$;
- $B = K$;
- $\bar{u} = \bar{v}_2$;
- $G = L$;
- $\bar{w} = \bar{i}_1$.

As equações discretizadas das correntes do rotor são dadas por (3.17).

$$\bar{i}_2(k+1) = A_d \bar{i}_2(k) + B_d \bar{v}_2(k) + G_d \bar{i}_1(k) \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{2d}(k+1) \\ i_{2q}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl} T}{\sigma} \\ \frac{-\omega_{sl} T}{\sigma} & 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d}(k) \\ i_{2q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d}(k) \\ v_{2q}(k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_M T}{\sigma L_2} \\ \frac{-\omega_{sl} L_M T}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d}(k) \\ i_{1q}(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

sendo que

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} \cong I + AT = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} & \frac{\omega_{sl} T}{\sigma} \\ \frac{-\omega_{sl} T}{\sigma} & 1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ B_d &= \int_0^T e^{AT} B d\tau \cong BT = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ G_d &= \int_0^T e^{AT} G d\tau \cong GT = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_M T}{\sigma L_2} \\ \frac{-\omega_{sl} L_M T}{\sigma L_2} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

As tensões de rotor, calculadas para garantir que as referências de potências sejam atendidas, são encontradas a partir das Equações (3.5) e (3.17). Também é levado em consideração a hipótese de que a referência a ser atendida é o valor da saída no instante $(k+1)$, ou seja, $i_{2q}(k+1) = i_{2qref}$

3.3 Controlador *deadbeat* aplicado ao controle das potências do estator do GIRB

e $i_{2d}(k+1) = i_{2d_{ref}}$. Assim, as tensões de rotor são dadas por

$$v_{2d}(k) = \sigma L_2 \frac{i_{2d_{ref}} - i_{2d}(k)}{T} + R_2 i_{2d}(k) - L_2 \omega_{sl} i_{2q}(k) - L_M \omega_{sl} i_{1q}(k) \quad (3.19)$$

$$v_{2q}(k) = \sigma L_2 \frac{i_{2q_{ref}} - i_{2q}(k)}{T} + R_2 i_{2q}(k) + L_2 \omega_{sl} i_{2d}(k) + L_M \omega_{sl} i_{1d}(k) \quad (3.20)$$

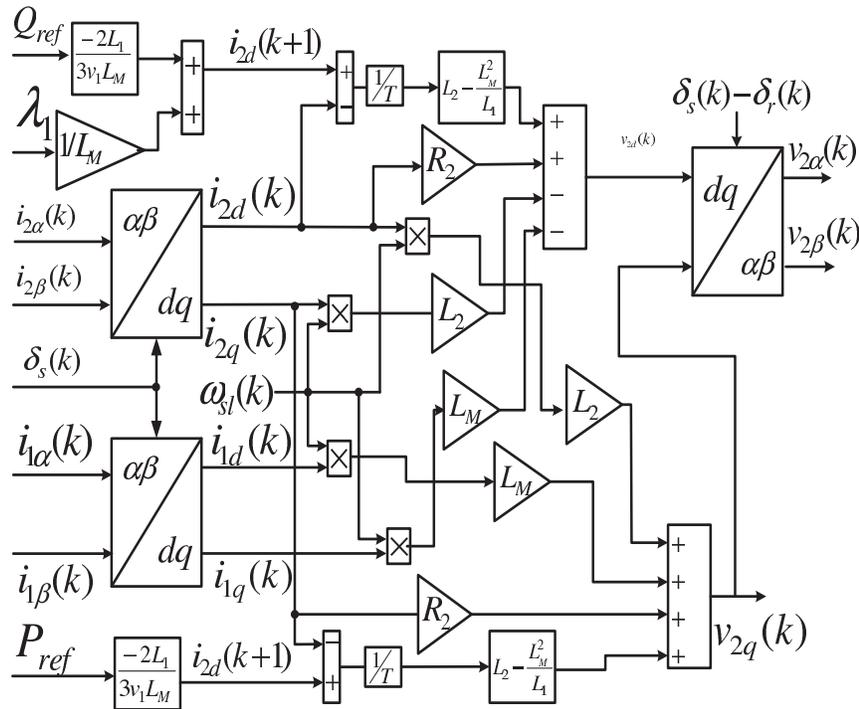
Para o controle da potência ativa, a corrente em quadratura do rotor de referência calculada a partir de (2.53) e com a potência ativa de referência, P_{ref} , é dada por

$$i_{2q}(k+1) = i_{2q_{ref}} = -\frac{2P_{ref}L_1}{3v_1L_M} \quad (3.21)$$

Para o controle da potência reativa, a corrente do eixo direto do rotor de referência a partir de (2.54) e da potência reativa de referência, Q_{ref} , é dada por

$$i_{2d}(k+1) = i_{2d_{ref}} = -\frac{2Q_{ref}L_1}{3v_1L_M} + \frac{\lambda_1}{L_M} \quad (3.22)$$

Um diagrama de blocos mais detalhado, com a implementação do controlador a partir das Equações (3.20), (3.21) e (3.22), é apresentado na Figura 3.3. O conversor, que é conectado à rede, controla a tensão do elo de corrente contínua e pode ser controlado por qualquer estratégia de controle apresentada em (Rodríguez et al., 2005; Blaabjerg et al., 2006).


 Figura 3.3: Diagrama de blocos do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB.

Assim, se as tensões de rotor de eixo direto e em quadratura são calculadas a partir dos erros das correntes de rotor, de acordo com as Equações (3.19) e (3.20), e estas são aplicadas no rotor do GIRB, então as potências ativa e reativa convergirão a suas referências. O vetor tensão do rotor desejado será transformado para o referencial estacionário do rotor com o ângulo ($\delta_s - \delta_r$). Então, serão gerados os sinais de chaveamento para o conversor conectado ao rotor usando qualquer estratégia de modulação por vetores espaciais. A transformação do referencial síncrono, dq , para o referencial estacionário do rotor, $\alpha\beta r$, com ângulo ($\delta_s - \delta_r$), é expressa por

$$\begin{aligned} \vec{v}_{2\alpha\beta r} &= \vec{v}_{2dq} e^{j(\delta_s - \delta_r)} \\ &= [v_{2d} \cos(\delta_s - \delta_r) - v_{2q} \sin(\delta_s - \delta_r)] + j [v_{2d} \sin(\delta_s - \delta_r) + v_{2q} \cos(\delta_s - \delta_r)] \end{aligned} \quad (3.23)$$

3.3.1 Estimação

Para a implementação do controlador de potências, são necessárias a estimação das potências ativa e reativa, a magnitude e a posição do fluxo do estator, da posição do rotor no referencial estacionário do rotor, o escorregamento e a frequência síncrona embora esta última pode ser considerada constante pois ela é fixada pela rede.

3.3 Controlador *deadbeat* aplicado ao controle das potências do estator do GIRB

A estimação do fluxo do estator com emprego de (2.21) é dada por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = \int \left(\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} \right) dt \quad (3.24)$$

a posição espacial do fluxo é encontrada a partir de (3.24) e é dada por

$$\delta_s = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}} \right) \quad (3.25)$$

Uma maneira alternativa de calcular a posição espacial do fluxo do estator foi apresentada por B.Hopfensperger et al. (2000) e é dada por

$$\delta_s = \text{tg}^{-1} \left(\frac{v_{1\beta}}{v_{1\alpha}} \right) + \frac{\pi}{2} \quad (3.26)$$

A velocidade síncrona, ω_1 , é determinada a partir da seguinte relação

$$\omega_1 = \frac{d\delta_s}{dt} = \frac{d}{dt} \text{tg}^{-1} \left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}} \right) \quad (3.27)$$

que, combinada com a Equação (3.24), resulta em

$$\omega_1 = \frac{(v_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}) \lambda_{1\alpha} - (v_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) \lambda_{1\beta}}{(\lambda_{1\alpha})^2 + (\lambda_{1\beta})^2} \quad (3.28)$$

e o escorregamento é estimado com o emprego da velocidade do rotor e a velocidade síncrona e é dada por

$$\omega_{sl} = \omega_1 - NP \omega_{mec} \quad (3.29)$$

A posição do rotor é encontrada a partir da integral da velocidade mecânica, dada por

$$\delta_r = \int NP \omega_{mec} dt \quad (3.30)$$

A posição do rotor no referencial estacionário do rotor ($\alpha\beta r$) é dado por

$$\delta_s - \delta_r = \int \omega_{sl} dt \quad (3.31)$$

3.4 Resultados de simulação do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

Os testes de simulação computacional do controlador de potências *deadbeat* proposto foram realizados com o emprego do *software MATLAB/SimPowerSystems*. O controlador digital tem $T = 500 \mu s$ e os parâmetros do gerador estão no Apêndice A. As Figuras 3.2 e 3.3 apresentam o sistema simulado.

Com objetivo de controlar o fator de potência (FP) do GIRB, a potência reativa de referência é calculada em função da potência ativa e do FP desejados. O cálculo da potência aparente é mostrado como.

$$\begin{aligned} S_p &= \sqrt{P_p^2 + Q_q^2} \\ P_p &= S_p \cos\varphi \end{aligned} \quad (3.32)$$

Sendo que S_p é a potência aparente, P_p potência ativa e Q_q a potência reativa.

Então, a partir de (3.32), a potência reativa de referência é calculada em função do fator de potência e da potência de referência, dada por

$$Q_{ref} = P_{ref} \frac{\sqrt{1 - PF^2}}{PF} \quad (3.33)$$

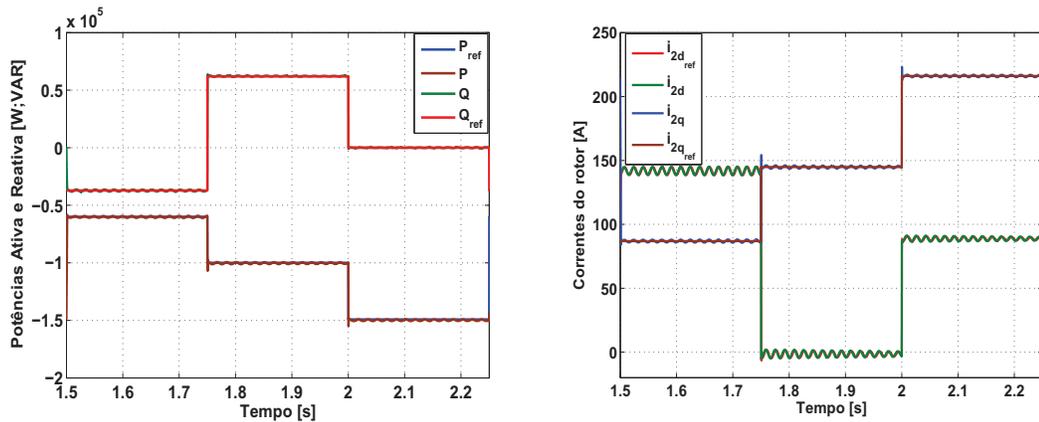
Sendo que $FP = \cos\varphi$ e φ é o ângulo entre a tensão e corrente de fase do estator.

Na presente tese foi empregada a seguinte notação: o sinal (−) significa que a potência está sendo gerada e, por consequência, entregue para a rede de alimentação; e o sinal (+) significa que a potência está sendo absorvida pela máquina. Do ponto de vista do sistema, o FP em avanço significa que gerador está fornecendo reativos para a rede elétrica de alimentação; e o FP em atraso significa que gerador está absorvendo reativos da rede elétrica de alimentação.

Estudos iniciais em operação supersíncrona do GIRB com a velocidade mecânica do rotor em 226,6 rad/s foram realizados para avaliar a resposta dinâmica do controlador de potências proposto. A potência ativa e o fator de potência de referência são -60 kW e FP=0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR). A potência ativa de referência de -60 kW foi alterada para -100 kW e o fator de potência de referência de 0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR) foi alterado para 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) no instante de tempo de 1,75 s, novamente a potência ativa

3.4 Resultados de simulação do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

de referência foi alterada de -100 kW para -149,2 kW e o FP de referência de 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) foi alterado para 1 ($Q_{ref} = 0$ kVAR) no instante de 2 s, respectivamente. Os resultados destes testes estão apresentados na Figura 3.4(a). As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 3.4(b) e as correntes alternadas do estator e rotor são apresentadas na Figura 3.5. Observa-se que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador e que as correntes alternadas não apresentam distorções.



(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura.

Figura 3.4: Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do controlador *deadbeat* de potências do GIRB.

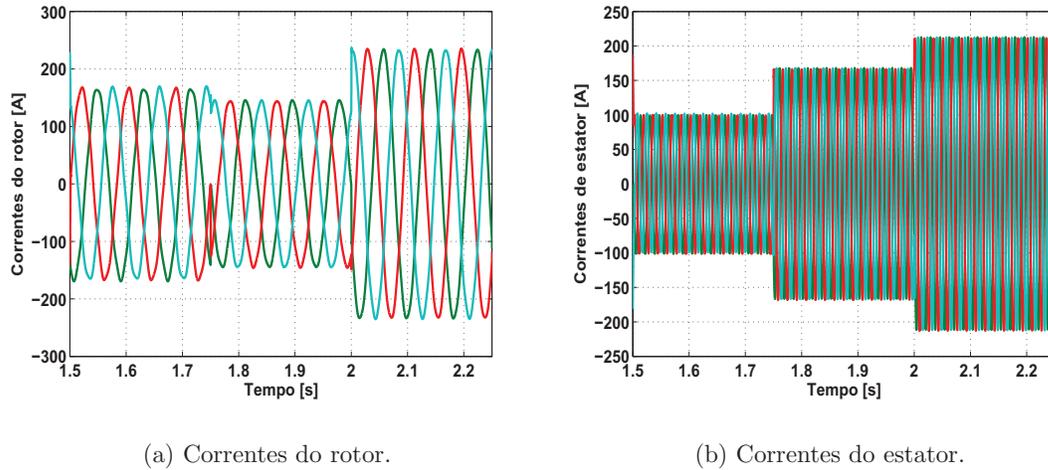
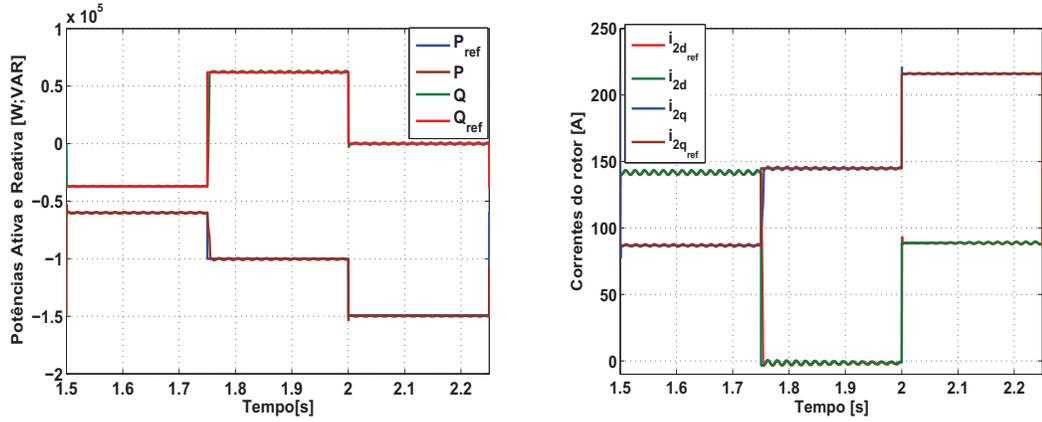


Figura 3.5: Correntes do estator e rotor do GIRB .

O mesmo teste foi realizado com operação em velocidade variável do gerador para testar a estratégia de controle de potências *deadbeat* proposta. Durante o intervalo de tempo 1,75 - 2,09 s, a velocidade do rotor é elevada de 151,1 rad/s até 226,6 rad/s. A Figura 3.6(a) mostra os resultados das respostas para as entradas do tipo degrau de potências ativa e reativa de referências. As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 3.6(b) e as correntes alternadas do estator e rotor são apresentadas na Figura 3.7. As defasagens entre a tensão do estator e a corrente do estator nos instantes em que os valores da potência reativa de referência são alterados, são apresentadas na Figura 3.8. A velocidade do rotor do GIRB é apresentada na Figura 3.9. Observa-se novamente que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador.

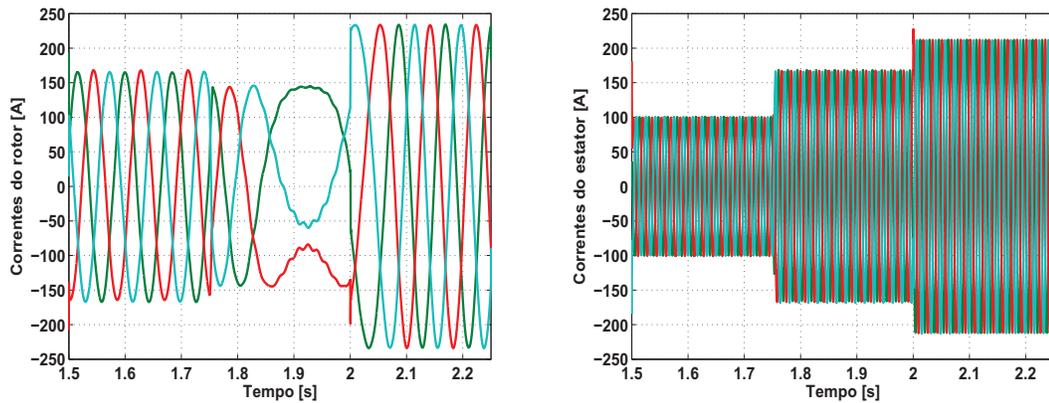
3.4 Resultados de simulação do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB



(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura.

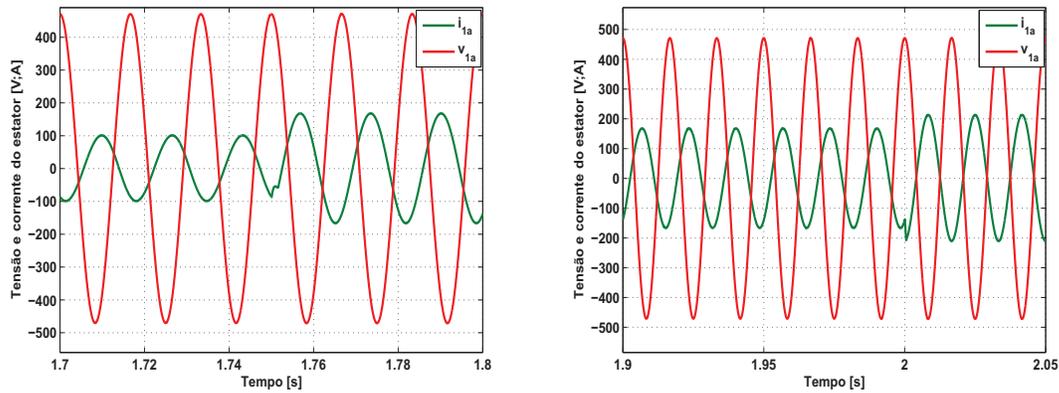
Figura 3.6: Respostas das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável do controlador *deadbeat* de potências do GIRB.



(a) Correntes do rotor.

(b) Correntes do estator.

Figura 3.7: Correntes do estator e rotor do GIRB.



(a) Transitório de fornecimento para consumo de reativos.

(b) Transitório de consumo de reativos para $FP = 1$.

Figura 3.8: Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.

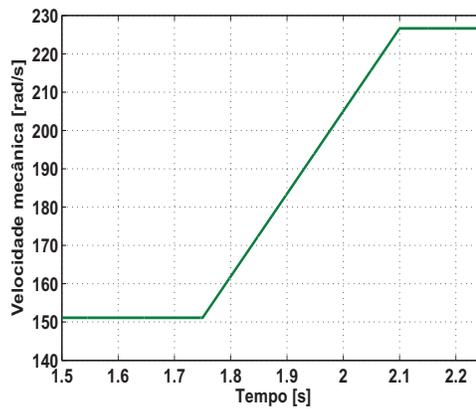
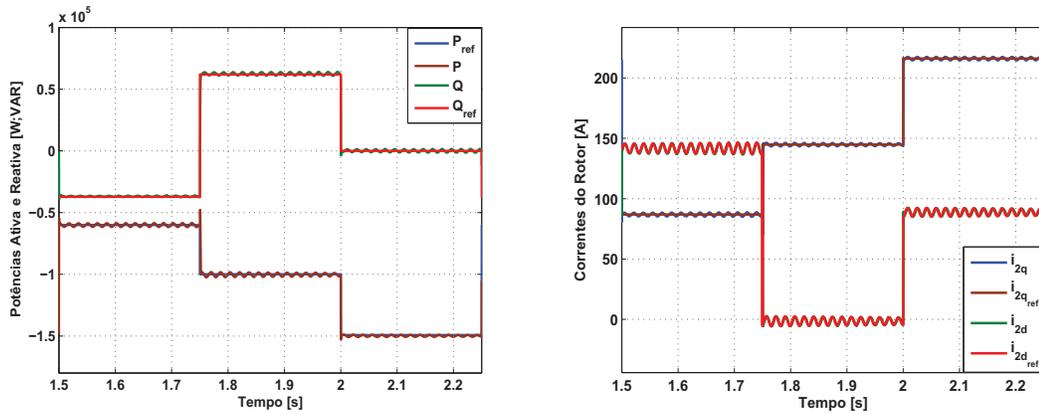


Figura 3.9: Velocidade mecânica do rotor.

Para avaliar o impacto da variação de parâmetros do desempenho do controlador, a resistência do rotor R_2 do GIRB foi aumentada em 20%. O mesmo teste de potências ativa e reativa de referências, com operação em velocidade variável do GIRB incluindo a variação no valor da resistência do rotor, foi realizado e está apresentado nas Figuras 3.10 e 3.11. Novamente, observa-se que as referências estão sendo atendidas pelo controlador. Comparando-se as Figuras 3.6 e 3.10, observa-se que elas são similares, o que também acontece, comparando-se as Figuras 3.7 e 3.11.

3.4 Resultados de simulação do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

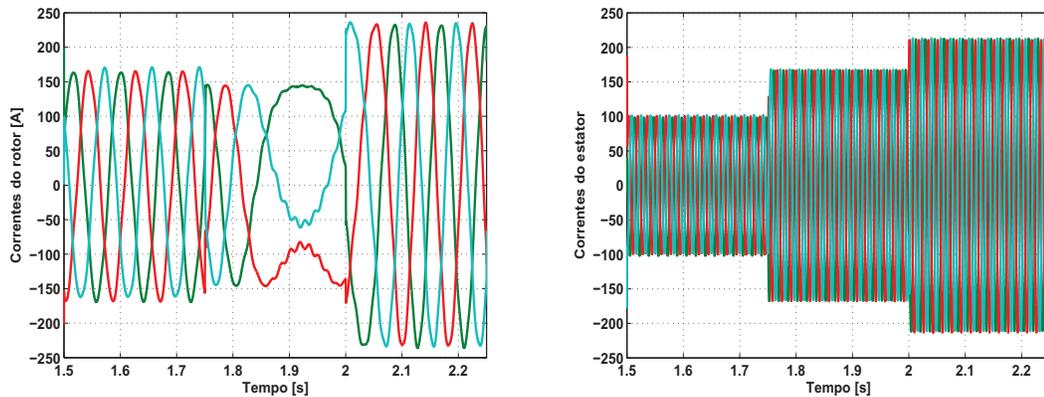
Conseqüentemente, o controlador atende às referências de potência mesmo com erro no valor da resistência do rotor, o que configura relativa robustez à variação deste parâmetro.



(a) Respostas das potências ativa e reativa.

(b) Respostas das correntes do rotor.

Figura 3.10: Resposta ao degrau das potências e correntes do rotor com resistência do rotor R_2 aumentada em 20%.



(a) Correntes alternadas do rotor.

(b) Correntes alternadas do estator.

Figura 3.11: Correntes de rotor e estator do GIRB com resistência do rotor R_2 aumentada em 20%.

Em testes os quais L_m é variado a resposta da potência reativa apresenta erro de regime permanente em torno de 14%, como pode ser observado na Figura 3.12. Esta figura apresenta o

3. Controlador *Deadbeat* de Potências para o GIRB

mesmo teste acima mencionado para degraus de potências ativa e reativa de referências. Assim, conclui-se que o controlador *deadbeat* de potências do GIRB apresentado neste capítulo não tem um desempenho satisfatório neste tipo de teste específico. Então, surge a necessidade de estudar ou propor um controlador que possibilite que as referências das potências ativa e reativa do GIRB atendam as referências mesmo com a variação de L_m . Dessa maneira, dois controladores são propostos nos Capítulos 4 e 5 como soluções alternativas para este problema.

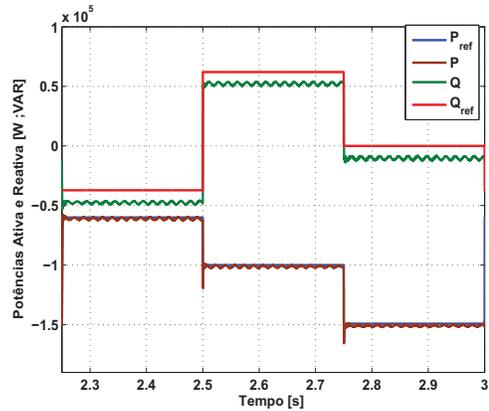


Figura 3.12: Respostas ao degraus das potências ativa e reativa do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.

CAPÍTULO 4

Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

Neste capítulo é apresentado uma estratégia de controle de potências ativa e reativa do GIRB com a utilização do modelo matemático dinâmico do GIRB discretizado como alternativa ao controlador de potências apresentado no Capítulo anterior. O controlador é composto por duas malhas de controle: uma de desacoplamento do fluxo do estator e a outra é a *deadbeat*, que possibilita a diminuição do tempo de acomodação da resposta do controlador.

4.1 Controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat*

Esta técnica de controle digital permite calcular a entrada requerida $\bar{u}(k)$, de maneira que a saída $\bar{x}(k)$ tenha uma resposta dinâmica em função do período de controle e erro de regime permanente aproximadamente nulo com emprego das equações discretas de um sistema linear (Franklin et al., 1994; Yang e Lee, 2002).

A Equação (3.1) pode ser discretizada considerando-se T como período de amostragem e k como a amostra por período. Com a utilização da técnica *zero-order-hold* (ZOH) sem atraso à Equação (3.1) torna-se:

$$\bar{x}(k+1) = A_{d1}\bar{x}(k) + B_{d1}\bar{u}(k) + G_{d1}\bar{w}(k) \quad (4.1)$$

sendo que

$$\begin{aligned} A_{d1} &= e^{AT} \cong I + AT \\ B_{d1} &= \int_0^T e^{AT} B \, d\tau \cong BT \\ G_{d1} &= \int_0^T e^{AT} G \, d\tau \cong GT \end{aligned} \quad (4.2)$$

A equação da entrada \bar{u} no instante $(k - 1)$ é dada por

$$\bar{x}(k) = A_{d1}\bar{x}(k-1) + B_{d1}\bar{u}(k-1) + G_{d1}\bar{w}(k-1) \quad (4.3)$$

Devido ao fato de $G_{d1}\bar{w}(k)$ e $G_{d1}\bar{w}(k-1)$ serem consideradas aproximadamente iguais, então a combinação das Equações (4.1) and (4.3) resulta numa expressão que contém apenas as entradas \bar{u} e saídas \bar{x} .

$$\bar{u}(k) = \bar{u}(k-1) + B_{d1}^{-1}[(\bar{x}(k+1) - \bar{x}(k)) - A_{d1}(\bar{x}(k) - \bar{x}(k-1))] \quad (4.4)$$

A Equação (4.4) indica que a entrada pode ser calculada com o emprego das saídas nos instantes $k - 1$, k e $k + 1$. Esta relação pode ser empregada para calcular a entrada necessária para atender a referência em cada instante de controle, pois as realimentações e as referências nos instantes $k - 1$ e k são úteis quando (4.4) é calculada e qualquer uma delas pode ser usada na criação da entrada.

A lei de controle que emprega a referência \bar{x}_{ref} nos instantes $k + 1$ and k para calcular a entrada \bar{u}_{ff} , com a utilização da Equação (4.4), pode ser formulada como:

$$\bar{u}_{ff}(k) = \bar{u}(k-1) + B_{d1}^{-1}[(\bar{x}_{ref}(k+1) - \bar{x}(k)) - A_{d1}(\bar{x}_{ref}(k) - \bar{x}(k-1))] \quad (4.5)$$

sendo que $\bar{x}_{ref}(k+1)$ e $\bar{x}_{ref}(k)$ são as referências nos instantes $k + 1$ e k respectivamente.

Porém, apenas a Equação (4.5) não tem um desempenho satisfatório. Neste caso, o tempo de acomodação da resposta do sistema torna-se relativamente alto (Franklin et al., 1994; Phillips, 2000). Para melhorar a resposta dinâmica do controlador, ou seja, diminuir o tempo de acomodação da resposta do sistema controlado, será adicionada uma malha de controle *deadbeat*

baseada na variação da saída que é diferente do controlador *deadbeat* proposto no Capítulo anterior. Assim, a entrada total a ser aplicada é dada por

$$\bar{u}_{ref}(k) = \bar{u}_{ff}(k) + \bar{u}_{fb}(k) \quad (4.6)$$

sendo que \bar{u}_{fb} é encontrada a partir de (4.4)–(4.5), e é considerado que A_{d1} e B_{d1} são estimados corretamente e os erros do modelo devido às variações dos parâmetros são ajustados como distúrbios no controle do sinal da saída. Então o controle do sinal da saída pode ser simplificado pela substituição do seu sinal pelos erros da saída, e são dadas por

$$\Delta\bar{x}(k+1) = A_{d1}\Delta\bar{x}(k) + B_{d1}\bar{u}_{fb}(k) \quad (4.7)$$

sendo que $\Delta\bar{x}(k) = \bar{x}_{ref}(k) - \bar{x}(k)$. Observa-se que quando é realizado o controle, $\bar{x}_{ref}(k+1)$ não é utilizável no instante de tempo quando \bar{u}_{fb} é calculada. Por essa razão, $\bar{x}_{ref}(k)$ deve ser empregado no lugar de $\bar{x}_{ref}(k+1)$. Em essência, a referência do controle deve ser atrasada em um período tempo de amostragem no algoritmo do controle. O efeito do atraso da referência em um período de amostragem no algoritmo do controle acarretará no atraso da resposta da saída, mas a forma da resposta da saída se mantém a mesma.

Para a diminuição do tempo de acomodação da resposta da saída e erro de regime permanente nulo, um controlador com realimentação em separado é projetado com emprego de (4.7) e fazendo-se $\bar{u}_{fb}(k) = -G_c\Delta\bar{x}(k)$. Assim, nova expressão é dada por

$$\Delta\bar{x}(k+1) = (A_{d1} - B_{d1}G_c)\Delta\bar{x}(k) \quad (4.8)$$

A partir de (4.8), os ganhos requeridos para erro de regime permanente nulo são encontrados por:

$$(A_{d1} - B_{d1}G_c) = 0. \quad (4.9)$$

O diagrama de blocos que representa as Equações (4.5) e (4.8) está mostrada na Figura 4.1.

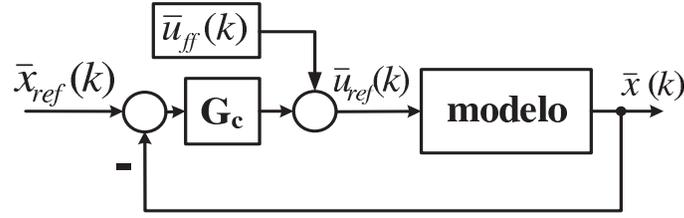


Figura 4.1: Diagrama de blocos do controlador de malha dupla.

4.2 Equações do rotor

O modelo do GIRB é o mesmo utilizado no Capítulo 3, porém a equação de estado utilizada foi alterada de forma a tornar possível a aplicação da nova proposta de controlador.

Para a aplicação do controlador com malha dupla é utilizado o modelo do GIRB, tendo como variáveis de estado, as correntes do rotor no referencial síncrono e, tendo como entrada, a tensão do rotor. Para tal objetivo as Equações 3.11 e 3.12 serão utilizadas.

Substituindo as expressões das correntes de estator, apresentadas em (2.47) e (2.48), em função das correntes de rotor e fluxo de estator, apresentadas em (3.11) e (3.12), as tensões de rotor são dadas por

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} - L_2 \omega_{sl} i_{2q} + \left(\frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1} \right) \frac{di_{2d}}{dt} + \omega_{sl} \frac{L_M^2}{L_1} i_{2q} \quad (4.10)$$

e

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + L_2 \omega_{sl} i_{2d} + \left(\frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1} \right) \frac{di_{2q}}{dt} + \omega_{sl} \left(\frac{L_M}{L_1} \lambda_1 - \frac{L_M^2}{L_1} i_{2d} \right) \quad (4.11)$$

Considerando $\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_1 L_2}$ e $\sigma L_2 = \frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1}$, então (4.10) e (4.11) tornam-se

$$v_{2d} = R_2 i_{2d} - \omega_{sl} \sigma L_2 i_{2q} + \sigma L_2 \frac{di_{2d}}{dt} \quad (4.12)$$

e

$$v_{2q} = R_2 i_{2q} + \omega_{sl} \sigma L_2 i_{2d} + \sigma L_2 \frac{di_{2q}}{dt} + \omega_{sl} \frac{L_M}{L_1} \lambda_1 \quad (4.13)$$

4.3 Controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat* aplicado ao controle de potências do GIRB

o que significa

$$\vec{v}_{2dq} = (R_2 + j\sigma L_2 \omega_{sl}) \vec{i}_{2dq} + \sigma L_2 \frac{d\vec{i}_{2dq}}{dt} + j\omega_{sl} \frac{L_m}{L_1} \lambda_1 \quad (4.14)$$

A representação de (4.14) em espaço de estado é dada por

$$\dot{\vec{i}}_2 = H_1 \vec{i}_2 + K_1 \vec{v}_2 + L_1 \bar{\lambda}_1 \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{2d}}{dt} \\ \frac{di_{2q}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_2 & \omega_{sl} \\ \sigma L_2 & -R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d} \\ v_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl} L_M}{\sigma L_1 L_2} \\ -\frac{\omega_{sl} L_M}{\sigma L_1 L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Da mesma maneira que o capítulo anterior, o GIRB é representado na forma de circuitos elétricos lineares. Porém, no modelo matemático do GIRB aparece indiretamente a velocidade mecânica que pode ser considerada constante, $\omega_{mec} = constante$, num período de amostragem, devido à constante de tempo mecânica do GIRB ser muito maior que as constantes de tempo elétricas (Yamamura, 1992; Holtz et al., 2004; Filho e Filho, 2009). Sendo assim, como a velocidade síncrona é fixada pela rede, então a mesma hipótese é válida para o escorregamento pois $\omega_{sl} = \omega_1 - NP\omega_{mec}$, o que significa que o escorregamento também pode ser considerado constante durante um período de amostragem.

4.3 Controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat* aplicado ao controle de potências do GIRB

O esquema de controle emprega as equações discretizadas do GIRB com objetivo de garantir que as potências ativa e reativa atinjam seus valores de referências. Neste caso, as potências ativa e reativa são controladas com o emprego das correntes do rotor e com o emprego da orientação de campo pelo fluxo do estator, o que possibilita o controle desacoplado entre as componentes de eixo direto e em quadratura do vetor espacial corrente de rotor.

Desde que o vetor tensão aplicado no rotor é constante durante o período de controle de potências para um inversor de frequência fonte de tensão, então a Equação (4.16) pode ser

4. Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

discretizada no instante de tempo k e expressa na forma de espaço de estado com emprego de (4.1) e fazendo-se:

- $\bar{x} = \bar{i}_2$;
- $A = H_1$;
- $B = K_1$;
- $\bar{u} = \bar{v}_2$;
- $G = L_1$;
- $\bar{w} = \bar{\lambda}_1$.

A expressão é dada pela seguinte equação

$$\bar{i}_2(k+1) = A_{d1}\bar{i}_2(k) + B_{d1}\bar{v}_2(k) + G_{d1}\bar{\lambda}_1(k) \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{2d}(k+1) \\ i_{2q}(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2T}{\sigma L_2} & \omega_{sl}T \\ -\omega_{sl}T & 1 - \frac{R_2T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2d}(k) \\ i_{2q}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2d}(k) \\ v_{2q}(k) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl}L_M T}{\sigma L_1 L_2} \\ \frac{-\omega_{sl}L_M T}{\sigma L_1 L_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_1(k) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Sendo que:

$$\begin{aligned} A_{d1} &= e^{AT} \cong I + AT = e^{H_1T} \cong I + H_1T = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_2T}{\sigma L_2} & \omega_{sl}T \\ -\omega_{sl}T & 1 - \frac{R_2T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ B_{d1} &= \int_0^T e^{AT} B d\tau \cong BT = K_1T = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_2} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_2} \end{bmatrix} \\ G_{d1} &= \int_0^T e^{AT} G d\tau \cong GT = L_1T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl}L_M T}{\sigma L_1 L_2} \\ \frac{-\omega_{sl}L_M T}{\sigma L_1 L_2} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

4.3 Controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat* aplicado ao controle de potências do GIRB

O vetor tensão de rotor pode ser calculado pelo emprego das correntes do rotor nos instantes $k - 1$, k e $k + 1$ com o emprego das Equações (4.5) e (4.18) e é dada por

$$\begin{aligned} \vec{v}_{2dqff}(k) &= \vec{v}_{2dq}(k-1) + \\ &+ \frac{\sigma L_2}{T} [(\vec{i}_{2dqref}(k+1) - \vec{i}_{2dq}(k))] - \left(\frac{\sigma L_2}{T} - R_2 \right) [(\vec{i}_{2dqref}(k) - \vec{i}_{2dq}(k-1))] + \\ &-j \sigma L_2 \omega_{sl} [(\vec{i}_{2dqref}(k) - \vec{i}_{2dq}(k-1))] \end{aligned} \quad (4.20)$$

o que significa:

$$\begin{aligned} v_{2dff}(k) &= v_{2d}(k-1) + \\ &+ \frac{\sigma L_2}{T} [(i_{2dref}(k+1) - i_{2d}(k))] - \left(\frac{\sigma L_2}{T} - R_2 \right) [(i_{2dref}(k) - i_{2d}(k-1))] + \\ &+ \sigma L_2 \omega_{sl} [(i_{2qref}(k) - i_{2q}(k-1))] \end{aligned} \quad (4.21)$$

e

$$\begin{aligned} v_{2qff}(k) &= v_{2q}(k-1) + \\ &+ \frac{\sigma L_2}{T} [(i_{2qref}(k+1) - i_{2q}(k))] - \left(\frac{\sigma L_2}{T} - R_2 \right) [(i_{2qref}(k) - i_{2q}(k-1))] + \\ &- \sigma L_2 \omega_{sl} [(i_{2dref}(k) - i_{2d}(k-1))] \end{aligned} \quad (4.22)$$

Para a diminuição dos erros de regime permanente das potências, diminuição de erros devido à variação paramétrica e para diminuir o tempo de acomodação da resposta do sistema a partir das Equações (4.8) e (4.9), é calculado o ganho requerido. Este ganho é encontrado isolando-se G_c da Equação (4.9) e está apresentado na Equação (4.23).

$$G_c = \frac{\sigma L_2}{T} \left(1 - \frac{R_2 T}{\sigma L_2} - j \omega_{sl} T \right) \quad (4.23)$$

Neste caso, os erros devido à variação paramétrica do sistema são modelados como variações na correntes do rotor (saídas).

Para o controle das potências ativa e reativa, as correntes de referências devem ser calculadas a partir das Equações (3.21) e (3.22), respectivamente.

4. Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

O diagrama de blocos do controlador é apresentado na Figura 4.2. Da mesma maneira que o Capítulo 3, o conversor conectado à rede controla a tensão do elo de corrente contínua e estratégias de controle para este conversor foram apresentadas por Rodríguez et al. (2005) e por Blaabjerg et al. (2006).

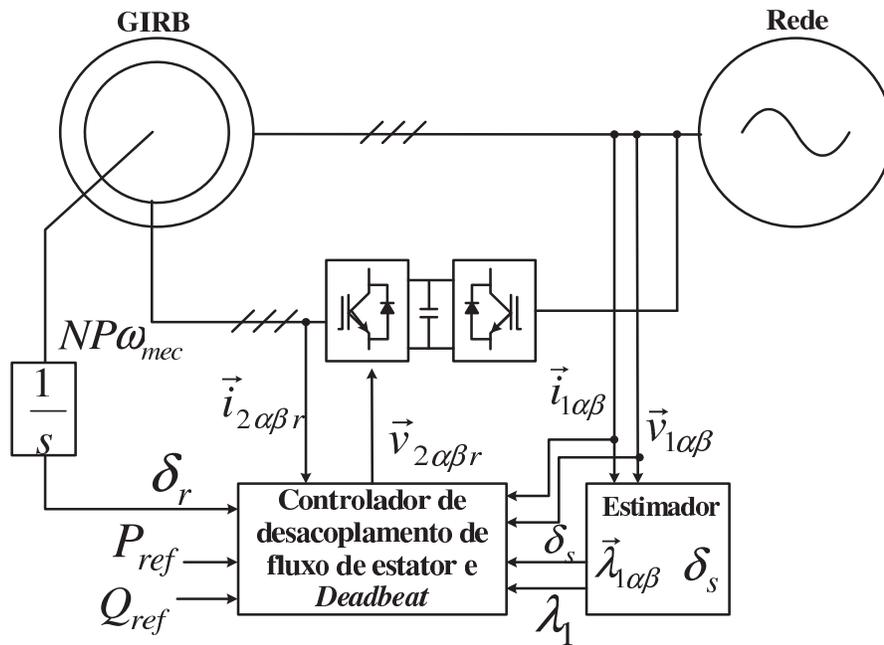


Figura 4.2: Diagrama de blocos do controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat* aplicado ao controle de potências do GIRB.

Da mesma maneira que o Capítulo anterior, se as tensões do eixo direto e em quadratura do rotor são calculadas de acordo com as equações (4.20), (4.23), (3.21) e (3.22) e injetadas no GIRB, então as potências ativa e reativa convergirão para os seus valores de referência. O vetor tensão de rotor desejado no referencial do rotor $\alpha\beta r$ gera os sinais de chaveamento para o lado do rotor com emprego de qualquer modulação por vetores espaciais que é dada por $\vec{v}_{2\alpha\beta r} = \vec{v}_{2dq} e^{\delta_s - \delta_r}$. A transformação do referencial síncrono dq para o estacionário $\alpha\beta r$, a partir de $\delta_s - \delta_r$, é encontrada na Equação (3.23).

A estimação do fluxo do estator, sua posição espacial, escorregamento é a mesma encontrada na seção 3.3.1.

4.4 Impacto da variação dos parâmetros do GIRB no desempenho do controlador de desacoplamento de fluxo de estator associado com o controlador *deadbeat*

4.4 Impacto da variação dos parâmetros do GIRB no desempenho do controlador de desacoplamento de fluxo de estator associado com o controlador *deadbeat*

A análise do impacto das variações dos parâmetros do GIRB foi realizada pelo uso das Equações (4.20), (4.23), (3.21) e (3.22), que permitem o cálculo do vetor tensão do rotor. A resistência do estator empregada na estimação do fluxo do estator e a resistência do rotor empregada no cálculo das tensões do rotor podem ter seus impactos negligenciados no desempenho do sistema (B.Hopfensperger et al., 2000; Zhi e Xu, 2007). A exatidão do cálculo do vetor tensão do rotor é influenciada pelas constantes σL_2 e pela relação entre das indutâncias L_1/L_M , que são determinadas pela indutância de dispersão do estator e rotor e indutância mútua. Desde que o caminho do fluxo de dispersão é o ar, a variação das indutâncias de dispersão durante a operação é insignificante. Contudo, a variação da indutância de magnetização necessita ser considerada devido à possível variação da permeabilidade magnética do estator e rotor sobre diferentes condições de operação. Os parâmetros requeridos podem ser simplificados considerando que os valores das indutâncias de dispersão L_{l1} e L_{l2} são pequenos quando comparados com a indutância mútua L_m , como é mostrado abaixo.

$$\begin{aligned}\sigma L_2 &= L_2 - \frac{L_M^2}{L_1} = \frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1} = \\ &= \frac{(L_{l1} L_{l2}) + L_M(L_{l1} + L_{l2}) + L_M^2 - L_M^2}{L_{l1} + L_M} \cong \\ &\cong \frac{L_M(L_{l1} + L_{l2})}{L_M} = (L_{l1} + L_{l2})\end{aligned}\quad (4.24)$$

$$\frac{L_1}{L_M} = \frac{L_M + L_{l1}}{L_M} = 1 + \frac{L_{l1}}{L_M} \cong 1\quad (4.25)$$

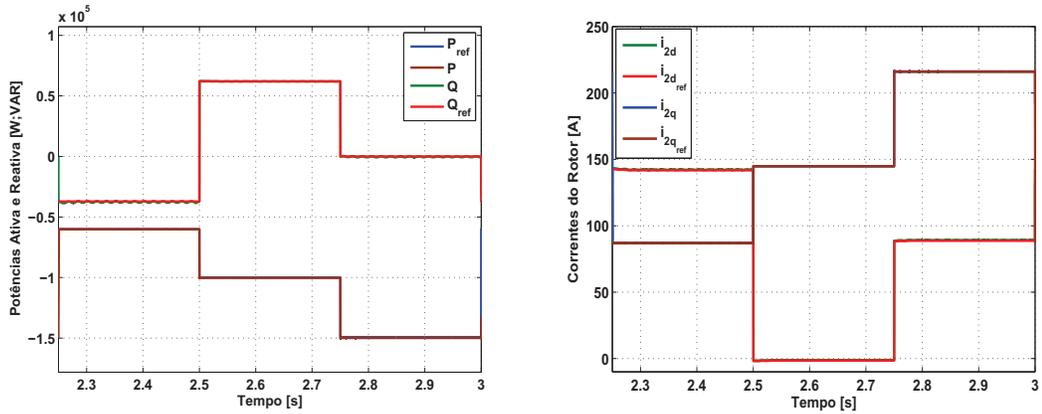
Em (4.24) e (4.25) é mostrado que variações de L_M têm pequeno impacto em σL_2 e L_1/L_M e, por esta razão, sua influência no desempenho na estratégia de controle proposta também pode ser considerada insignificante.

4.5 Resultados de Simulação do controlador de potências de desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* para o GIRB

Os testes de simulação computacional do controlador de potências com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* proposto foram realizados com o emprego do software *MATLAB/SimPowerSystems*® e com o mesmo tempo de amostragem $T = 500 \mu s$ e os mesmos dados da máquina apresentada na Seção 3.4 que podem ser encontrados no Apêndice A. Os mesmos testes da Seção 3.4 também foram realizados afim de verificar o desempenho do controlador proposto.

Estudos iniciais em operação supersíncrona do GIRB com velocidade mecânica do rotor de 226,6 rad/s foram realizados para avaliar a resposta dinâmica do controlador de potências proposto. A potência ativa e o fator de potência de referência são -60 kW e FP=0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR). A potência ativa de referência de -60 kW foi alterada para -100 kW e o fator de potência de referência de 0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR) foi alterado para 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) no instante de tempo de 2,5 s, novamente potência ativa de referência foi alterada de -100 kW para -149,2 kW e o FP de referência de 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) foi alterado para 1 ($Q_{ref} = 0$ kVAR) no instante de 2,75 s, respectivamente. Os resultados destes testes estão apresentados na Figura 4.3(a). As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 4.3(b) e as correntes alternadas do estator e rotor são apresentadas na Figura 4.4. Observa-se que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador e que as correntes alternadas não apresentam distorções durante os testes realizados.

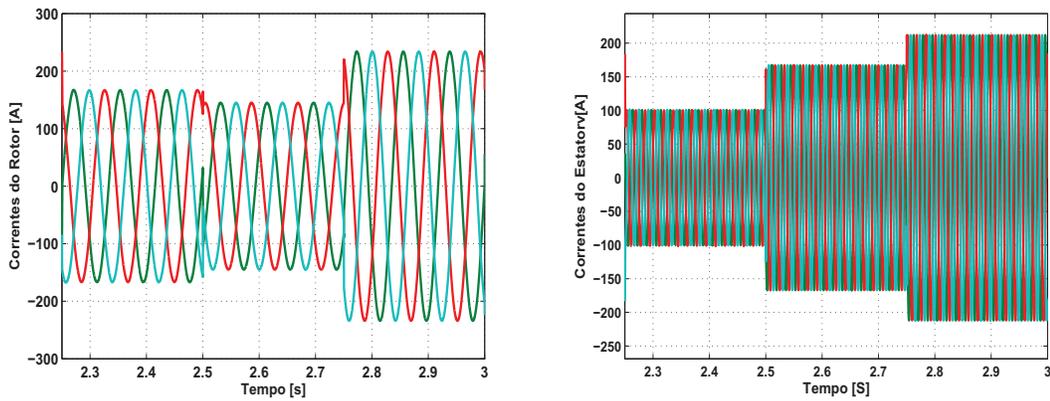
4.5 Resultados de Simulação do controlador de potências de desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* para o GIRB



(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator GIRB.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura do GIRB.

Figura 4.3: Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do GIRB.



(a) Correntes do rotor do GIRB.

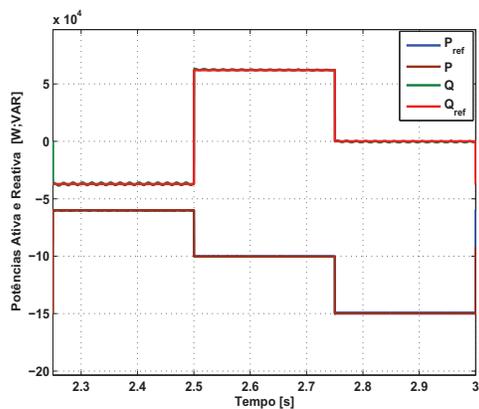
(b) Correntes do estator do GIRB.

Figura 4.4: Correntes do estator e rotor do GIRB.

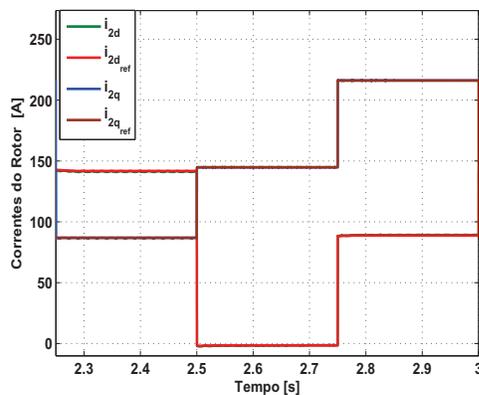
O mesmo teste foi realizado com operação em velocidade variável do gerador para testar a estratégia de controle de potências proposta. Durante o intervalo de tempo 2,5-2,85s, a velocidade do rotor é elevada de 151,1 rad/s até 226,6 rad/s. A Figura 4.5(a) mostra os resultados da resposta para as entradas do tipo degrau de potências ativa e reativa de referência. As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 4.5(b) e as correntes alternadas

4. Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador deadbeat de potências para o GIRB

do estator e rotor são apresentadas na Figura 4.6. As defasagens entre a tensão do estator e corrente do estator nos instantes em que os valores da potência reativa de referência são alterados, são apresentadas na Figura 4.7. A velocidade do rotor do GIRB é apresentada na Figura 4.8. Observa-se novamente que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador.

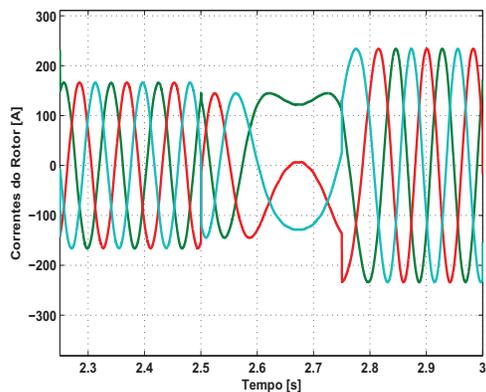


(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator do GIRB.

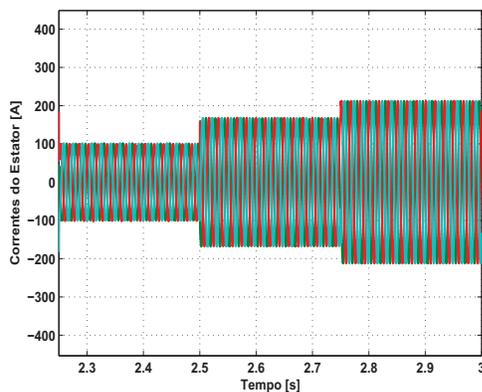


(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura do GIRB.

Figura 4.5: Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável.



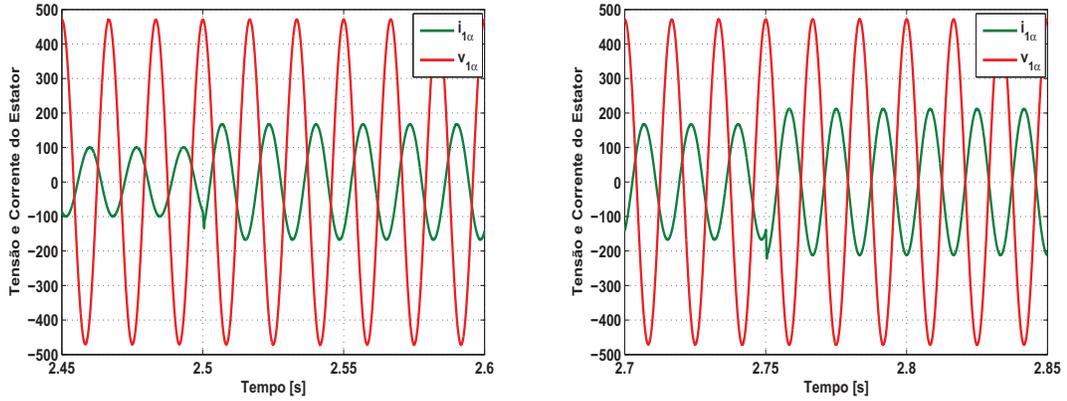
(a) Correntes do rotor do GIRB.



(b) Correntes do estator do GIRB.

Figura 4.6: Correntes do estator e rotor do GIRB.

4.5 Resultados de Simulação do controlador de potências de desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* para o GIRB



(a) Transitório de fornecimento para consumo de reativos.

(b) Transitório de consumo de reativos para $FP = 1$.

Figura 4.7: Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.

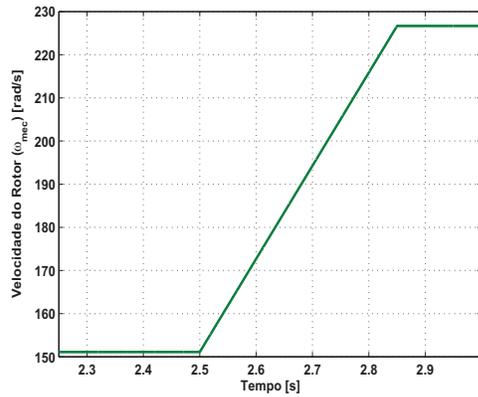
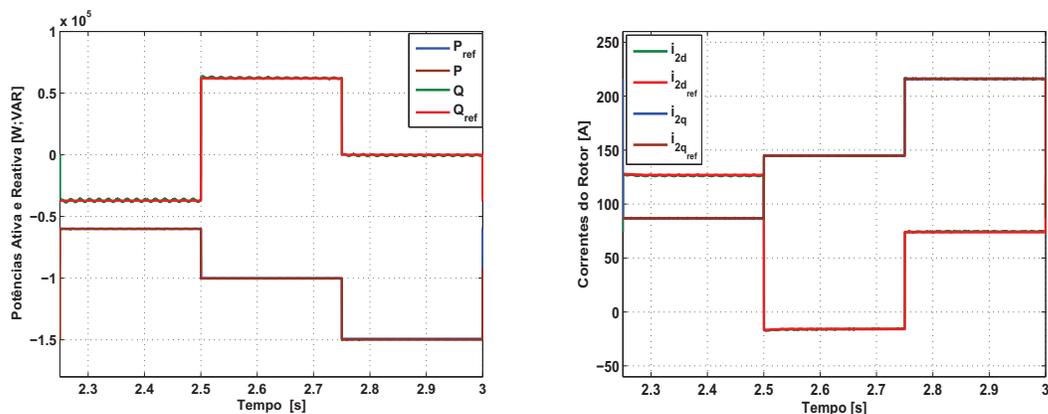


Figura 4.8: Velocidade mecânica do rotor do GIRB.

Para avaliar o impacto da variação dos parâmetros no desempenho do controlador a resistência do rotor R_2 e a indutância mútua L_m do GIRB foram aumentadas em 20%. O mesmo teste de potências ativa e reativa de referências com operação em velocidade variável do GIRB, incluindo a variação no valor da resistência do rotor, foi realizado e está apresentado nas Figuras 4.9 e 4.10. Novamente, observa-se que as referências estão sendo atendidas pelo controlador. Comparando-se as Figuras 4.5 e 4.9, observa-se que elas são similares, o que também acontece comparando-se as Figuras 4.6 e 4.10. Conseqüentemente, o controlador atende às referências de potência, mesmo

4. Controlador de desacoplamento de fluxo de enrolamento de estator associado com o controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

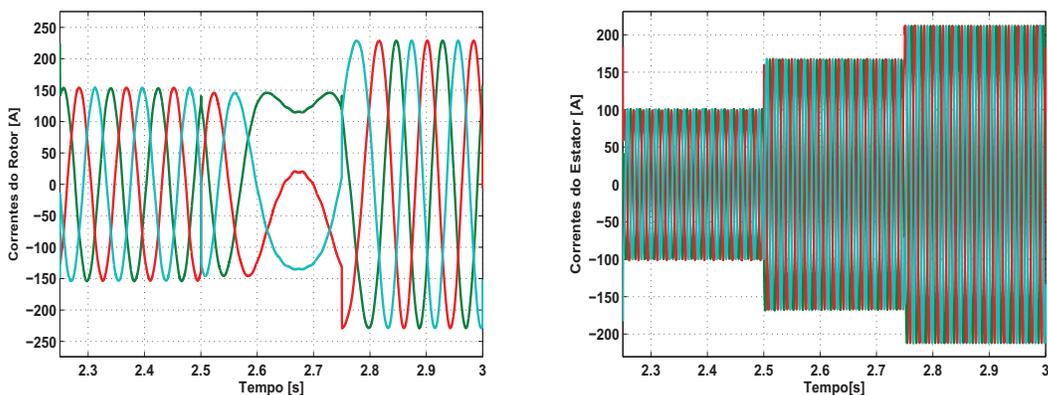
com erro no valor da resistência do rotor e no valor da indutância mútua o que configura relativa robustez à variação destes parâmetros.



(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator do GIRB.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor do GIRB.

Figura 4.9: Respostas ao degrau das potências e correntes do rotor do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.



(a) Correntes alternadas do rotor do GIRB.

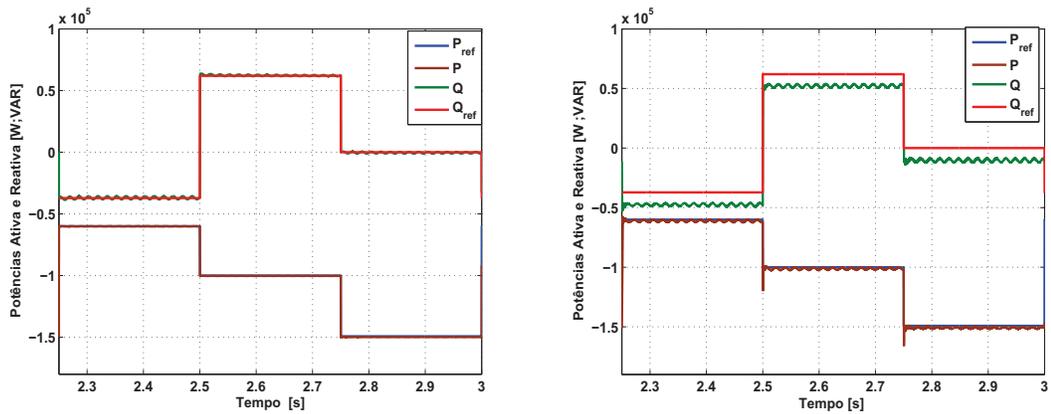
(b) Correntes alternadas do estator do GIRB.

Figura 4.10: Correntes de rotor e estator do GIRB com R_2 e L_m aumentados em 20%.

A comparação das repostas das potências dos controladores *deadbeat* do Capítulo anterior e o presente controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* para o teste que

4.5 Resultados de Simulação do controlador de potências de desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* para o GIRB

acabou de ser apresentado, quando a resistência do rotor R_2 e a indutância mútua L_m do GIRB são aumentadas em 20%, está apresentada na Figura 4.11. Observa-se que apesar de ambos os controladores atenderem as referências, o controlador *deadbeat* para o caso da potência reativa apresenta um erro de regime elevado (em torno de 14%). Dessa maneira, pode-se concluir que o controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* apresenta um melhor desempenho nessa situação. Isto ocorre devido ao fato do controlador *deadbeat* não ser robusto à variação da indutância mútua.



(a) Resposta ao degraus do controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat*.

(b) Resposta ao degraus do controlador *deadbeat*.

Figura 4.11: Comparação entre os controladores com os parâmetros R_2 e L_m do GIRB aumentados em 20%.

CAPÍTULO 5

Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

5.1 Controle Preditivo

O termo controle preditivo designa o conjunto de estratégias de controle baseado no modelo da planta. Esta técnica possibilita a realização dos cálculos do comportamento futuro das saídas compara-las com as referências futuras e a partir da minimização de uma função custo encontra-se a sequência de valores para a entrada do sistema, de tal forma que as referências sejam atendidas. Dessa maneira, diferentemente dos controladores PI e dos controladores apresentados nos Capítulos 3 e 4 que não levam em consideração as implicações futuras dos sinais de controles gerados, o controlador preditivo emprega estas informações no cálculo da entrada, o que configura um comportamento antecipativo. Esta característica é desejável em sistemas onde existe mudança rápida de referência. Uma outra característica que o difere dos controladores citados é a possibilidade de lidar de forma explícita com as restrições de tal forma que a minimização da função custo objetivo é sujeita às limitações do sistema. Dessa maneira, quanto mais preciso é o modelo da planta melhor será o desempenho do controlador.

O controle preditivo básico tem as seguintes etapas:

Predição:

Nesta etapa é realizado os cálculos das saídas futuras a serem controladas baseado no modelo do sistema. O tipo de modelagem empregado para tal procedimento configura as maiores diferenças entre os controladores preditivos (Camacho e Bordons, 1998; Rossiter, 2003). Neste caso a predição pode ser realizada pela função de transferência da planta, das suas equações de estados, ou algoritmos *fuzzy* (Zhang et al., 1996; Cheok e Ertugrul, 1999; Kennel et al., 2001) .

5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

As predições contêm, entre seus termos, as entradas futuras que são os valores que se desejam encontrar para aplicar ao processo.

Obtenção da lei de controle:

Nesta etapa é calculado o sinal de controle a ser aplicado na planta através da minimização do erro entre a última etapa da predição e a referência futura. Neste caso, minimiza-se a função custo objetivo, com as predições da saída da planta, afim de obter a entrada que possibilite que as referências futuras sejam atendidas. O tipo de função custo objetivo emprega também configura como diferenças entre os controladores preditivos. A função custo empregada na presente tese é a que considera o erro quadrático, dada por

$$J_c = \sum_{i=n_1}^{i=n_y} (r_i - x_i)^2 + \sum_{i=1}^{i=n_u} \omega_{ui} \Delta u_i^2 \quad (5.1)$$

Sendo que:

- n_1 o horizonte inicial de predição das saídas;
- n_y o horizonte final de predição das saídas;
- n_u o horizonte de controle;
- ω_{ui} é a ponderação no sinal de controle;
- x_i é a predição das saídas passos adiante, ou seja, a variável controlada calculada em cada instante de amostragem k ;
- r_i é o sinal de referência futura e;
- Δu_i é a variação no sinal de controle, ou seja, variação na variável manipulada calculado no instante k .

Após estas duas etapas mencionadas os sinais de controle são obtidos, ou seja, as entradas que possibilitarão às referências futuras serem atendidas são obtidas. Assim, escolhem-se os sinais a serem aplicados no processo; no caso da estratégia de horizonte deslizante apenas o primeiro sinal é aplicado ao sistema (de Santana, 2007). O diagrama de blocos que representa uma estratégia de controle preditivo típica é apresentado na Figura 5.1.

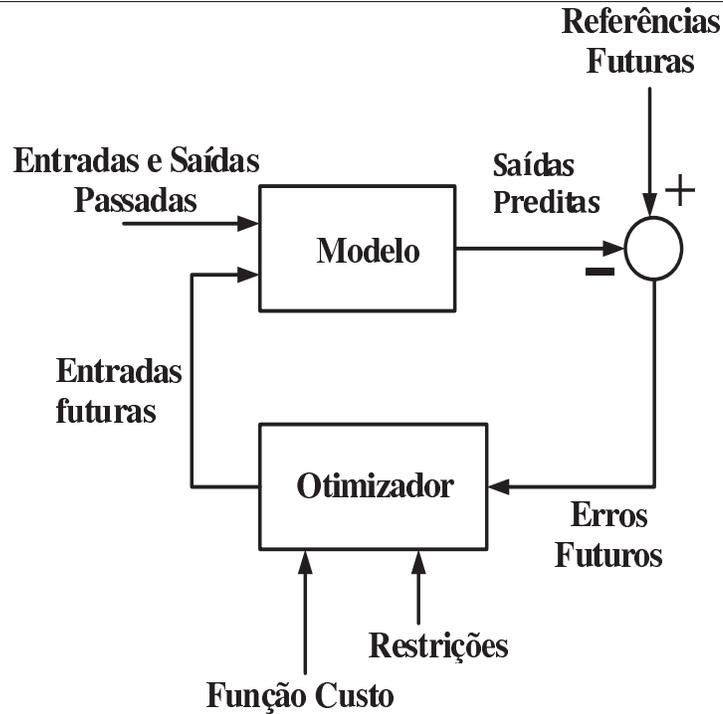


Figura 5.1: Diagrama de blocos do controlador preditivo.

5.2 Controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB

Para o controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB será utilizada a Equação (4.18), que representa a equação de estado discretizada do circuito dos enrolamentos do rotor do gerador de indução apresentadas no Capítulo 4, para a predição do comportamento futuro das saídas do sistema. Esta consideração é realizada pois, como foi mencionado nos Capítulos 2 e 3, para o controle de potências do GIRB na configuração utilizada na presente tese apenas controla-se as correntes dos enrolamentos do circuito de rotor. Com relação ao tempo de amostragem T , deve-se escolher um valor para este parâmetro para que as respostas sejam antecipativas e que a predição baseada no modelo represente o comportamento futuro do sistema modelado. Então, deve-se escolher valores de T que considerem a menor constante de tempo do sistema e n_y de tal forma que Tn_y seja menor que o valor de 15% da menor constante de tempo do sistema como é sugerido por de Santana (2007). Para a obtenção da lei de controle será empregada a função custo matricial que emprega o erro quadrático encontrado a partir da Equações (5.1).

5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

A etapa da predição pode ser realizada por diversas técnicas, nas quais pode ser empregado o modelo em espaço-estado do sistema ou sua função de transferência (Camacho e Bordons, 1998; Rossiter, 2003; Kennel e Linder, 2005; Linder e Kennel, 2005; de Santana et al., 2008). Na presente tese, a predição das saídas é realizada a partir do modelo matemático dinâmico da equação de estado discretizada do GIRB (4.18), e é dada por

$$Y = P_{px}x_k + HU + D\omega_{dk} \quad (5.2)$$

As matrizes apresentadas na Equação (5.2) são calculadas a partir das matrizes discretizadas que representam o GIRB que estão apresentadas na Equação (4.18) e são dadas por

$$Y = \left[y(k+1) \quad y(k+2) \quad \cdots \quad y(k+n_y) \right]^T \quad (5.3)$$

$$U = \left[u(k) \quad u(k+1) \quad \cdots \quad u(k+n_y-1) \right]^T \quad (5.4)$$

$$P_{px} = \left[C_{d1}A_{d1} \quad C_{d1}A_{d1}^2 \quad C_{d1}A_{d1}^3 \quad \cdots \quad C_{d1}A_{d1}^{n_y} \right]^T \quad (5.5)$$

$$H = \begin{bmatrix} C_{d1}B_{d1} & 0 & 0 & \cdots \\ C_{d1}A_{d1}B_{d1} & C_{d1}B_{d1} & 0 & \cdots \\ C_{d1}A_{d1}^2B_{d1} & C_{d1}A_{d1}B_{d1} & C_{d1}B_{d1} & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{d1}A_{d1}^{n_y-1}B_{d1} & C_{d1}A_{d1}^{n_y-2}B_{d1} & C_{d1}A_{d1}^{n_y-3}B_{d1} & \cdots \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$D = \begin{bmatrix} C_{d1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ C_{d1}A_{d1} & C_{d1} & 0 & \cdots & 0 \\ C_{d1}A_{d1}^2 & C_{d1}A_{d1} & C_{d1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ C_{d1}A_{d1}^{n_y-1} & C_{d1}A_{d1}^{n_y-2} & C_{d1}A_{d1}^{n_y-3} & \cdots & C_{d1} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Sendo que Y é o vetor saídas previstas, U é o vetor entradas calculados, a partir da lei de controle obtida, $x_k = \bar{x}(k)$ e $\omega_{d_k} = \bar{\omega}_d(k)$.

A escolha do horizonte final de predição das saídas, n_y , é crítico para o desempenho do controlador, pois a escolha de altos valores para este parâmetro melhora a estabilidade do sistema, mas aumenta excessivamente o custo computacional envolvido na implementação da predição. Outro fato que deve ser levado em consideração na escolha de n_y é a precisão do modelo matemático do sistema que é representado, pois quando não há esta garantia, deve-se escolher um valor para n_y relativamente pequeno.

Na etapa da obtenção da lei de controle, esta lei é obtida através da minimização da função custo, que é a mesma apresentada na Equação (5.1) e é dada, na sua forma matricial, por

$$J_c = (Y - w)^T W_y (Y - w) + U^T W_u U \quad (5.8)$$

Sendo que $w \in R^{(n_y \times q) \times 1}$ representa o vetor de referências futuras da saída a ser controlada, $W_y \in R^{(n_y \times q) \times (n_y \times q)}$ é uma matriz definida-positiva, usualmente diagonal, que permite enfatizar cada saída controlada e suas predições, $W_u \in R^{n_u \times n_u}$ também é uma matriz definida-positiva, usualmente diagonal, que pondera o esforço de controle das entradas, $U \in R^{n_u \times n_u}$ é o vetor de entradas, q é o número de saídas e n_u é o horizonte de controle.

No caso de $n_u = 1$, a magnitude das entradas representa um valor médio que leva as saídas a atenderem a referência. Caso escolha-se um valor de $n_u > 1$, o controle gerará sinais de controle que fazem a saída seguir a referência de forma mais próxima. Com valores muito altos de n_u , sinais de controle altos são gerados e o custo computacional cresce excessivamente.

A Matriz W_u reflete o esforço de controle e seus elementos devem ser diferentes de zero devido ao fato que esses valores influenciam na resposta do controlador causando altos *overshoots*. Assim, se os elementos de W_u são nulos, isto significa que o atuador pode prover energia infinita o que não é verdadeiro para dispositivos reais. A matriz W_y permite enfatizar cada predição da saída individualmente e melhora o tempo de resposta da planta. Um método de projeto destes elementos para um sistema não linear é apresentado por An et al. (2009) embora o custo computacional envolvido neste processo seja significativo.

Na função custo (5.8), o modelo matemático do sistema é considerado linearizado como citado nos Capítulos 3 e 4. O valor mínimo da função custo pode ser determinado algebricamente a

5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

partir de $\frac{\partial J_c}{\partial U} = 0$. Desde que, as matrizes P_{px} , H e D são dependentes dos valores estimados, elas devem ser atualizadas em cada ciclo de controle. A substituição do vetor saída Y , a partir da Equação (5.2) na Equação (5.8), resulta numa função de custo quadrática, dependente do vetor entrada U , que dá a solução analítica ideal. A lei de controle que utiliza o valor mínimo da função custo é encontrada isolando-se U da expressão $\frac{\partial J_c}{\partial U} = 0$. Assim, a expressão para a entrada é dada por

$$U = (H^T W_y H + W_u)^{-1} H^T W_y (w - P_{px} x_k - D \omega_{dk}) \quad (5.9)$$

O digrama de blocos que representa o controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB está apresentado na Figura 5.2.

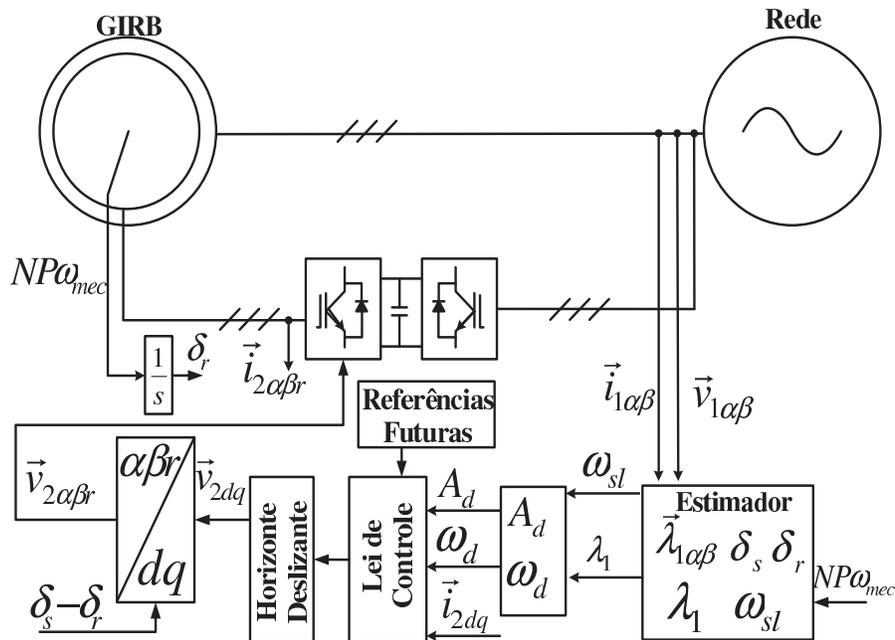


Figura 5.2: Diagrama de blocos do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB.

Para o controle das potências ativa e reativa do GIRB podem ser utilizadas as Equações (3.21) e (3.22) para o cálculo das correntes de rotor de referências. Assim, da mesma maneira que o Capítulo anterior, se as tensões do eixo direto e em quadratura do rotor são calculadas de acordo com as equações (5.9), (3.21) e (3.22) e injetadas no GIRB, então as potências ativa e reativa convergirão para os seus valores de referência. O vetor tensão de rotor desejado no referencial do rotor $\alpha\beta r$ gera os sinais de chaveamento para o lado do rotor com emprego de qualquer modulação

5.3 Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB

por vetores espaciais que, é dado por $\vec{v}_{2\alpha\beta r} = \vec{v}_{2dq} e^{\delta_s - \delta_r}$. A transformação do referencial síncrono dq para o estacionário $\alpha\beta r$, a partir de $\delta_s - \delta_r$, é encontrada na Equação (3.23).

5.2.0.1 Impacto da variação de parâmetros do GIRB no desempenho do sistema de controle preditivo

Da mesma maneira que no Capítulo anterior na seção 4.4, a mesma análise do impacto das variações do parâmetros do GIRB foi realizada, porém com a utilização das Equações (5.2), (5.9), (3.21) e (3.22), que permitem o cálculo do vetor espacial da tensão de rotor. As mesmas considerações para a resistência do estator empregada na estimação do fluxo do estator e a resistência do rotor empregada no cálculo das tensões do rotor foram empregadas, assim como, a exatidão do cálculo do vetor tensão do rotor é influenciada pelas constantes σL_2 e pela relação entre as indutâncias L_1/L_M , que são determinadas pela indutância de dispersão do estator e rotor e indutância mútua. Os resultados são os mesmo obtidos que a Equações (4.24) e (4.25), em que as variações de L_M têm pequeno impacto em σL_2 e L_1/L_M e, por esta razão, sua influência no desempenho na estratégia de controle preditivo proposta também pode ser considerada insignificante.

5.3 Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB

Os testes de simulação computacional do controlador preditivo baseado no modelo proposto foram realizados com o emprego do *software MATLAB/SimPowerSystems*® e com o mesmo tempo de amostragem $T = 500 \mu s$ e mesmos dados da máquina apresentada na Seção 3.4, que podem ser encontrados no Apêndice A. Os mesmos testes das Seções 3.4 e 4.5 também foram realizados afim de verificar o desempenho do controlador preditivo proposto.

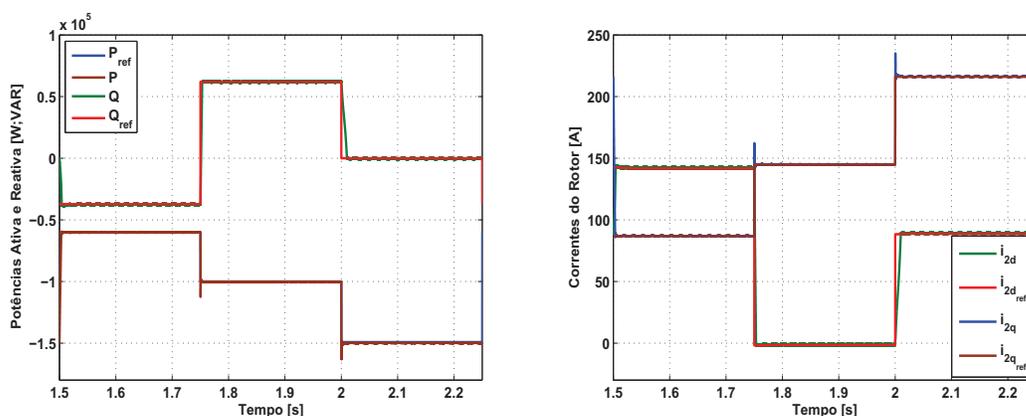
Na presente tese foi adotado $n_y = 2$ e $n_u = 1$. As matrizes W_y e W_u foram ajustadas através de simulações computacionais, de forma que as respostas das saídas atendam as referências.

$$W_y = \begin{bmatrix} 15 & 0 \\ 0 & 45 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

e

$$W_u = \begin{bmatrix} 0,002 & 0 \\ 0 & 0,01 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Da mesma maneira que nos Capítulos anteriores, estudos iniciais em operação supersíncrona do GIRB com velocidade mecânica do rotor de 226,6 rad/s foram realizados para avaliar a resposta dinâmica do controlador de potências proposto. A potência ativa e o fator de potência de referência são -60 kW e FP=0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR). A potência ativa de referência de -60 kW foi alterada para -100 kW e o fator de potência de referência de 0,85 em avanço ($Q_{ref} = -37,2$ kVAR) foi alterado para 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) no instante de tempo de 1,75 s, novamente potência ativa de referência foi alterada de -100 kW para -149,2 kW e o FP de referência de 0,85 em atraso ($Q_{ref} = 62$ kVAR) foi alterado para 1 ($Q_{ref} = 0$ kVAR) no instante de 2 s, respectivamente. Os resultados destes testes estão apresentados na Figura 5.3(a). As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 5.3(b) e as correntes alternadas do estator e rotor são apresentadas na Figura 5.4. Observa-se também que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador e que as correntes alternadas não apresentam distorções durante a realização dos testes.

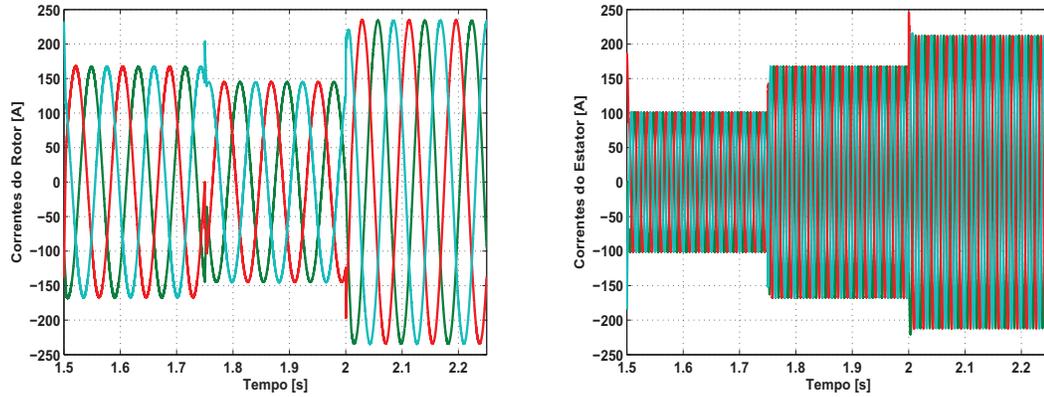


(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator do GIRB.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura do GIRB.

Figura 5.3: Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor do GIRB.

5.3 Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB



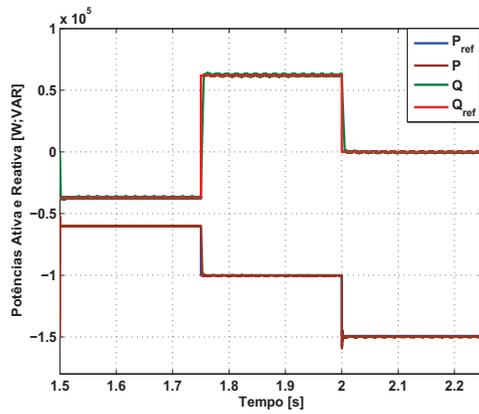
(a) Correntes do rotor do GIRB.

(b) Correntes do estator do GIRB.

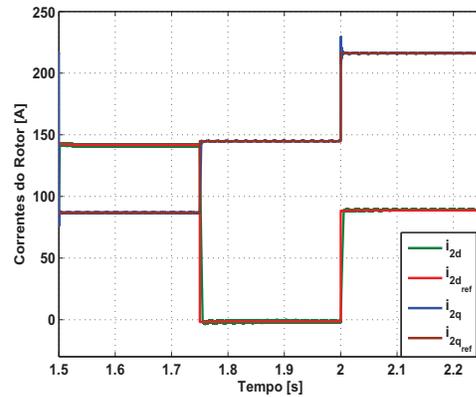
Figura 5.4: Correntes do estator e rotor do GIRB em operação supersíncrona.

O mesmo teste foi realizado com operação em velocidade variável do gerador para testar a estratégia de controle de potências proposta. Durante o intervalo de tempo 1,75-2,1s, a velocidade do rotor é elevada de 151,1 rad/s até 226,6 rad/s. A Figura 5.5(a) mostra os resultados da resposta para as entradas do tipo degrau de potências ativa e reativa de referência. As correntes de eixo direto e em quadratura do rotor são apresentadas na Figura 5.5(b) e as correntes alternadas do estator e rotor são apresentadas na Figura 5.6. As defasagens entre a tensão e corrente do estator nos instantes em que os valores da potência reativa de referência são alterados, são apresentadas na Figura 5.7. A velocidade do rotor do GIRB é apresentada na Figura 5.8. Observa-se novamente que as referências das potências ativa e reativa do estator e das correntes do rotor são atendidas pelo controlador.

5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

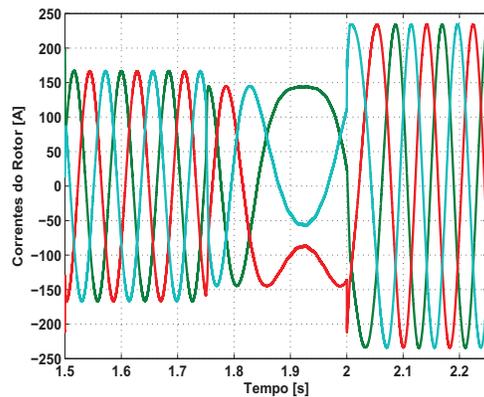


(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator do GIRB.

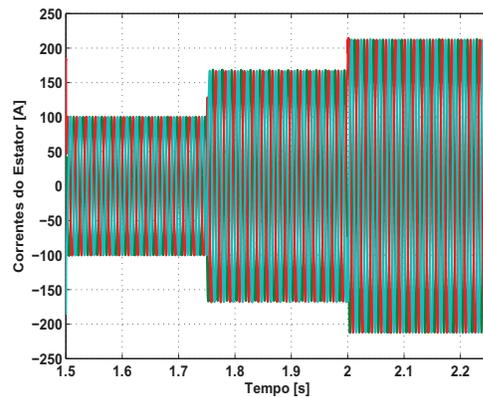


(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor de eixo direto e em quadratura do GIRB.

Figura 5.5: Respostas ao degrau das potências do estator e correntes do rotor quando o GIRB opera com velocidade mecânica variável.



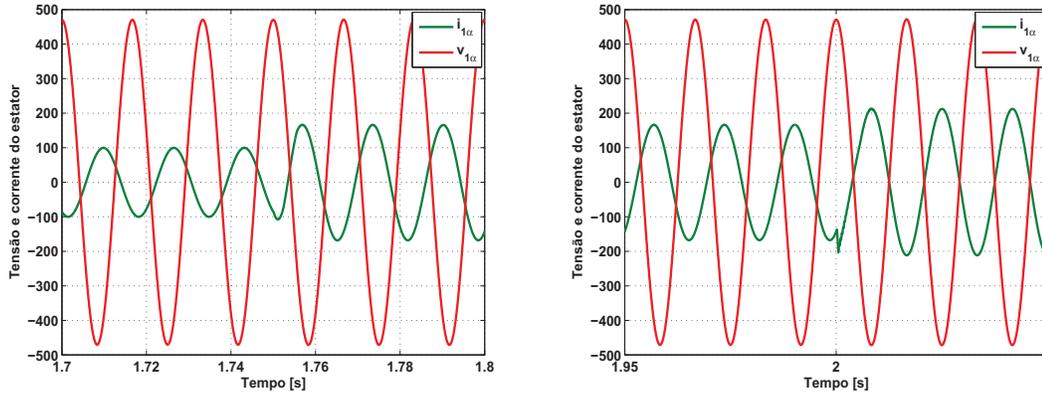
(a) Correntes do rotor do GIRB.



(b) Correntes do estator do GIRB.

Figura 5.6: Correntes do estator e rotor do GIRB quando este opera com velocidade mecânica variável.

5.3 Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB



(a) Transitório de fornecimento para consumo de reativos.

(b) Transitório de consumo de reativos para $FP = 1$.

Figura 5.7: Tensão e corrente do estator do GIRB durante transitórios das referências de potência reativa.

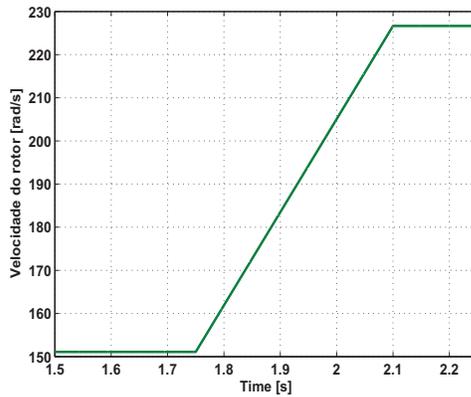
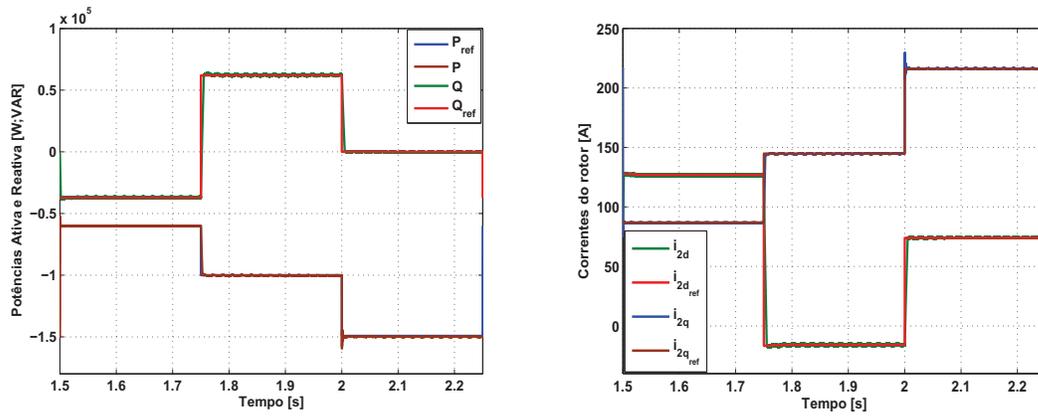


Figura 5.8: Velocidade mecânica do rotor.

Da mesma maneira que nos Capítulos anteriores, para avaliar o impacto da variação dos parâmetros no desempenho do controlador a resistência do rotor R_2 e a indutância mútua L_m do GIRB foram aumentadas em 20%. O mesmo teste de potências ativa e reativa de referências com operação em velocidade variável do GIRB, incluindo a variação no valor da resistência do rotor, foi realizado e está apresentado nas Figuras 5.9 e 5.10. Novamente, observa-se que as referências estão sendo atendidas pelo controlador. Comparando-se as Figuras 5.5 e 5.9, observa-se que elas são similares, o que também acontece comparando-se as Figuras 5.6 e 5.10. Conseqüentemente,

5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB

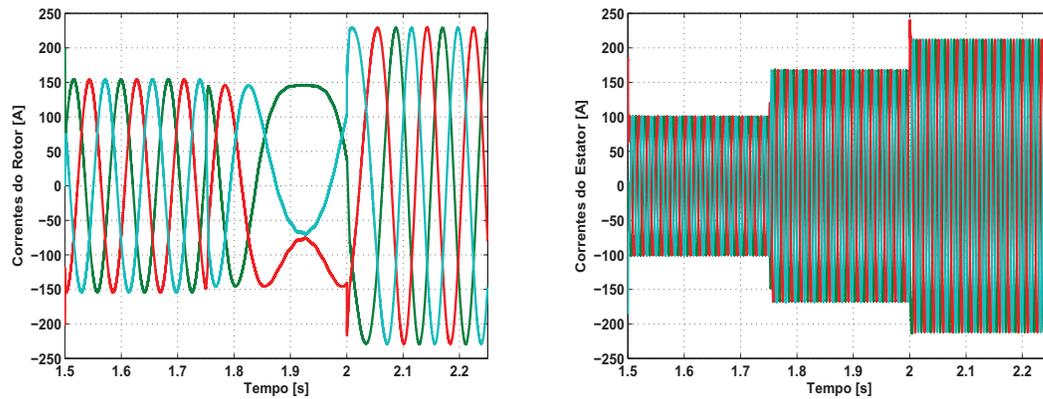
o controlador atende às referências de potência, mesmo com variações no valor da resistência do rotor e no valor da indutância mútua o que configura relativa robustez do controlador às variações destes parâmetros.



(a) Respostas ao degrau das potências ativa e reativa do estator do GIRB.

(b) Respostas ao degrau das correntes do rotor do GIRB.

Figura 5.9: Respostas ao degrau das potências e correntes do rotor do GIRB com os parâmetros R_2 e L_m aumentados em 20%.



(a) Correntes alternadas do rotor do GIRB.

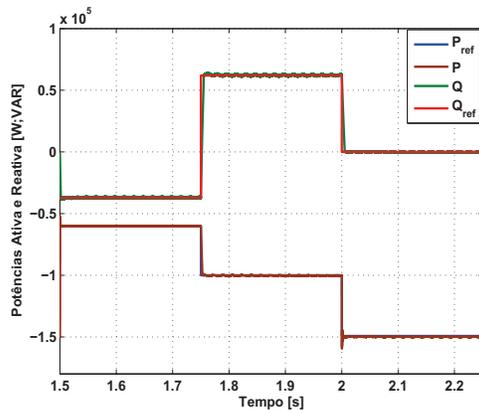
(b) Correntes alternadas do estator do GIRB.

Figura 5.10: Correntes de rotor e estator do GIRB com os parâmetros R_2 e L_m aumentados em 20%.

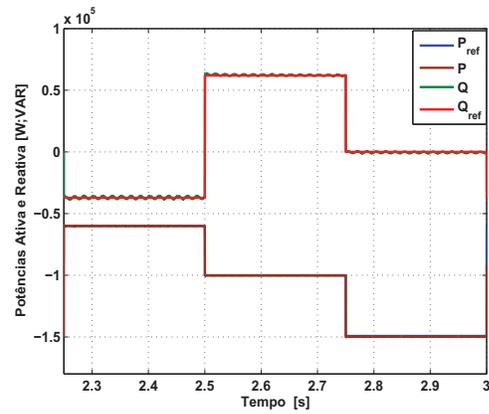
5.3 Resultados de Simulação do controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB

Novamente, é realizada a comparação das repostas das potências dos controladores *deadbeat* do Capítulo 3, o controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* apresentado no Capítulo 4, e neste caso, também será incluído o controlador preditivo do presente Capítulo para o mesmo teste que acabou de ser apresentado, quando a resistência do rotor R_2 e a indutância mútua L_m do GIRB são aumentadas em 20%, apresentada na Figura 5.11. Observa-se que, apesar de todos os controladores atenderem às referências, o controlador *deadbeat* para o caso da potência reativa apresenta um erro de regime elevado (em torno de 16%). Dessa maneira, pode-se concluir que o controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat*, e o controlador preditivo aplicado ao controle de potências do GIRB apresentam um melhor desempenho nessa situação e ambos tem respostas semelhantes. Isto ocorre devido ao fato do controlador *deadbeat* não ser robusto à variação da indutância mútua.

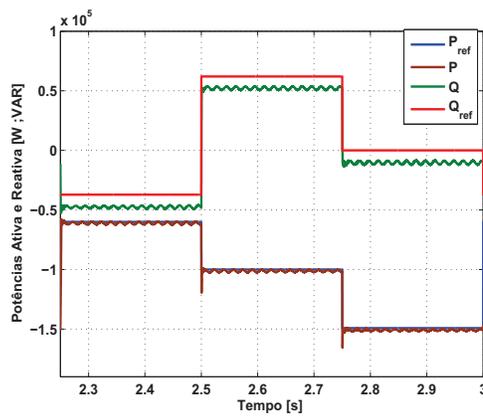
5. Controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle das potências ativa e reativa do GIRB



(a) Controlador preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB.



(b) Controlador com desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat*.



(c) Controlador *deadbeat*.

Figura 5.11: Comparação entre os controladores com os parâmetros do GIRB R_2 e L_m aumentados em 20%.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais do Controlador *Deadbeat* de potências do GIRB

6.1 Introdução

Os sistemas de acionamentos eletrônicos inicialmente eram implementados com a utilização de técnicas que empregavam a teoria da eletrônica analógica. Dessa forma, os controladores eram construídos com a utilização de resistores, amplificadores operacionais, indutores e capacitores. Com o avanço das técnicas de processamento digital de sinais, tornou-se possível a implementação das estratégias de controle digitalmente. Os processadores digitais de sinais, diferentemente dos controladores analógicos, são mais robustos e mais flexíveis no seu uso, pois para a implementação de uma nova estratégia basta serem reprogramados.

Este capítulo tem como objetivo descrever o sistema de acionamento implementado, cujo objetivo é o controle de potências do GIRB.

Para o sistema de acionamento implementado, empregou-se um Processador Digital de Sinais (DSP), dando ao sistema de acionamento elétrico as seguintes características:

Flexibilidade operacional O controlador é representado por um algoritmo e, portanto, reconfigurações e modificações são feitas, apenas alterando-se linhas de código, sem alteração do *hardware*;

Alta velocidade de cálculo Para o DSP utilizado, tem-se 32 *bits* para o tamanho da palavra e frequência de *clock* de 150 MHz;

Integração do controle dentro de um único *CHIP* Os processadores digitais específicos para o acionamento elétrico reúnem periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando do conversor eletrônico de potência (controle e modulação), circuitos específicos de

medição de velocidade, funções matemáticas, entre outros, resultando num custo otimizado devido a redução de componentes.

O sistema de acionamento eletrônico utilizando DSP é tipicamente constituído de:

Máquina Responsável pela conversão de energia mecânica em elétrica. Na presente tese a máquina de indução com rotor bobinado será empregada para tal objetivo;

DSP Adquire e processa as variáveis: tensões, correntes e velocidade, estima variáveis elétricas e mecânicas, implementa e processa os algoritmos de controle em tempo real, gera os pulsos de controle das chaves que compõem os conversores de potência, supervisiona o sistema, entre outras;

Inversores eletrônicos de potência Alimentados por uma fonte elétrica, fornecem ou absorvem energia elétrica dos geradores, de forma controlada, e são constituídos por dispositivos de chaveamento a estado sólido controlados: GTO, IGBT, entre outros;

Sensores Disponibilizam ao sistema de controle as variáveis elétricas e mecânicas envolvidas como: velocidade, aceleração, posição, torque, força, corrente e tensão elétrica;

Conversores A/D e D/A Para serem utilizados no controle digital, os sinais analógicos precisam ser amostrados e convertidos para a forma digital, por um conversor analógico digital (A/D). Na presente tese foi utilizado um conversor de 8 *bits* modelo DAC0800. Após serem processados pelo DSP, os sinais digitais precisam ser convertidos para a forma analógica pelo conversor digital analógico (D/A), para sua visualização no osciloscópio para captura dos resultados experimentais.

As entradas do controlador tensão, corrente, velocidade e posição angular são medidas pelos sensores e, após serem condicionadas, ingressam no DSP. A partir dos valores medidos, o controle é realizado via *software* no DSP, para que sejam gerados sinais de controle que atuam nas chaves do conversor eletrônico de potência que entregará a devida tensão ou corrente ao gerador de acordo com as entradas de referência.

As cargas mecânicas acionadas podem ser compressores, bombas, ventiladores, tornos, direção motorizada, esteiras, elevadores, entre outras. No caso do GIRB da bancada utilizada, este é acionado por um motor de corrente contínua que emula a velocidade do vento da turbina eólica.

6.2 Sistema Implementado

A parte de potência do sistema de acionamento elétrico implementado consiste de um retificador trifásico não controlado, ligado à rede, um inversor PWM industrial, composto por seis chaves do tipo IGBT e seus respectivos *drivers* de controle. O inversor é ligado ao rotor do GIRB e seu estator é conectado diretamente à rede, o rotor está conectado ao inversor e o eixo do GIRB é conectado a um motor de corrente contínua utilizado como simulador da velocidade do vento da turbina eólica. Os dados do GIRB e do gerador de corrente contínua estão apresentados no Apêndice A.

Utilizou-se o controlador digital o DSP TMS320F2812 da Texas Instruments, juntamente com o *software* de desenvolvimento *Code Composer Studio*.

As principais características do DSP utilizado, entre outras, são (Tex, 2001):

- Processamento em 32 *bits*;
- Frequência de *clock* de 150MHz;
- um bloco de expansão de interrupção de periféricos (PIE) que suporta 45 interrupções de periféricos;
- três interrupções externas;
- quatro *timers* de propósito geral;
- três *timers* do CPU de 32 *bits*;
- dois gerenciadores de evento (EVA e EVB) responsáveis pela geração dos pulsos PWM;
- funções matemáticas do tipo: seno, cosseno, arcotangente, módulo, entre outras;
- duas interfaces com capacidade para captura de pulsos provenientes do gerador de pulsos rotativo *encoder* (QEP);
- um conversor A/D de 12 *bits* de 16 canais;
- 56 pinos de entradas/saídas de propósito geral, individualmente programados e multiplexados.
- 12 canais independentes de *Pulse Width Modulation* (PWM);

Para a interface entre o DSP e a parte de potência, isto é, pulsos vindos do *encoder*, pulsos PWM e sinais de correntes e tensões, foi necessário a construção de circuitos de interfaceamento,

projetados e construídos em laboratório. Exemplos de construção dos circuitos de interfaceamento podem ser encontrados nos trabalhos de Hernández (1999), Valdenebro (2001) e Altuna (2002).

Para a aquisição das curvas de velocidade, das correntes e potências utilizou-se um osciloscópio digital Tektronix de quatro canais, modelo TDS460A.

O diagrama do sistema implementado que está subdividido em hardware: que inclui a parte de potência e os circuitos de interfaceamento e *software* que representa o sistema programado no DSP, é apresentado na Figura 6.1.

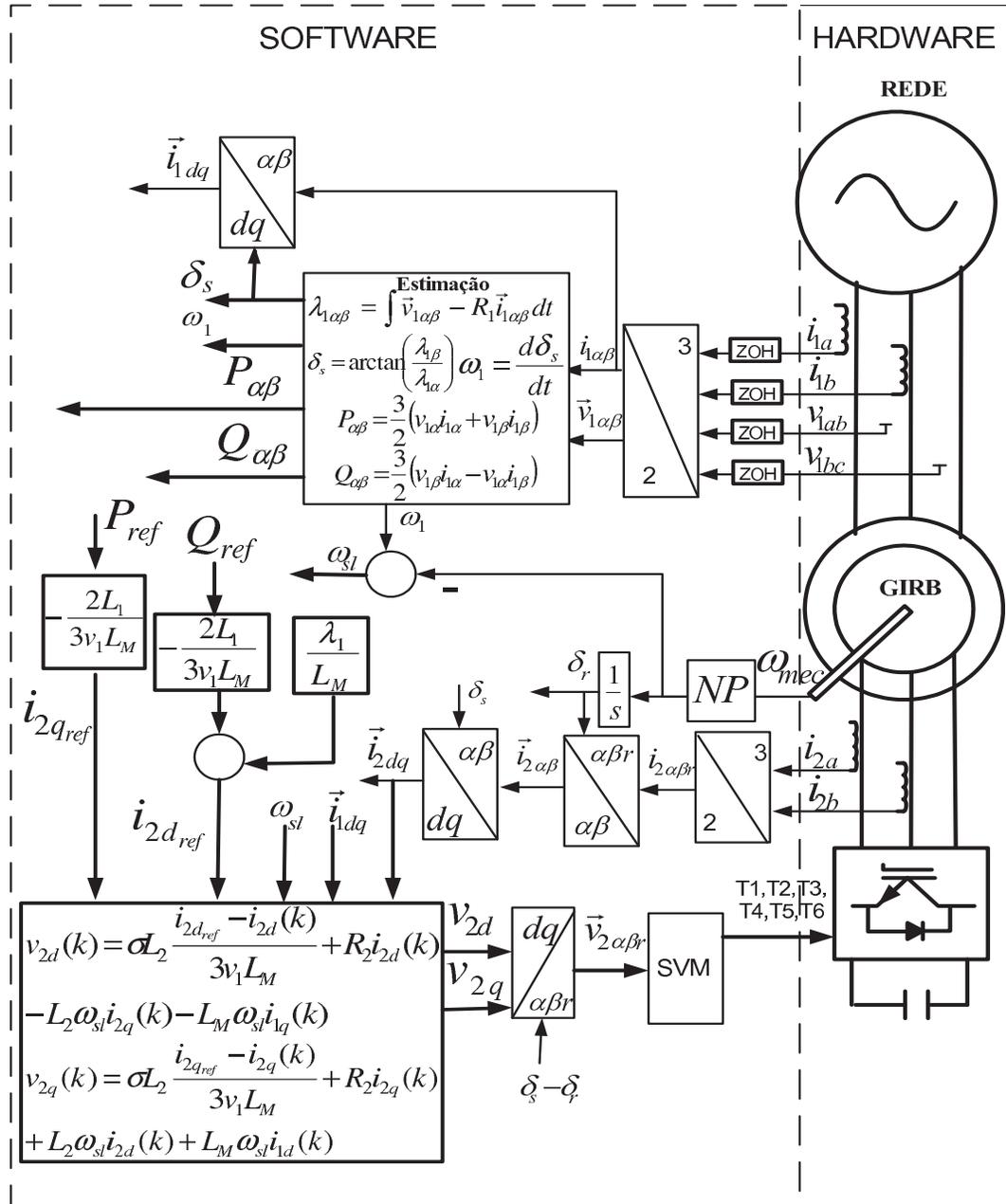


Figura 6.1: Diagrama esquemático do controlador *deadbeat* de potências implementado.

A foto da bancada utilizada é mostrada na Figura 6.2.

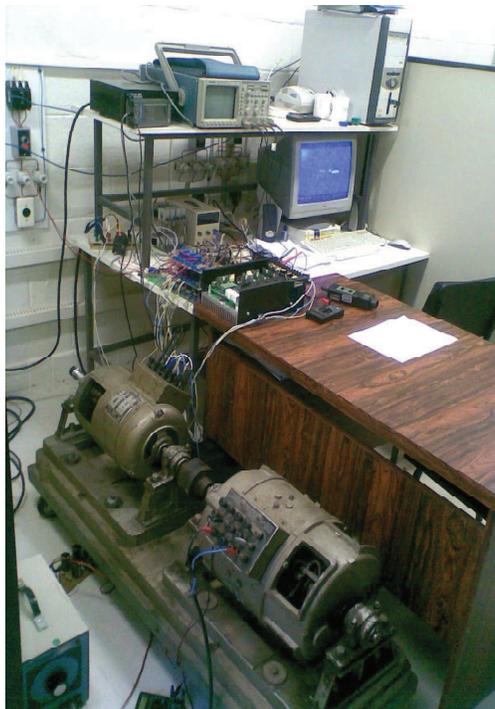


Figura 6.2: Foto da bancada construída para a implementação do controlador *deadbeat* de potências.

6.2.1 Caracterização do Sistema Implementado

Para a execução de todas as instruções do controlador de potências *deadbeat* para o GIRB utilizou-se uma única fonte de interrupção, chamada de interrupção via gerenciador de eventos, que é comandada por um dos *timers* de propósito geral do DSP. O tempo decorrido entre uma interrupção e outra é chamado de período de amostragem (T_s), cujo valor é $400 \mu s$.

A rotina da interrupção contém as instruções para calcular o vetor tensão de rotor, necessário para que as referências das potências ativa P_{ref} e reativa Q_{ref} sejam atendidas por meio de um vetor tensão de rotor de referência no referencial síncrono dq transformado para o referencial estacionário do rotor $\alpha\beta r$. Para tal transformação é utilizada a posição espacial do fluxo do estator δ_s e da posição do rotor δ_r , em cada intervalo de amostragem, a partir da aquisição dos sinais de corrente, tensão e velocidade. A frequência de chaveamento do inversor de frequência é de $2,5 kHz$. O fluxograma das instruções na rotina de interrupção para a malha de controle está apresentada na Figura 6.3.

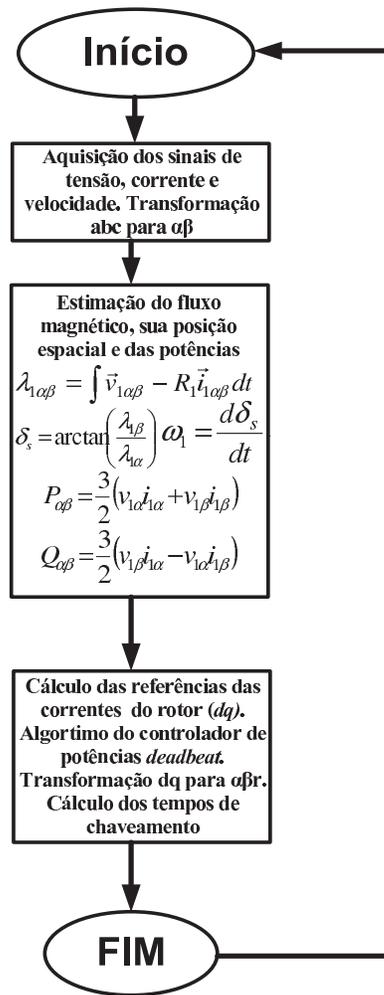


Figura 6.3: Fluxograma da rotina de interrupção do time 1 do DSP.

6.3 Circuito do conversor digital analógico

Na presente tese foi utilizado conversores digital-analógico da família DAC0800 (*DAC0800-DAC0801-DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters*, 1995) que tem algumas características como:

- Resposta de 100 ns;
- baixo custo;
- baixo consumo de potência;
- Não-linearidade sobre a temperatura $\pm 1\%$;
- Vasta gama de alimentação $\pm 4,5V$ para $\pm 18V$.

Para a utilização do conversor mencionado foi construído em laboratório o circuito com o conversor DAC0800. O diagrama que representa o circuito construído está apresentado na Figura 6.4.

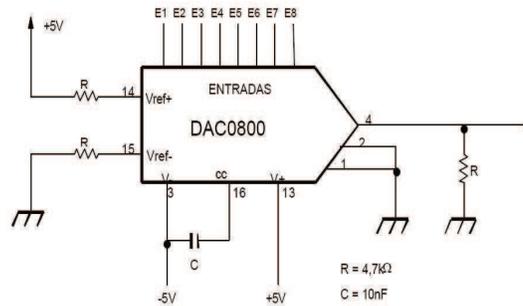


Figura 6.4: Diagrama do circuito construído para o conversor digital-analógico DAC0800.

6.4 Sincronização com a rede

Em sistemas de geração eólica, no qual o gerador tem seu estator diretamente conectado à rede de alimentação, necessita-se de alguma estratégia que possibilite que a tensão nos terminais do gerador tenham a mesma amplitude, fase e frequência que as tensões da rede. Neste caso, a estratégia de sincronização impõe uma corrente de magnetização, por meio do circuito do rotor, de forma que a tensão gerada no estator $v_{1\alpha}$ possuam as mesmas características da tensão da rede de alimentação $v_{1\alpha g}$. Com este objetivo diversas estratégias de sincronização foram propostas na literatura afim de resolver este problema (Abo-Khalil et al., 2006; Voltolini, 2007; Tennakoon et al., 2007; Sadara e Neammanee, 2010). Geralmente as soluções empregam controladores do tipo PI que processam o sinal erro entre a tensão do eixo direto da rede v_{1dg} e a tensão dos terminais do estator v_{1d} , de forma que a saída do controlador compense os erros do ângulo do rotor ocasionados por erros de medições de forma que as tensões dos terminais do gerador fiquem em sincronia com as tensões da rede, ou seja, com mesma amplitude e defasagem nula. Nesta tese foi empregado método de sincronização apresentado por Abo-Khalil et al. (2006) e o diagrama de blocos desta técnica de sincronização está apresentada na Figura 6.5.

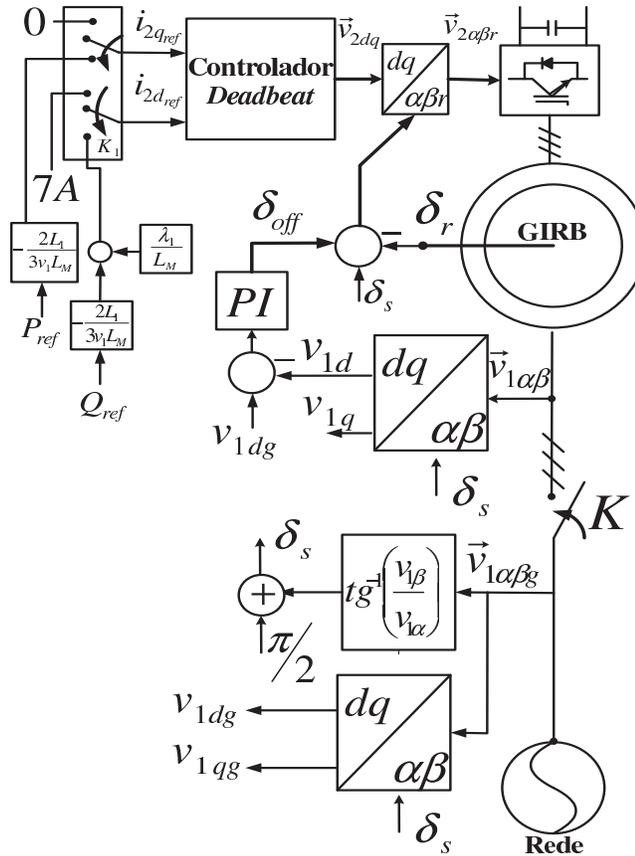


Figura 6.5: Diagrama de blocos para a sincronização do sistema.

O processo de sincronização é realizado com as seguintes etapas:

1. Inicialmente a chave \mathbf{K} é mantida aberta;
2. O inversor está desligado;
3. A máquina é acelerada em velocidades mecânicas entre 70% e 95% da velocidade síncrona;
4. A chave $\mathbf{K1}$ é mantida aberta; neste caso, as correntes do rotor são $i_{2q_{ref}} = 0$ e $i_{2d_{ref}}$ é manipulada de forma que as tensões nos terminais do estator tenham o mesmo valor das tensões da rede de alimentação. Na presente tese este valor é em torno de 7 A;
5. O inversor é ligado;
6. Quando as tensões dos terminais do estator estiverem com a mesma amplitude e fase das tensões da rede de alimentação, a chave \mathbf{K} e a chave $\mathbf{K1}$ são fechadas, o que possibilitará o controle das potências do estator.

A Figura 6.6 apresenta a tensão dos terminais do estator do GIRB sincronizada com a tensão da rede de alimentação, neste caso a chave \mathbf{K} está aberta.

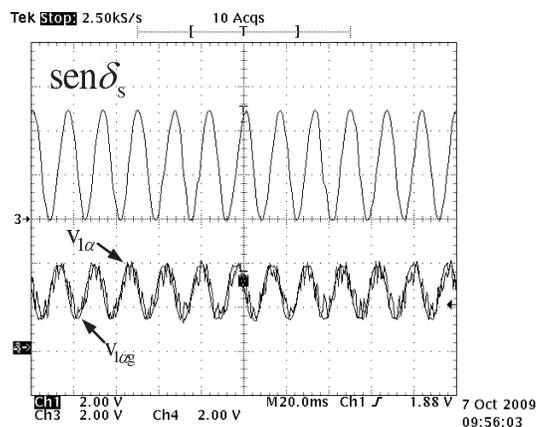


Figura 6.6: Tensão do estator do GIRB sincronizada com a tensão da rede (27,7 V/div) e $\text{sen}\delta_s$ (0,52 rad/div).

6.5 Resultados experimentais do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

Foi construído um protótipo de potência de $2kW$ para comprovação experimental do controlador de potências *deadbeat* proposto. O controlador *deadbeat* de potências para o GIRB foi implementado por meio do Texas Instruments DSP TMS320F2812. O sistema consiste num inversor trifásico fonte de tensão a IGBT's e um GIRB acionado por um motor de corrente contínua. As tensões do rotor são moduladas com emprego da modulação por vetores espaciais com frequência de chaveamento igual a 2,5kHz. A tensão do elo de corrente contínua é de 36V. As tensões e correntes são adquiridas com frequência de amostragem igual a 2,5kHz.

Seis testes experimentais foram realizados sendo que nos cinco primeiros foram realizados com operação subsíncrona do gerador. O último teste envolve operação supersíncrona do gerador.

O primeiro teste foi a resposta à entrada ao degrau de 5A da corrente do eixo direto do rotor que está apresentado na Figura 6.7. Observa-se que o controlador atende à referência de corrente e que o resultado de simulação mostra o resultado esperado na realização do teste em bancada. Neste teste, i_{2q} está mantida em 0,5A.

6.5 Resultados experimentais do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

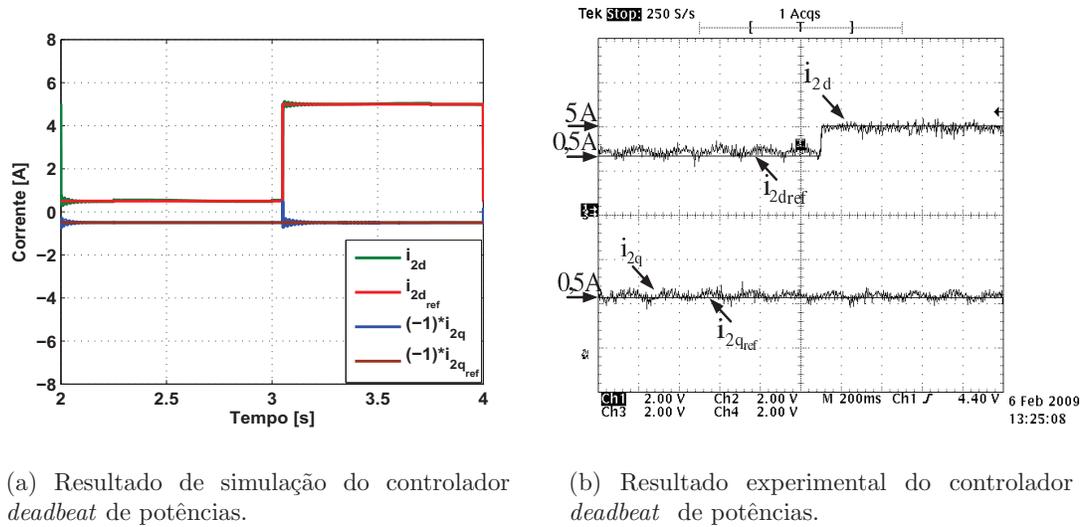


Figura 6.7: Resposta a entrada ao degrau de i_{2d} do GIRB.

O segundo teste foi a resposta a entrada ao degrau de 5 A da corrente de eixo em quadratura do rotor i_{2q} que está apresentado na Figura 6.8. Novamente observa-se que a referência está sendo atendida pelo controlador e que o resultado de simulação mostra o resultado esperado na realização do teste em bancada. Neste teste a corrente do eixo direto do rotor i_{2d} foi mantida em 4A.

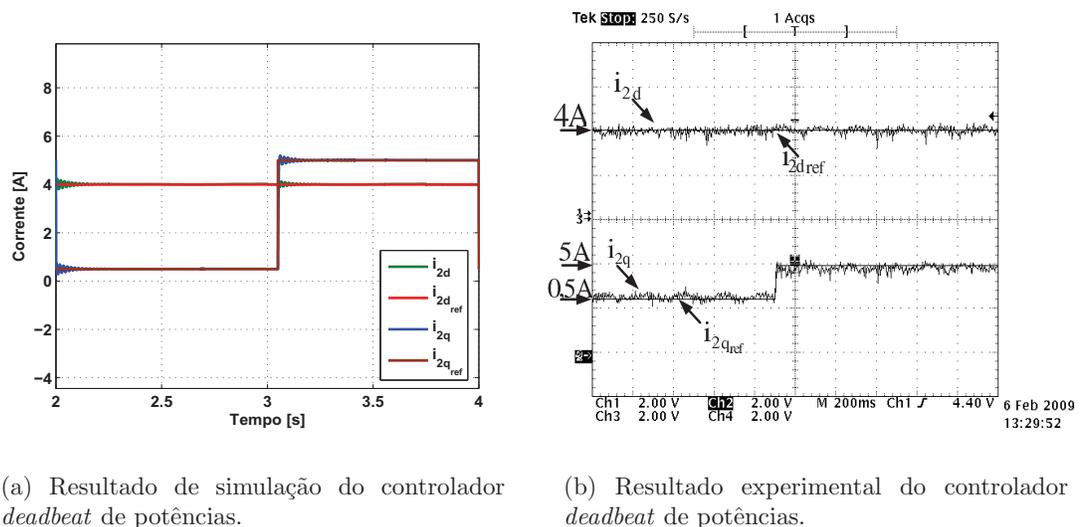
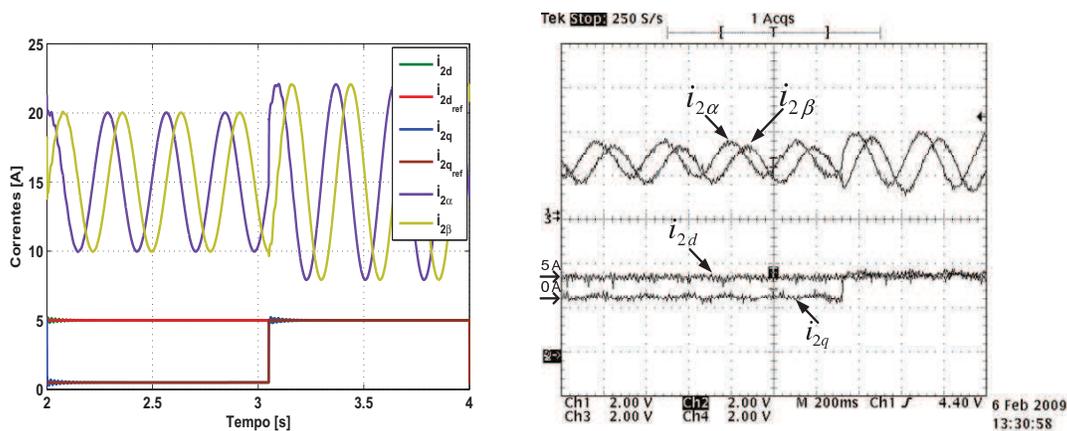


Figura 6.8: Resposta a entrada ao degrau de i_{2q} do GIRB.

6. Resultados Experimentais do Controlador Deadbeat de potências do GIRB

O mesmo teste anterior foi realizado novamente e está apresentado na Figura 6.9, porém desta vez são apresentadas as correntes alternadas do rotor. Observa-se que a referência está sendo atendida pelo controlador e observa-se também o aumento da amplitude das correntes alternadas no instante que a corrente do eixo em quadratura tem seu valor alterado devido à mudança do valor da corrente de referência. Verifica-se também que o resultado de simulação mostra o resultado esperado na realização do teste em bancada. A corrente do eixo direto do rotor i_{2d} foi mantida em 5A.



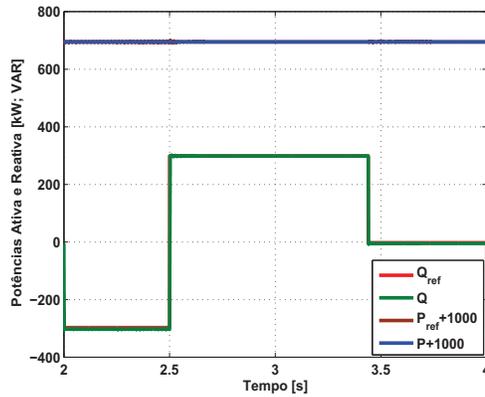
(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.

(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

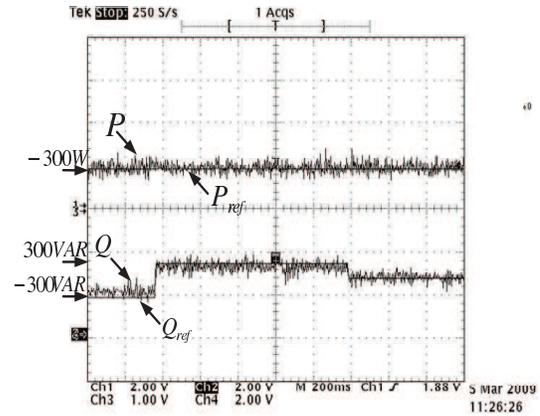
Figura 6.9: Resposta a entrada ao degrau de i_{2q} e correntes alternadas do rotor do GIRB (1,66 A/div.).

O quarto teste é a resposta à entrada ao degrau de potência reativa Q_{ref} com os seguintes valores: -300 VAR, 300 VAR e 0 VAR, o que significa, fator de potência em avanço, atraso e unitário, respectivamente, do ponto de vista da rede. O teste está apresentado na Figura 6.10. As correntes de rotor i_{2d} e i_{2q} em função das potências de referências e potências medidas são apresentadas na Figura 6.11. Novamente observa-se que as referências estão sendo atendidas pelo controlador e que os resultados de simulação mostram os resultados esperados na realização dos testes em bancada.

6.5 Resultados experimentais do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB

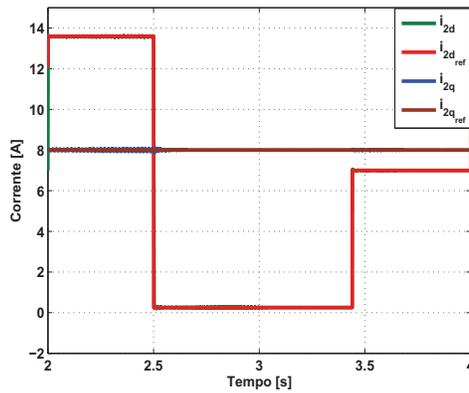


(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.

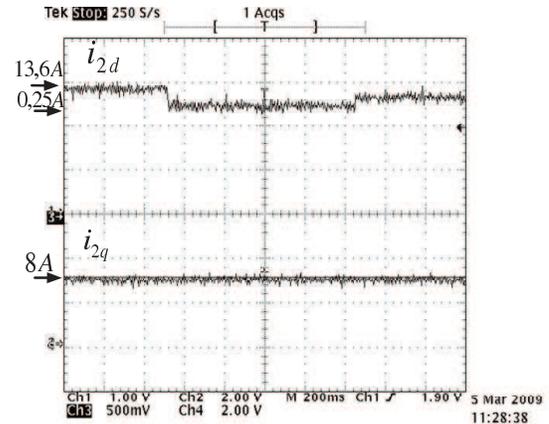


(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

Figura 6.10: Resposta a entrada ao degrau de Q_{ref} de estator do GIRB.



(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.



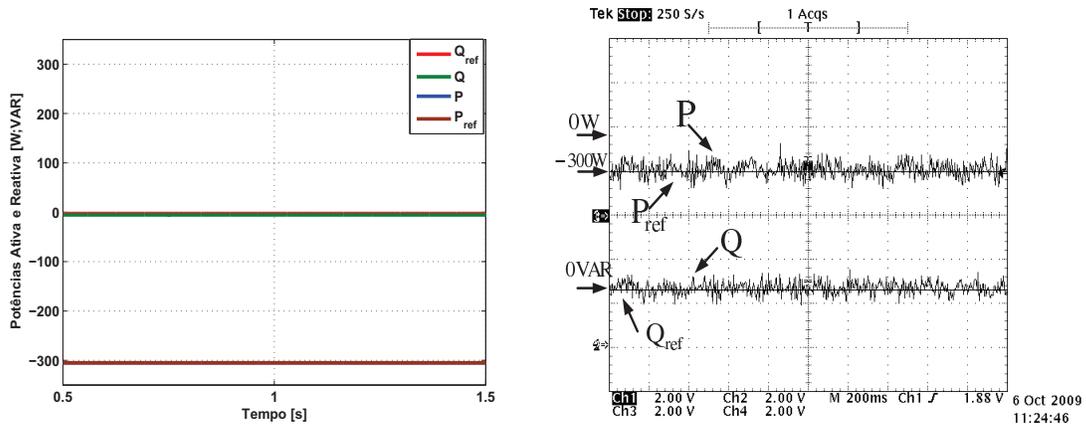
(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

Figura 6.11: Correntes do rotor da resposta a entrada ao degrau de Q_{ref} do GIRB.

O quinto teste é o teste em regime permanente no qual o GIRB opera com fator de potência unitário ($Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$) e potência ativa de referência de -300 W . As respostas das potências e as correntes do rotor estão apresentadas nas Figuras 6.12 e 6.13, respectivamente. Observa-se que as referências são atendidas pelo controlador. A tensão (127 V_{rms}) e a corrente ($0,8 \text{ A}_{rms}$) do estator são apresentadas na Figura 6.14. Observa-se novamente que as referências estão sendo

6. Resultados Experimentais do Controlador Deadbeat de potências do GIRB

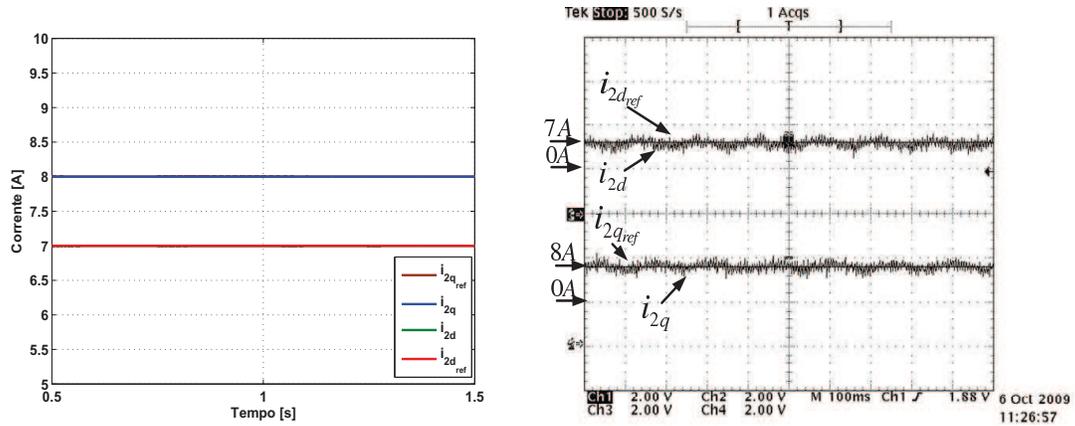
atendidas, pois o ângulo entre a tensão e a corrente é de 180° e que os resultados de simulação mostram os resultados esperados na realização dos testes em bancada.



(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.

(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

Figura 6.12: Potência ativa e reativa do estator do GIRB em regime permanente.

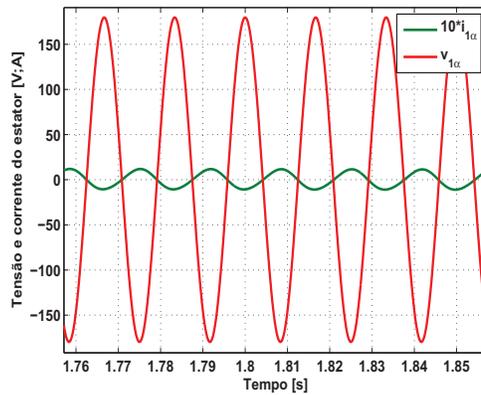


(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.

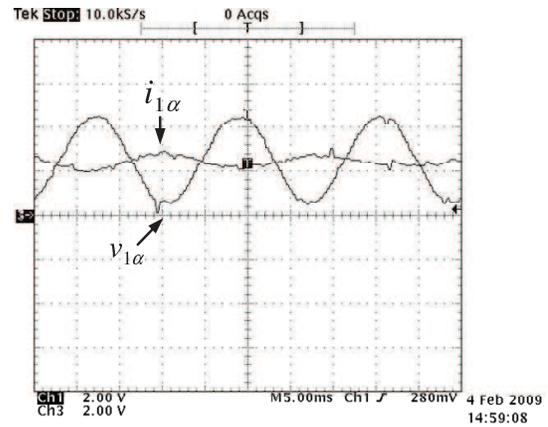
(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

Figura 6.13: Correntes do rotor do GIRB em regime permanente.

6.5 Resultados experimentais do controlador *deadbeat* de potências para o GIRB



(a) Resultado de simulação do controlador *deadbeat* de potências.



(b) Resultado experimental do controlador *deadbeat* de potências.

Figura 6.14: Tensão (18 V/div.) e corrente (0,38 A/div.) de estator do GIRB em regime permanente com fator de potência unitário.

No último teste, o gerador opera em velocidade variável. A faixa de velocidade é de 1860 rpm a 1750 rpm. Neste caso, as potências ativa e reativa são mantidas nulas, de forma que a máquina apenas fique magnetizada e possa ser observado o desempenho do controlador. A Figura 6.15 apresenta os resultados das respostas das potências ativa e reativa. Os resultados das correntes do rotor são apresentados na Figura 6.16. Observa-se que as referências são atendidas pelo controlador. A Figura 6.17 apresenta a corrente do rotor do eixo direto e a velocidade mecânica do gerador e pode ser observada a inversão da fase da corrente do rotor quando este passa do modo de operação supersíncrono para o modo de operação subsíncrono.

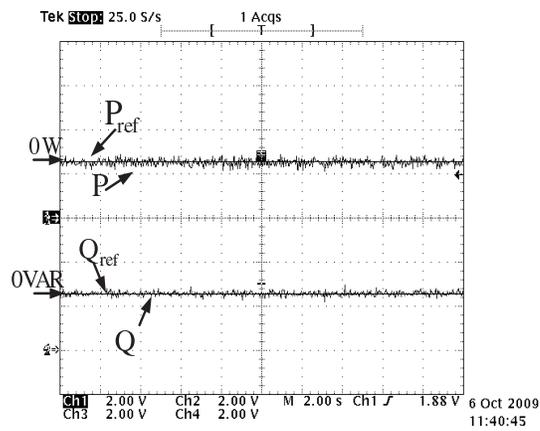


Figura 6.15: Potências ativa e reativa do GIRB.

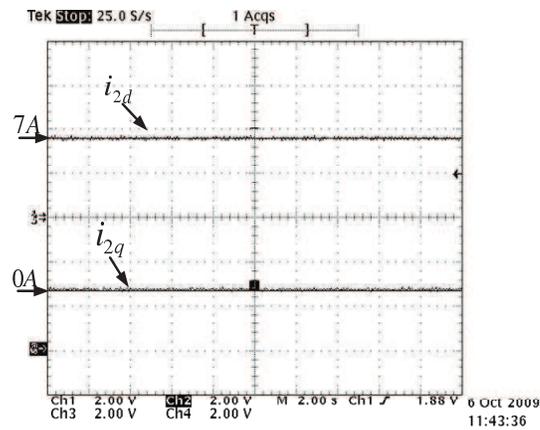


Figura 6.16: Correntes do rotor do GIRB em regime permanente.

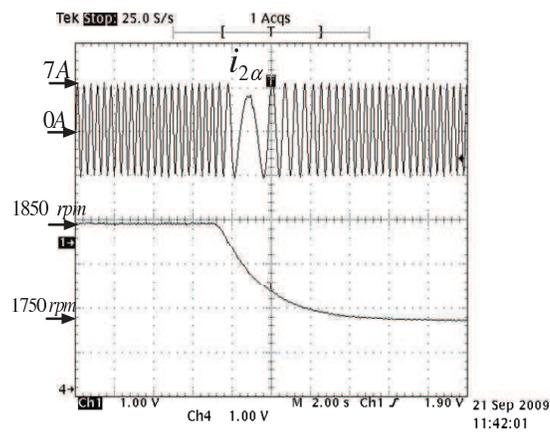


Figura 6.17: Corrente do eixo direto do rotor e velocidade mecânica do GIRB.

CAPÍTULO 7

Conclusões

Na presente tese foi estudado o projeto de três controladores de potências para o GIRB, projetados a partir do seu modelo discretizado, aplicados à geração eólica na qual o gerador pode operar em velocidade variável. Nesse contexto, a partir da utilização da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator, tornou-se possível o controle das potências ativa e reativa do estator do GIRB, que está conectado diretamente à rede, por meio das correntes do rotor.

A modulação por vetores espaciais simétrica foi empregada por possibilitar frequência de chaveamento fixa, uma maior utilização do *link DC* em comparação com a modulação *PWM* senoidal e também menor conteúdo harmônico.

O modelo matemático dinâmico do GIRB aplicado ao sistema de geração da presente tese possibilitou encontrar o modelo de espaço de estados discretizados do circuito dos enrolamentos do rotor do GIRB. A partir do emprego da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator, possibilitou-se a manipulação independente dos componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do rotor e também a observação de que a corrente em eixo direto está relacionada à potência reativa do estator e a corrente do eixo em quadratura está relacionada com a potência ativa do rotor. Observa-se também que o fluxo tem magnitude constante devido ao fato do estator do GIRB estar diretamente conectado à rede, salvo, situações nas quais ocorrem desbalanceamentos, faltas ou afundamentos de tensão.

O controlador *deadbeat* permite o cálculo da entrada $u(k)$ para garantir que a saída $x(k)$ atingirá o valor de referência desejado, a partir da equação de estado de um sistema linear discretizado, com erro nulo em regime permanente. Por ser discretizado, o tempo de resposta deste controlador está relacionado com o tempo de amostragem. Desta maneira, o tempo de resposta deste tipo de controlador nunca será menor que o tempo de amostragem do sistema. Consequentemente o tempo de resposta será um múltiplo do tempo de amostragem.

O controlador *deadbeat* de potências para o GIRB teve seu projeto possibilitado devido ao modelo discretizado em espaço de estado das equações do rotor do GIRB e as relações encontradas a partir do emprego da técnica de orientação pelo campo do estator já mencionadas. O controlador *deadbeat* utiliza malha de corrente de rotor no referencial síncrono do fluxo de estator e sua formulação possibilita o cálculo do vetor tensão de rotor a partir das correntes de estator e rotor medidas, potências ativa e reativa de referência, escorregamento, velocidade mecânica do GIRB e as relações entre as correntes do rotor com as potências do estator do GIRB já mencionadas. Este controlador tem as mesmas características que o controlador *deadbeat* geral já mencionado anteriormente. Os resultados de simulação computacional e experimentais comprovam a viabilidade do controlador proposto nos diversos modos de operação do gerador e o controlador apresentou relativa robustez quando a resistência do rotor foi aumentada em 20%, pois, mesmo nesta situação, as referências foram atendidas.

O controlador de desacoplamento de distúrbio e *deadbeat* é uma estratégia de controle composta por duas malhas de controle: uma de desacoplamento de distúrbio e a outra é a *deadbeat*. Assim como o controlador *deadbeat*, é projetado a partir da equação de estado de um sistema linear discretizado. A malha de desacoplamento de distúrbio tem como objetivo o cálculo da entrada que possibilite que as referências sejam atendidas e a malha *deadbeat* tem como objetivo a diminuição do tempo de acomodação da resposta do controlador, porém, neste caso, o controlador também é projetado de forma a atender as referências, mesmo quando o modelo empregado apresente erros nos parâmetros estimados, pois estes erros são modelados como distúrbios nas saídas.

O controlador de desacoplamento do fluxo do estator e *deadbeat* de potências para o GIRB foi projetado com a mesma metodologia que o controlador *deadbeat* de potências já mencionado. Os resultados de simulação computacional comprovam a viabilidade do controlador e este apresenta relativa robustez quando os parâmetros como resistência do rotor e indutância mútua foram aumentados em 20%, pois mesmo nesta situação as referências foram atendidas, o que não aconteceu com o controlador *deadbeat* do Capítulo 3.

O controle preditivo baseado no modelo aplicado ao controle de potências do GIRB, com o emprego da técnica de predição baseada no modelo de espaço-estados do gerador em conjunto com a minimização da função custo objetivo e orientação de campo pelo fluxo do estator, possibilitou o cálculo do vetor espacial tensão de rotor, de forma que as referências de potências e correntes

de rotor fossem atendidas. Diferentemente dos controlares *deadbeat* e de desacoplamento do fluxo dos enrolamentos do circuito do estator e *deadbeat*, o controlador preditivo utiliza as previsões das saídas no cálculo do sinal de entrada o que possibilita um comportamento antecipativo. Os resultados de simulação computacional comprovam a viabilidade do controlador preditivo proposto e este apresenta relativa robustez quando os parâmetros como resistência do rotor e indutância mútua foram aumentados em 20%, pois, mesmo nesta situação as referências foram atendidas, o que não aconteceu com o controlador *deadbeat* do Capítulo 3.

7.1 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com relação à bancada experimental: montar um conversor *back to back* para colocá-lo no lugar do par inversor-retificador não controlado utilizado; tornar a bancada menos suscetível aos ruídos provenientes de emissão ou condução eletromagnética; melhorar o método de sincronização com a rede elétrica utilizado.

Implementar experimentalmente o controlador de desacoplamento do fluxo dos enrolamentos do circuito do estator e *deadbeat*, e o controlador preditivo de potências.

No que diz respeito aos controladores, empregar outras técnicas de orientação de campo, por exemplo, pelo fluxo do rotor ou tensão do estator; implementar sistemas de controle de potências sem medição da velocidade mecânica, neste caso esta variável deve ser calculada por alguma técnica de estimação como filtro de *Kalman* ou sistema adaptativo por modelo de referência (*model-reference adaptive system - MRAS*) (Valdenebro, 2001; Lazarini e Filho, 2008).

Empregar outras técnicas de previsão das saídas por meio da função de transferência do sistema e estudar projeto das matrizes empregadas na função custo objetivo (Rossiter, 2003; Camacho e Bordons, 1998).

Com relação ao sistema de geração conectado à rede elétrica, estudar técnicas de controle as quais possibilitem que o sistema opere frente às distorções nas tensões do estator, afundamentos de tensão e a faltas devido a curtos-circuitos. Implementar técnicas de controle que possibilitem ao sistema de geração opere de forma isolada da rede de alimentação.

Referências Bibliográficas

- Abo-Khalil, A. G., Lee, D.-C. e Lee, S.-H. (2006). Grid connection of doubly-fed induction generators in wind energy conversion system, *IPEMC '09. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. .
- Altuna, A. T. (2002). Análise de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversores pwm, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.
- An, A., Hao, X., Zhao, C. e Su, H. (2009). A pragmatic approach for selecting weight matrix coefficients in model predictive control algorithm and its application, *IEEE - International Conference on Automation and Logistics* pp. 486–492.
- Baroudi, J. A., Dinavahi, V. e Knight, A. M. (2004). Optimum control strategies in energy conversion of pmsg wind turbine system without mechanical sensors, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **19**: 392–399.
- Baroudi, J. A., Dinavahi, V. e Knight, A. M. (2007). A review of power converter topologies for wind generators, *Renewable Energy* **32**: 2369–2385.
- B.Hopfensperger, D.J.Atkinson e Lakin, R. (2000). Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder, *IEE Proc.-Electr. Power Applications* **147**(4): 241–250.
- Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M., e Timbus, A. V. (2006). Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(5): 1398–1409.
- Camacho, E. F. e Bordons, C. (1998). *Model Predictive Control*, Springer.
- Chen, Z. e Spooner, E. (2001). Grid power quality with variable speed wind turbines, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **16**: 148–154.

- Cheok, A. D. e Ertugrul, N. (1999). Use of fuzzy logic for modeling, estimation, and prediction in switched reluctance motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **46**(5): 1207–1224.
- Chowdhury, B. H. e Chellapilla, S. (2006). Double-fed induction generation control for variable speed wind power generation, *Electric Power System Research* (76): 786–800.
- CRESESB CEPEL (n.d.). <http://www.cresesb.cepel.br/>- acesso em março/2010, Centro de Referência para Energia Solar e Eólica.
- da Costa, J. P., Marques, J., Gründling, H. A. e Pinheiro, H. (2006). Dynamic behavior of the doubly-fed induction generator in stator flux vector reference frame, *Eletrônica de Potência* **13**(1): 33–42.
- da Rosa, A. V. (2009). *Renewable Energy Processes*, Elsevier.
- DAC0800-DAC0801-DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters (1995). *data sheet*, National Semiconductor Corporation.
- Datta, R. e Ranganathan, V. T. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors, *IEEE Transactions on Power Electronics* **16**(3): 390 – 399.
- Datta, R. e Rangathan, V. T. (2002). Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine - a comparison with alternative schemes, *IEEE Trans. on Energy Conversion* **17**(3): 414–421.
- de Alegria, I., Andreu, J., Ibanez, P., Villate, J. L. e Gabiola, I. (2004). Novel power error vector control for wind turbine with doubly fed induction generator, *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE* **2**: 1218–1223.
- de Araújo Lima, F. K. (2009). Aerogerador baseado em máquina de indução duplamente alimentada - suportabilidade para afundamento de tensão, *Tese doutorado*, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- de Camargo Sales, M. B. (2009). Modelagem e análises de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica, *Tese doutorado*, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.
- de Oliveira, R. G., da Silva, J. L. e Silva, S. R. (2008). Development of a new reactive power control strategy in doubly-fed induction generators for wind turbines, *Eletrônica de Potência* **13**(4): 277–284.

- de Santana, E. S. (2007). Algoritmo preditivo baseado em modelo aplicado no controle de velocidade do motor de indução, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.
- de Santana, E. S., Bim, E. e do Amaral, W. C. (2008). A predictive algorithm for controlling speed and rotor flux of induction motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**(12): 4398–4407.
- Depenbrock, M. (1988). Direct self-control(dsc) of inverter-fed induction machine, *IEEE Trans. Power Electronics* **3**(4): 420–429.
- Energia Eólica* (n.d.). <http://www.aneel.gov.br/> - acesso em novembro/2010, Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL.
- Filho, A. J. S., de Oliveira Filho, M. e Filho, E. R. (2008a). A deadbeat active and reactive power control for doubly-fed induction generator, *VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, VIII Induscon*.
- Filho, A. J. S., de Oliveira Filho, M. e Filho, E. R. (2008b). A digital active and reactive power control for doubly-fed induction generator, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*. pp. 2718 – 2722.
- Filho, A. J. S. e Filho, E. R. (2009). The complex controller for three-phase induction motor direct torque control, *Sba Controle e automação*. **20**(2): 256–262.
- Franklin, G. F., Powel, J. D. e l. Workman, M. (1994). *Digital Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley Publishing Company.
- Guo, J., Cai, X. e Gong, Y. (2008). Decoupled control of active and reactive power for a grid-connected doubly-fed induction generator, *Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. DRPT 2008*. pp. 2620 – 2625.
- Harnefors, L. e Nee, H.-P. (1998). Model-based current control of ac machines using the internal model control method, *IEEE Transactions on Industry Applications* **34**(1): 133 – 141.
- Heier, S. (1998). *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, John Wiley & Sons Inc.
- Hernández, J. R. (1999). Implementação digital utilizando dsp do controle por orientação do fluxo do rotor: Métodos direto e indireto, *Tese mestrado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.

- Holtz, J., Quan, J., Pontt, J., Rodríguez, J., Newman, P. e Miranda, H. (2004). Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables, *IEEE Trans. Ind. Applications* **40**: 1388–1397.
- Jacomini, R. V. (2008). Controle de fluxo de potência do gerador de indução duplamente alimentado funcionando na velocidade subsíncrona, *Tese mestrado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.
- Kennel, R., El-kholy, E., Mahmoud, S., El-refaei, A. e Elkady, F. (2005). A simple high performance current control scheme for induction motor drives, *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2005*.
- Kennel, R. e Linder, A. (2005). Direct model predictive control - a new direct predictive control strategy for electrical drives, *European Conference on Power Electronics and Applications* pp. 10 pp.–P.10.
- Kennel, R., Linder, A. e Like, M. (2001). Generalized predictive control (gpc)-ready for use in drive applications?, *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 4*: 1839–1844.
- Kovács, P. K. e Rácz, E. (1984). *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Amsterdam, The Netherlands: Elsevier.
- Lazarini, M. V. e Filho, E. R. (2008). Induction motor control didactic set-up using sensorless and sliding mode dte strategy, *Eletrônica de Potência* **13**(4): 291–299.
- Linder, A. e Kennel, R. (2005). Model predictive control for electrical drives, *36th IEEE Power Electronics Specialists Conference* pp. 1793 – 1799.
- Ma, M., Li, P. e Li, B. (2005). A simple high performance current control scheme for induction motor drives, *31th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2005*. pp. 1762–1767.
- Marra, E. G. e Pomilio, J. A. (2000). Sistemas de geração baseados em gerador de indução operando com tensão regulada e frequência constante, *SBA Controle & Automação* **11**(1): 29–36.
- Morren, J. e de Haan, S. W. H. (2005). Rides through of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**(2): 435–441.

- Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S. e Takahashi, I. (1998). Direct power control of pwm converter without power-source voltage sensors, *IEEE Transactions on Industrial Applications* **34**(3): 473–479.
- Novotny, D. W. e Lipo, T. A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press OXFORD.
- Ogata, K. (2000). *Engenharia de Controle Moderno*, LTC.
- Panda, D., Benedict, E. L., Venkataramanan, G. e Lipo, T. A. (2001). A novel control strategy for the rotor side control of a doubly-fed induction machine, *IEEE Industry Applications Conference*.
- Panda, D. e Lipo, T. A. (2005). Double side control of wound rotor induction machine for wind energy application employing half controlled converters, *IEEE Industry Applications Conference*.
- Phillips, C. L. (2000). *Feedback Control Systems*, Pretince Hall.
- Poitiers., F., Bouaouiche, T. e Machmoum, M. (2009). Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion, *Electric Power Systems Research* **79**: 1085–1096.
- Rashid, M. (2004). *Power electronics circuits, devices and applications*, Pretince Hall.
- Rodríguez, J. R., Dixon, J. W., Espinoza, J. R., Pontt, J. e Lezana, P. (2005). Pwm regenerative rectifiers: State of the art, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **52**(1).
- Rossiter, J. A. (2003). *Model Based Predictive Control - A Practical Approach*, CRC Press.
- Sadara, W. e Neammanee, B. (2010). Implementation of three phase grid synchronization for doubly-fed induction generators in wind energy systems, *International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology ECTI-CON* pp. 1016 – 1020.
- Santos-Martin, D., Rodriguez-Amenedo, J. L. e Arnalte, S. (2008). Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics* **13**(5): 115–126.
- Sen, P. (1997). *Principles of electric machines and power electronics*, Ed. John Wiley.
- Simões, M. G. e Farret, F. A. (2004). *Renewable Energy Systems with Induction Generators*, CRC PRESS.

- Sun, D., Guo, X., Shang, L. e He, Y. (2008). Modified dpc for dfig based wind power generation under unbalanced grid-voltage, *International Conference on Electrical Machines and Systems. ICEMS 2008*. pp. 2299–2304.
- Takahashi, I. e Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. Ind. Applications* **IA-22**(5): 820–827.
- Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X. e Sáenz, J. R. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator, *IEEE Trans. on Energy Conversion* (194-204).
- Tennakoon, A., Arulampalam, A., Ekanayake, J. B. e Abeyratne, S. G. (2007). Tracking of rotor angle for controlling doubly fed induction generators in wind power applications, *International Conference on Industrial and Information Systems. ICIIIS*. pp. 311 – 316.
- Tex (1988). *Implementation of a speed field oriented control of three phase AC Induction Motor using TMS320F240*.
- Tex (2001). *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors*.
- Valdenebro, L. R. (2001). Observadores adaptativos de fluxo e velocidade para motores de indução - estudo e implementação, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.
- Vieira, J. P. A., Nunes, M. V. A., Bezerra, U. H. e do Nascimento, A. C. (2007). Controladores fuzzy aplicados ao conversor de geradores de indução duplamente excitados em sistemas eólicos integrados a sistemas de potência, *SBA Controle & Automação* **18**(1): 115–126.
- Voltolini, H. (2007). Modelagem e controle de geradores de indução duplamente alimentados com aplicação em sistemas eólicos, *Tese doutorado*, Universidade Federal de Santa Catarina.
- 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* pp. 253–258.
- Xin-fang, Z., Da-ping, X. e Yi-bing, L. (2004). Predictive functional control of a doubly fed induction generator for variable speed wind turbines, *IEEE World Congress on Intelligent Control and Automation* .
- 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., Zhi, D. e Williams, B. W. (2009). Predictive current control of doubly fed induction generators, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **56**(10): 4143–4153.
- Xu, X., Donker, R. D. e Novotny, D. W. (1988). A stator flux oriented induction machine drive, *PESC '88 Conference Record* pp. 870–876.
- Yamamura, S. (1992). *Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines*, Clarendon Press OXFORD.
- Yang, S.-M. e Lee, C.-H. (2002). A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives, *IEEE Trans. on Power Electronics* **17**(5): 772–778.
- Yao, X., Jing, Y. e Xing, Z. (2007). Direct torque control of a doubly-fed wind generator based on grey-fuzzy logic, *International Conference on Mechatronics and Automation. ICMA 2007*. pp. 3587 – 3592.
- Zhang, L., Norman, R. e Shepherd, W. (1996). Long-range predictive control of current regulated pwm for induction motor drives using the synchronous reference frame, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **5**(1): 119–126.
- 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.

APÊNDICE A

Dados da Máquinas Utilizadas na Bancada Experimental

Dados da máquina de indução para simulação computacional:

- $R_1 = 0,02475 \Omega$; $R_2 = 0,0133 \Omega$;
- $L_m = 0,01425 H$; $L_{l1} = 0,000284 H$; $L_{l2} = 0,000284 H$; $J = 2,6 Kg \cdot m^2$;
- $NP = 2$; $PN = 149,2 kVA$; $V_N = 575 V$.

Dados da máquina de indução da bancada:

- Fabricante: Eletromáquinas Anel S.A., Potência: 2,25kW, 4 pólos, 60 Hz, 220/380 V;
- $I_N = 8,8/5,1 A$; $N_N = 1730 rpm$; $J=0,05 kg \cdot m^2$;
- $R_1 = 2,2 \Omega$; $R_2=1,67 \Omega$;
- $L_2 = 0,08364 H$, $L_1 = 0,08364 H$, $L_M = 0,0829 H$.

Dados da máquina de corrente contínua:

- Fabricante: Eletromáquinas Anel S.A., Potência:2 kW;
- Armadura: 220 V, 16 A;
- Campo: 220 V, 0,6 A;
- $N_N = 1800 rpm$.

APÊNDICE B

Descrição do Sistema

B.1 Estratégias e métodos utilizados para medição de velocidade, correntes e tensões

Como foi comentado na seção 6.2 as placas de condicionamento que possibilitaram a aquisição dos sinais de velocidade, tensão e corrente foram projetadas e confeccionadas em laboratório.

Nas próximas seções são apresentados os circuitos e as técnicas utilizadas para a medição de velocidade, correntes e tensões.

B.1.1 Medição de Velocidade

Para a medição da velocidade do rotor do GIRB é utilizado um gerador rotativo incremental de pulsos (*encoder*) que é acoplado ao seu eixo. A saída do *encoder* gera um trem de pulsos de amplitude na faixa de 0V a 5V, com frequência proporcional à velocidade. O *encoder* é caracterizado por uma constante que fornece o total de pulsos emitidos por revolução (ppr), dessa forma, a qualidade do dispositivo está relacionada ao seu ppr. A resolução do *encoder* é de 3600 ppr para cada sinal do *encoder A* e *B*. Para aumentar sua precisão aumenta-se a resolução do *encoder* através da utilização de uma porta lógica *ou exclusivo* (xor) para os dois sinais do *encoder*. Assim, este equipamento passará a ter uma resolução de 14400ppr. O método empregado neste experimento é baseado na contagem de pulsos emitidos pelo *encoder* em um período de tempo fixo (período de amostragem) e sua divisão pela constante de tempo do *encoder* expresso por:

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k - 1)}{T_s} \quad (\text{B.1})$$

e

$$x(k) = \frac{\text{número de pulsos}}{\text{ppr do } encoder} \quad (\text{B.2})$$

sendo que $v(k)$ é a velocidade no instante de tempo k , x é a posição do rotor dada pelo número de pulsos e T_s é o período de amostragem.

Como exemplo, considere que foram contados 30 pulsos em T_s . Assim:

$$x(k) = \frac{30}{14400} = 0,00208$$

$$v(k) = \frac{0,00208}{4 \times 10^{-4}} = 5,21rps = 156,25rpm$$

Um aspecto importante a ser ressaltado é a precisão obtida com este tipo de implementação. A precisão deste método é limitada pela resolução do *encoder* e por T_s como foi verificado na equação B.1, seguindo o mesmo raciocínio do exemplo acima, um erro na medição de ± 1 pulso, equivale a um erro de velocidade de $\pm 10rpm$.

B.1.1.1 Estimação do ângulo do rotor

O ângulo do rotor δ_r poder ser calculado a partir da quantidade de pulsos em cada instante de amostragem ou através da integral da velocidade elétrica da máquina. No primeiro caso, calcula-se a razão ângulo por pulso $\left(\frac{2\pi}{\text{resolução do } encoder} \right)$ e a partir do número de pulsos calcula-se o ângulo no instante de amostragem que é somado ao ângulo anterior até atingir 2π quando o ângulo deve ser zerado.

No método através da integral da velocidade, o ângulo é dado por:

$$\delta_r = \int NP \omega_{mec} dt \quad (\text{B.3})$$

A Equação (B.3) é implementada no DSP com o emprego do método de integração de Euler de primeira ordem, ou seja, somando retângulos cujas bases são dadas pelo passo de integração h . Então, a expressão a ser implementada no DSP é dada por:

$$\delta_r(k) = \omega_{mec}(k)h + \delta_r(k-1) \quad (\text{B.4})$$

Da mesma maneira que o método de número de pulsos, o ângulo deve ser zerado quando atingir 2π .

B.1.1.2 Circuito de interface para o encoder

Para a implementação da malha de velocidade do algoritmo de controle, realizou-se a medição da velocidade do eixo da máquina. Para isso, utilizou-se um *encoder* que gera pulsos em quadratura (A e B), de amplitude variando de 0 a 5 V e, as entradas digitais do DSP possuem amplitude de 0 a 3,3 V. Assim, foi construído um circuito de interface que condicionasse estes sinais para os níveis exigidos, mantivesse as larguras de pulso, além de promover isolamento óptico entre a parte elétrica ligada ao *encoder* e a parte elétrica ligada ao DSP, diminuindo os ruídos eletromagnéticos introduzidos ao sistema. Este circuito está representado na Figura B.1.

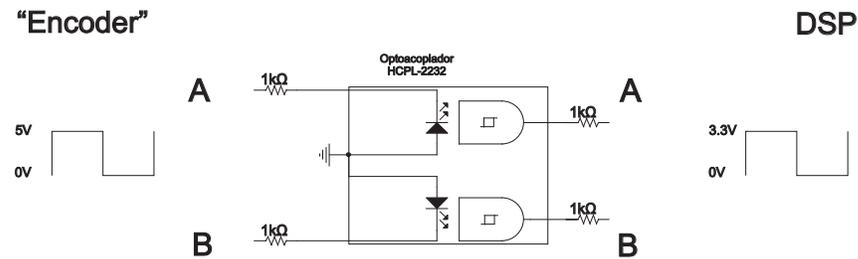


Figura B.1: Circuito de interface para o sinal do *encoder*.

B.1.2 Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de correntes

Para a medição das correntes do GIRB são utilizados sensores de efeito Hall em duas fases i_{as} e i_{bs} . Esses sinais são adquiridos pelo DSP e transformados para o sistema $\alpha\beta$ via *software*. As equações que governam esta transformação são encontradas a partir da expressão para o vetor espacial dada por

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3} [i_{as}e^{j0} + i_{bs}e^{j2\pi/3} + i_{cs}e^{j4\pi/3}] \quad (B.5)$$

logo

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3} \left[i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} + j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs} - j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{cs} \right]. \quad (B.6)$$

Como no sistema a três fios a soma das correntes é igual a zero, $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$, permite-se expressar a Equação (B.6) em função de i_{as} e i_{bs} da seguinte maneira

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2}i_{as} + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{bs} + i_{as}) \right] = i_{as} + j\frac{1}{\sqrt{3}}(2i_{bs} + i_{as}). \quad (\text{B.7})$$

As projeções do vetor \vec{i}_1 nos eixos real (α) e imaginário (β) representam a transformação do sistema trifásico (abc) para o sistema estacionário bifásico ($\alpha\beta$) e são expressas por

$$i_\alpha = i_{as}$$

e

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(2i_{bs} + i_{as}).$$

Os sinais de corrente adquiridos e transformados para ($\alpha\beta$) são apresentados na Figura B.2.

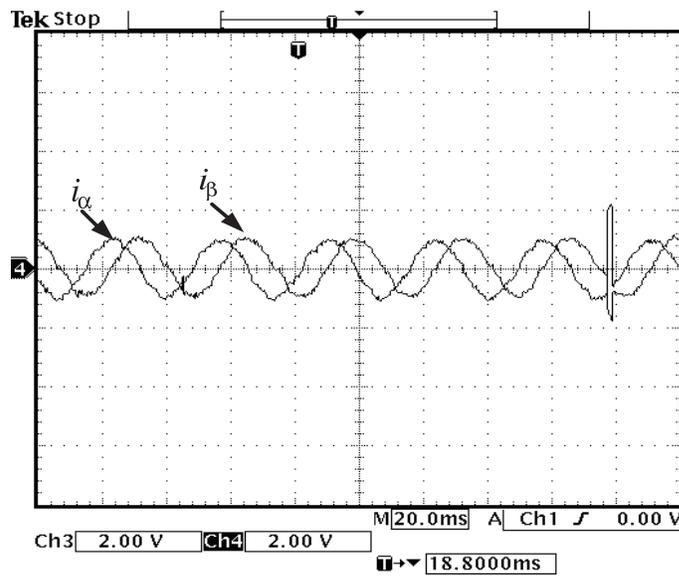


Figura B.2: Sinais de corrente transformados para o referencial ($\alpha\beta$) (5 A/div).

A próxima seção apresentam-se os procedimentos para a aquisição dos sinais de tensões.

B.1.3 Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de tensões

Para a medição das tensões de linha v_{ab} e v_{bc} do GIRB são utilizados sensores de efeito Hall. Os sinais dos sensores são condicionados de forma de sua aquisição possa ser realizada pelo DSP

e transformados para o sistema $\alpha\beta$ via *software*. As equações que governam esta transformação são encontradas a partir da expressão para o vetor espacial dada por

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3} [v_{as}e^{j0} + v_{bs}e^{j2\pi/3} + v_{cs}e^{j4\pi/3}] \quad (\text{B.8})$$

logo

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3} \left[v_{as} - \frac{1}{2}v_{bs} + j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bs} - \frac{1}{2}v_{cs} - j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{cs} \right]. \quad (\text{B.9})$$

As tensões de linha do sistema são representadas como $v_{ab} = v_{as} - v_{bs}$, $v_{bc} = v_{bs} - v_{cs}$ e $v_{ca} = v_{cs} - v_{as}$. A expressão (B.9) em função da tensões de linha torna-se

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3} \left[v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc} + j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bc} \right] = \frac{2}{3}(v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc}) + j\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc} \quad (\text{B.10})$$

As projeções do vetor \vec{v}_1 nos eixos real (α) e imaginário (β) representam a transformação do sistema trifásico (abc) para o sistema estacionário bifásico ($\alpha\beta$) e são expressas por

$$v_\alpha = \frac{2}{3}(v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc})$$

e

$$v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc}.$$

Os sinais de tensão aquisicionados e transformados para o referencial ($\alpha\beta$) são apresentados na Figura B.3.

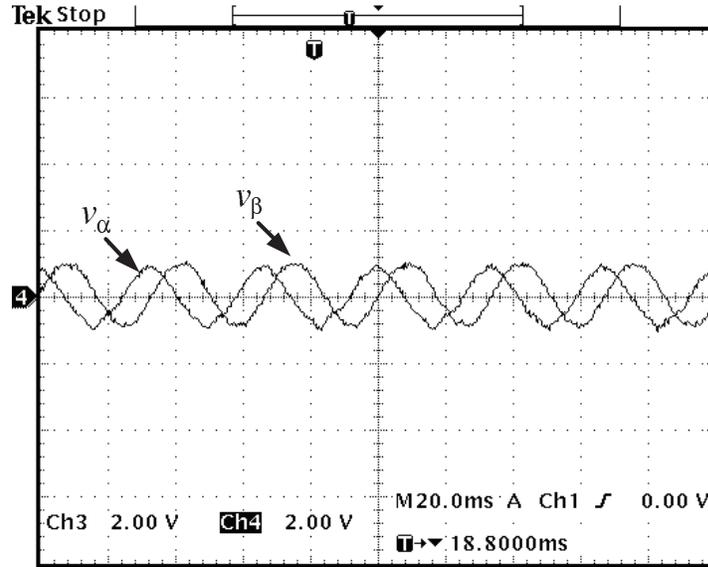


Figura B.3: Sinais de tensão transformados para o referencial $(\alpha\beta)$ (150 V/div).

A próxima seção apresenta estratégias e métodos utilizados para estimação do fluxo do estator, da sua posição espacial e do torque eletromagnético.

B.2 Estratégia e método utilizados para estimação do fluxo do estator.

Para a estimação do fluxo do estator foi utilizado as seguintes expressões descritas por

$$\lambda_{1\alpha} = \int (v_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha}) dt \quad (\text{B.11})$$

e

$$\lambda_{1\beta} = \int (v_{1\beta} - R_1 i_{1\beta}) dt \quad (\text{B.12})$$

Do ponto de vista de implementação, o fluxo não pode ser estimado apenas com o emprego de uma integração simples, pois o componente DC presente nos sensores de tensão e corrente é amplificado com ganho infinito. Devido à esse fenômeno, o fluxo tende a aumentar positivamente ou negativamente até exceder o tamanho da palavra do DSP, este fenômeno é conhecido

como saturação da integral. Para resolver esse problema emprega-se uma versão modificada da integral (Xu et al., 1988), propondo a seguinte função de transferência

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \quad (\text{B.13})$$

A função $F(j\omega)$ presente na Equação (B.13) se comporta da seguinte forma: se o termo δ for pequeno comparado com a frequência de operação, ou seja, $j\omega \gg \delta$ a função de transferência se comporta como uma integral, se por outro lado o termo δ for maior comparado com a frequência de operação, ou seja, $\delta \gg j\omega$ a função de transferência apresenta um ganho limitado em baixas frequências. Esse comportamento é semelhante a um filtro passa baixa com uma frequência de corte pequena. Um diagrama para a função de transferência da Equação (B.13) aplicada para a estimação do fluxo da Equação (B.11) é apresentado na Figura B.4.

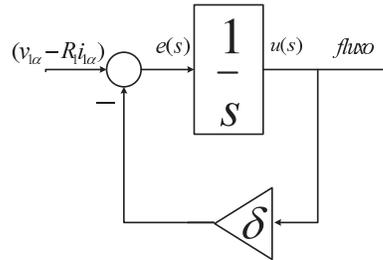


Figura B.4: Diagrama da integral modificada.

A Equação (B.13) é implementada no DSP com o emprego do método de integração de *Euler* de primeira ordem, ou seja, somando retângulos cujas bases são dadas pelo passo de integração h . O algoritmo para a estimação do fluxo é expresso por

$$\lambda_{1\alpha}(k) = \frac{1}{\delta h + 1} \lambda_{1\alpha}(k - 1) + \frac{h}{\delta h + 1} f e m_{\alpha} \quad (\text{B.14})$$

A função de transferência $F(j\omega)$ expressa em (B.13) tem como inconveniente a introdução de uma defasagem entre os sinais de entrada e saída proporcional ao ganho δ . É por esta razão que o parâmetro deve ser escolhido de acordo com a frequência de mais baixa operação do sistema.

A próxima seção apresenta a transformação do referencial síncrono dq para $\alpha\beta$

B.3 Transformação do referencial síncrono dq para $\alpha\beta$

O método de controle empregado para realizar o chaveamento do inversor tem como entrada as tensões efetivas no referencial estacionário. Como foi apresentado na seção 6.2.1, a estratégia de controle gera um vetor referência de tensão no referencial síncrono dq transformado para o referencial $\alpha\beta$ a partir da posição espacial do fluxo de estator δ_s . A transformação do referencial síncrono dq para o estacionário $\alpha\beta$ a partir de δ_s é expressa por

$$\vec{v}_{1\alpha\beta} = \vec{v}_{1dq} e^{j\delta_s} = (v_{1d} \cos \delta_s - v_{1q} \text{sen} \delta_s) + j(v_{1d} \text{sen} \delta_s + v_{1q} \cos \delta_s) \quad (\text{B.15})$$

De acordo com a notação empregada neste trabalho a componente α é associada à parte real da Equação (B.15) e a componente β é associada a sua parte imaginária. Dessa forma as componentes tornam-se

$$v_{1\alpha} = v_{1d} \cos \delta_s - v_{1q} \text{sen} \delta_s$$

e

$$v_{1\beta} = v_{1d} \text{sen} \delta_s + v_{1q} \cos \delta_s.$$

Como pode ser observado a transformação ($dq \rightarrow \alpha\beta$) depende dos valores do seno e cosseno do ângulo δ_s , conforme foi apresentado na seção 6.2 essas funções matemáticas são realizadas pelo próprio DSP.

APÊNDICE C

Implementação da Modulação por Vetores Espaciais

Esta seção apresenta a implementação da técnica *space vector modulation* (SVM) utilizada no acionamento proposto. Nas seções seguintes 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 (Rashid, 2004).

C.1 Escalonamento dos sinais de entrada ao algoritmo SVM

O algoritmo SVM recebe como entrada as referências das componentes $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ do vetor tensão do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$ e o valor da tensão do barramento DC do inversor V_{DC} . Na saída do algoritmo são obtidos três sinais de PWM para o controle das chaves do inversor. Os valores de $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ ingressam ao algoritmo em formato por unidade (*pu*) provenientes da transformação do sistema síncrono ao estacionário que é realizada na saída dos reguladores *PI* da malha de corrente do sistema de controle. O parâmetro V_{DC} é transformado para o sistema pu de acordo com a tensão de base escolhida.

C.2 Determinação do setor do vetor tensão de referência

A Figura C.1 mostra a representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações dos estados das chaves do inversor. A área entre dois vetores consecutivos no plano é chamada de setor e, portanto, há seis setores distintos. O vetor de referência V_{ref} pode ser representado como uma combinação linear dos vetores base que limitam o seu setor (vetores adjacentes) e dos vetores nulos. Na Figura C.1 os vetores base estão nomeados como: V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 e V_6 , os vetores nulos que não aparecem na figura são $V_0 = (000)$ e $V_7 = (111)$.

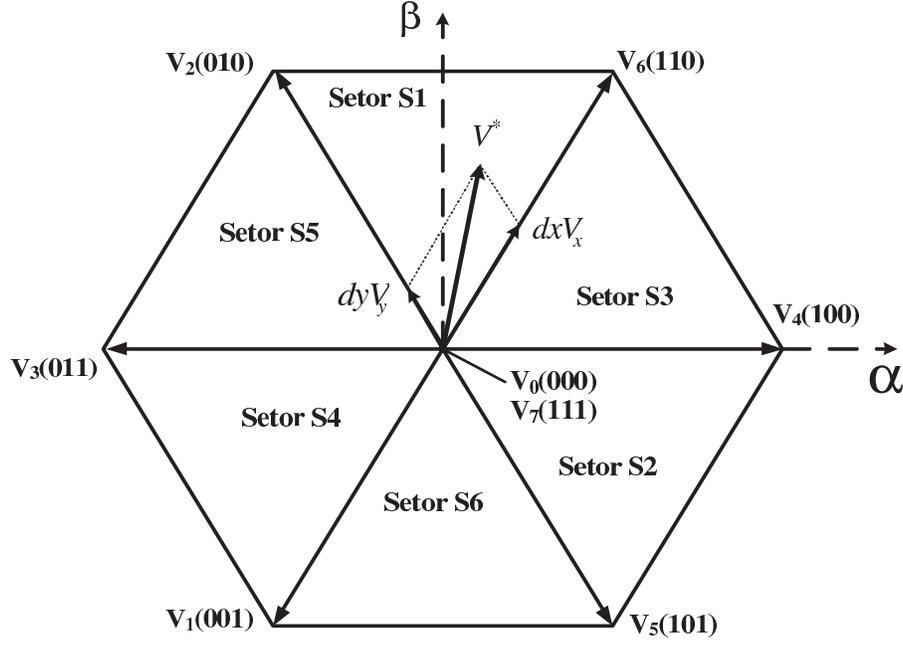


Figura C.1: Representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações de estados das chaves no plano $\alpha\beta$.

O vetor de referência V_{ref} pode ser decomposto em função dos vetores base do setor e dos vetores nulo por

$$V_{ref} = dxV_x + dyV_y + dzV_z \quad (C.1)$$

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 “duty rates” que representa o tempo em relação ao período de PWM que permanecem aplicados os vetores V_x , V_y e V_z 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 V_{ref} . Uma maneira de realizar esta implementação é reportada em (Tex, 1988) e (Valdnebro, 2001). Para isto são definidas as variáveis V_{ref1} , V_{ref2} e V_{ref3} em função das componentes $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ a partir das expressões

$$V_{ref1} = v_{1\beta_{ref}}, \quad (C.2)$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}v_{1\alpha_{ref}} - v_{1\beta_{ref}}) \quad (C.3)$$

e

$$V_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}v_{1\alpha_{ref}} - v_{1\beta_{ref}}). \quad (C.4)$$

A partir da expressões (C.2), (C.3) e (C.4) são calculados os coeficientes A , B e C , os quais podem assumir valor de 0 ou 1 em dependência 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 obtidos para os coeficientes A , B , e C , o setor do vetor de referência é calculado por

$$setor = A + 2B + 4C. \quad (C.5)$$

C.3 Determinação dos tempos para os sinais de 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 Tabela C.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} do sinal PWM através das seguintes expressões (Tex, 1988)

$$X = \sqrt{3} \frac{T_{PWM}}{V_{DC}} v_{1\beta_{ref}}, \quad (C.6)$$

$$Y = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{1\beta_{ref}} + \frac{3}{2} v_{1\alpha_{ref}} \right) \frac{T_{PWM}}{V_{DC}} \quad (C.7)$$

e

$$Z = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{1\beta_{ref}} - \frac{3}{2} v_{1\alpha_{ref}} \right) \frac{T_{PWM}}{V_{DC}}. \quad (C.8)$$

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

Tempo-Setor	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 é maior que o período de PWM, o algoritmo estabelece a condição de saturação, dessa forma, as expressões empregadas são dadas por

$$t_{1sat} = t_1 \frac{T_{PWM}}{t_1 + t_2} \quad (C.9)$$

e

$$t_{2sat} = t_2 \frac{T_{PWM}}{t_1 + t_2} \quad (C.10)$$

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, 1988)

$$t_a = \frac{T_{PWM} - t_1 - t_2}{2}, \quad (C.11)$$

$$t_b = t_a + t_1 \quad (C.12)$$

e

$$t_c = t_b + t_2 \quad (C.13)$$

Os valores de t_a , t_b e t_c são expressados então em unidades de contas de “timer” 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 C.2. Uma vez, realizado este procedimento este procedimento o DSP gera na sua saída os seis sinais de PWM’s necessários para comandar o inversor.

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

Registrador-Setor	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_b	t_c	t_a	t_b	t_a

A Figura C.2 apresenta primeira, terceira e quinta harmônica, para a frequência de 15 Hz , geradas pela modulação por vetores espaciais assim como o sinal de uma das chaves.

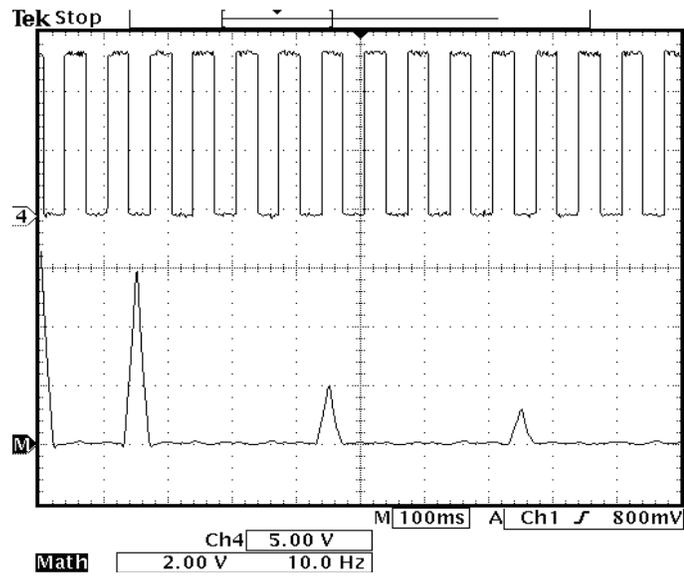


Figura C.2: Sinal de uma das chaves e componentes harmônicas da modulação por vetores espaciais.

APÊNDICE D

Publicações Resultantes desta Tese de Doutorado

As publicações relativas a presente tese são as mostradas abaixo.

Publicações em periódicos:

1. SQUIREZ FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT, E. A predictive power control for wind energy. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011. (Aceito para publicação)
2. SQUIREZ FILHO, A. J.; RUPPERT, E. . A Deadbeat Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Induction Generator. *Electric Power Components and Systems*, v. 38, p. 592-602, 2010.
3. SQUIREZ FILHO, A. J.; OLIVEIRA FILHO, M. E. ; RUPPERT FILHO, E.. A Power Control Scheme For Doubly-fed Induction Generator. *Eletrônica de Potência*, v. 14, p. 287-295, 2009.
4. SQUIREZ FILHO, A. J.; RUPPERT FILHO, E. A Direct Power Controller for Doubly-Fed Induction Generator. *Renewable Energy and Power Quality Journal*, N09 pp.219, April 2010.

Publicações em congressos:

1. SQUIREZ FILHO, A. J., RUPPERT FILHO, E.. A Direct Power Controller for Doubly-Fed Induction Generator. In: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ*, 2010.
2. SQUIREZ FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT FILHO, E.. A predictive control strategy for Doubly-fed induction generator direct power control In: *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON*, 2010, São Paulo.

3. SQUAREZI FILHO, A. J., RUPPERT FILHO, E.. A predictive direct power control of Doubly-fed Induction Generator In: *IEEE International Conference of Industrial Technology - IEEE - ICIT*, 2010.
4. SQUAREZI FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT FILHO, E.. A Predictive Power Control for Wind Energy In: *North American Power Symposium*, 2010, Arlington - Texas.
5. SQUAREZI FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., SILVA, D. M., RUPPERT FILHO, E.. The Implementation of Deadbeat Power Control for DFIG using TMS320F2812 In: *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - IX INDUSCON*, 2010.
6. SQUAREZI FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT FILHO, E.. A power control scheme for doubly-fed induction generator In: *Congresso Brasileiro de eletrônica de Potência - COBEP*, 2009, Bonito.
7. SQUAREZI FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT FILHO, E.. A Deadbeat Active and Reactive Power Control for Doubly-fed Induction Generator In: *VIII Conferência de Aplicações Industriais - VIII INDUSCON*, 2008.
8. SQUAREZI FILHO, A. J., OLIVEIRA FILHO, M. E., RUPPERT FILHO, E.. A digital active and reactive power control for doubly-fed induction generator In: *Power Electronics Specialists Conference*, 2008. PESC 2008.