UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO ESCOLA POLITÉCNICA

André Luiz de Oliveira

Controle Preditivo Robusto tipo *Finite Control Set* Aplicado ao Controle das Potências do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

André Luiz de Oliveira

Controle Preditivo Robusto tipo *Finite Control Set* Aplicado ao Controle das Potências do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

Tese apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do título de doutor em ciências

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho Coorientador: Prof. Dr. Eduardo Coelho Marques da Costa

Este exemplar foi revisado responsabilidade única do	o e corrigido em relação à versão original, sob o autor e com a anuência de seu orientador.
São Paulo, de	de
Assinatura do autor:	
Assinatura do orientador:	

Catalogação-na-publicação

Oliveira, André Luiz de Controle Preditivo Robusto tipo Finite Control Set Aplicado ao Controle das Potências do Gerador de Indução Duplamente Alimentado / A. L. Oliveira - versão corr. -- São Paulo, 2019. 102 p.
Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.
1.Energia eólica 3.Controle preditivo robusto 4.Finite Control Set 5.Variação Paramétrica I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t. A meus pais Alcides e Quitéria (in memoriam), à esposa Simone e filhos Eduardo e Sabrina, às minhas irmãs, sobrinho(a)s e membros da família, aos Professores Alfeu e Ademir (UFABC), Eduardo Coelho, Renato Monaro e José Roberto Cardoso (EPUSP), aos amigos que fizeram parte desta conquista e aos que acreditam que a educação pode ser o melhor caminho para um mundo melhor.

Agradecimentos

• Ao Prof. Dr. Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho, pelo grande apoio e orientação durante todo este trabalho. Ele foi sem dúvida o grande responsável pelo sucesso deste trabalho;

• Ao Prof. Dr. Eduardo Coelho Marques da Costa, pelo apoio e orientação durante todo este trabalho. Sem sua sempre presente ajuda talvez os prazos não pudessem ter sido cumpridos.

• Ao Prof. Dr. Ademir Pelizari (UFABC), pelo grande incentivo durante as visitas às dependências da Universidade Federal do ABC;

• À Profa. Dra. Ahda Pionkoski Grilo Pavani (UFABC), por aceitar novamente participar de uma defesa minha e sempre contribuir de forma significativa para melhorar o conteúdo da versão final deste trabalho;

• Aos Professores Dr. Júlio Carlos Teixeira (UFABC) e Dr. Darci Odloak (EPUSP), por aceitarem o convite de participação na banca e contribuirem para melhorar o conteúdo da versão final deste trabalho;

• Aos Professores Dr. Renato Machado Monaro e Dr. José Roberto Cardoso (EPUSP), por suas aulas e por tamanha humildade, diante de tanto conhecimento que eles possuem;

• Aos amigos doutorandos da Escola Politécnica, Karlos Chirapo, Lucas Rodrigues, Alejandro Gutierrez, Milena Vargas, Patry Colorado e Paula Osório, da UNICAMP, Elmer e Juan Carlos, da UFABC, Jones Clemente, Carlos Mário e Daniel;

• Ao Prof. Dr. Willi Pendl, pelos conselhos e incentivo durante todo o doutorado;

• À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro.

"Pouco conhecimento faz com que as pessoas se sintam orgulhosas. Muito conhecimento, com que se sintam humildes." (Leonardo da Vinci)

Resumo

Oliveira, A. L. de Controle Preditivo Robusto tipo *Finite Control Set* Aplicado ao Controle das Potências do Gerador de Indução Duplamente Alimentado. 102 p. Tese de doutorado – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2019.

Esta tese de doutorado propõe um controlador preditivo robusto tipo *finite control set* aplicado ao controle das potências do gerador de indução duplamente alimentado. Desta forma, a proposta possui dois membros do vetor tensão predita do rotor, sendo que o primeiro termo calcula a tensão considerando as referências de corrente do rotor e o segundo é projetado considerando os erros devido à estimação dos parâmetros da máquina. Os referidos erros devido a variações de parâmetros são modelados como alterações na corrente do rotor. O vetor de tensão a ser fornecido ao rotor da máquina é selecionado através da minimização de uma função custo. Os resultados obtidos na simulação computacional e em bancada experimental confirmam o desempenho do controlador proposto.

Palavras-chave: gerador de indução duplamente alimentado, controle robusto, *finite control set*, energia eólica, controle preditivo de modelo.

Abstract

Oliveira, A. L. de . 102 p. Ph.D. Thesis – Polytechnic School, University of São Paulo, 2019.

This Ph.D. thesis proposes a robust predictive controller type finite control set applied to control of the powers at doubly fed induction generator. In this way, the proposal has two members of the predicted voltage vector of the rotor, the first term calculating the voltage considering the rotor references current and the second one is projected considering the errors due to the estimation of the machine parameters. The errors due to variations parameter are modeled as changes in the rotor current. The voltage vector to be supplied to the machine rotor is selected by minimizing a cost function. The results obtained in the computational simulation and experimental bench confirm the performance of the proposed controller.

Keywords: Doubly-fed induction generator, robust control, finite control set, wind energy, model predictive control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Corrente de ar ao redor da turbina	32
Figura 2 – Evolução das turbinas e ólicas entre 1982 e 2006	33
Figura 3 – Vista interna de uma turbina Vestas V27	35
Figura 4 $-$ Dados preliminares de 2018 dos totais de capacidade instalada no mundo.	37
Figura 5 $-$ Dados preliminares de 2018 dos totais de capacidade instalada no Brasil.	38
Figura 6 $-$ Dados dos 16 países com maiores capacidades instaladas de energia eólica.	38
Figura 7 – GSIP conectado à rede . \ldots	39
Figura 8 – GSIP conectado à rede com conversor CC/CC. \ldots	40
Figura 9 – GIGE conectado à rede elétrica via conversor back to back	41
Figura 10 – GIDA conectado à rede elétrica via conversor back to back	42
Figura 11 – GRV conectado à rede elétrica.	43
Figura 12 – Diagrama em blocos do controle CDT para um GIDA. \ldots	45
Figura 13 – Diagrama em blocos do controle CDT para um GIDA. \ldots	46
Figura 14 – Disposição física entre os enrolamentos do estator e rotor	48
Figura 15 – Circuito Equivalente para a Máquina de Indução Duplamente Alimentada	49
Figura 16 – Representação do Vetor Espacial	51
Figura 17 – Fluxograma básico de um controle preditivo	61
Figura 18 – Resposta livre e forçada	62
Figura 19 – Diagrama em blocos básico para controle preditivo tipo $\mathit{Finite}\ \mathit{Control}\ \mathit{Set}$	
aplicado em conversores	63
Figura 20 – Fluxograma do controle preditivo do tipo <i>Finite Control Set</i>	64
Figura 21 – Comportamento dos vetores de tensão	65
Figura 22 – Diagrama em blocos do controle preditivo tipo <i>finite control set</i> robusto.	72
Figura 23 – Fluxograma do controle preditivo robusto tipo <i>finite control set.</i>	74
Figura 24 – Simulação de velocidade variável	78
Figura 25 – Simulação de resposta ao degrau de corrente no rotor	79
Figura 26 – Detalhe da resposta ao degrau de corrente do eixo em quadratura no	
rotor sem variação paramétrica	79

Figura 27 – Resposta ao degrau de corrente no eixo direto do rotor	80
Figura 28 – Resposta ao degrau de corrente no eixo em quadratura do rotor. \ldots .	80
Figura 29 – Simulação de resposta ao degrau de corrente do rotor com variação	
paramétrica em 60%	81
Figura 30 – Detalhe das respostas ao degrau com alteração paramétrica. \ldots \ldots .	81
Figura 31 – Configuração Experimental da Bancada de Testes	82
Figura 32 – Teste de variação de velocidade (1 s/div.). $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	84
Figura 33 – Configuração do degrau para o teste de corrente no rotor (100ms/div.) .	85
Figura 34 – Detalhes do teste de degrau de corrente no rotor (2ms/div.) . \ldots .	85
Figura 35 – Comportamento dinâmico do GIDA durante o teste do degrau aplicado	
i_{rq} (10ms/div.).	86
Figura 36 – Comportamento dinâmico do GIDA durante o teste do degrau aplicado	
i_{rd} (5ms/div.).	86
Figura 37 – Variação dos Parâmetros (100ms/div.).	87
Figura 38 – Comparação de i_{rq} no teste degrau. $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	87
Figura 39 – Resultado da tensão no rotor para as variações dos parâmetros (500ms/di	v.).
	. 88

Lista de tabelas

Tabela 1 –	Modos de Operação da Máquina de Indução Duplamente Alimentada	50
Tabela 2 $\ -$	Estado das Chaves e Vetores de Tensão	65
Tabela 3 $\ -$	Estados das Chaves e Vetores de Tensão no Rotor	73
Tabela 4 –	Oscilação nas correntes no rotor devido à frequência de ope-	
Tabela 4 –	Oscilação nas correntes no rotor devido à frequência de ope- ração	83

Lista de siglas

- AHB Asymmetric Half-Bridge
- CA Corrente Alternada
- CC Corrente Contínua
- CO_2 Dióxido de Carbono
- DPC Controle Preditivo Direto
- DSP Processador Digital de Sinais
- DTC Controle Direto de Torque
- EWEA European Wind Energy Association
- f.c.e.m. Força Contra-Eletromotriz
- FCS Finite Control Set
- FOC Controle de Orientação por Fluxo
- G Ganho
- GIDA Gerador de Indução com Duplamente Alimentado
- GIGS Gerador de Indução do tipo Gaiola de Esquilo
- GRV Gerador de Relutância Variável
- GSIP Gerador Síncrono de Imãs Permanentes

- H ∞ Controle H-Infinito
- IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor
- LEPS Laboratório de Eletrônica de Potência e Smart Grids
- MIDA Motor de Indução com Duplamente Alimentado
- NPC Neutral-Point Clamped Converter
- PI Controlador Proporcional-Integral
- PID Controlador Proporcional-Integral-Derivativo
- PLL Phase-Looked Loop
- PWM Pulse Width Modulation
- rpm rotações por minuto
- UFABC Universidade Federal do ABC
- VSC Voltage Source Converter
- WWEA Word Wind Energy Association

Lista de Símbolos

- ${\cal P}_{wt}$ Potência Extraída do Vento
- ρ Densidade do ar
- A_{wt} Área coberta pelo rotor da turbina eólica
- ${\cal C}_p$ Coeficiente de desempenho ou de potência da turbina eólica
- λ Relação de velociade na ponta da pá
 da turbina eólica
- θ ângulo de inclinação em graus da turbina eólica
- ν_w Velocidade do vento incidente no rotor
- ν_t velocidade da ponta da lâmina na turbina eólica
- c_1 a c_9 Constantes para o cálculo do coeficiente de desempenho
- Y configuração Trifásica em Estrela
- Δ configuração Trifásica em Delta ou Triângulo
- p número de pares de pólos da máquina
- ω_s velocidade angular síncrona no estator
- ω_r velocidade angular síncrona no rotor
- ω_m velocidade angular elétrica da máquina
- f_s frequência do estator
- f_r frequência do rotor

f.e.m. - força eletromotriz

- v velocidade no condutor em relação ao fluxo girante do estator
- B vetor densidade de fluxo
- l comprimento do condutor em metros
- ${\cal F}$ força induzida e relacionada ao torque induzido na máquina
- i corrente no condutor do rotor
- R_s resistência do estator
- R_r resistência do rotor
- $i_{as}(t)$ corrente do estator na fase a
- $i_{bs}(t)$ corrente do estator na fase b
- $i_{cs}(t)$ corrente do estator na fase c

 $i_{as}(t)$ - corrente do rotor na fase a $i_{bs}(t)$ - corrente do rotor na fase b $i_{cs}(t)$ - corrente do rotor na fase c $v_{as}(t)$ - tensão aplicadas no estator na fase a $v_b s(t)$ - tensão aplicadas no estator na fase b $v_{cs}(t)$ - tensão aplicadas no estator na fase c $v_{ar}(t)$ - tensão aplicadas no rotor na fase a $v_{br}(t)$ - tensão aplicadas no rotor na fase b $v_{cr}(t)$ - tensão aplicadas no rotor na fase c $\Psi_{as}(t)$ - fluxos concatenados no estator fase a $\Psi_{bs}(t)$ - fluxos concatenados no estator fase b $\Psi_{cs}(t)$ - fluxos concatenados no estator fase c $\Psi_{ar}(t)$ - fluxos concatenados no rotor fase a $\Psi_{br}(t)$ - fluxos concatenados no rotor fase b $\Psi_{cr}(t)$ - fluxos concatenados no rotor fase c s - fator de escorregamento $\vec{v_t}$ - vetor espacial $\frac{2}{3}$ - constante correspondente ao fator de normalização $x_a(t)$ - grandezas elétricas na fase a para o vetor espacial $x_b(t)$ - grandezas elétricas na fase b para o vetor espacial $x_c(t)$ - grandezas elétricas na fase c para o vetor espacial $\vec{V_s}^s$ - vetor espacial de tensão do estator $\vec{i_s}^s$ - vetor espacial de corrente do estator $\vec{\Psi_s}^s$ - vetor espacial do fluxo concatenado $\vec{V_r}^r$ - vetor espacial de tensão do rotor $\vec{i_r}^r$ - vetor espacial de corrente do rotor $\vec{\Psi_r}^r$ - vetor espacial do fluxo concatenado do rotor L_s - indutâncias do estator L_r - indutâncias do rotor M - indutância mútua L_m - indutância de magnetização $L_{\sigma s}$ - indutâncias de dispersão do estator $L_{\sigma r}$ - indutâncias de dispersão do rotor θ_m - defasagem angular entre a fase do estator e do rotor P_m - potência mecânica T_{em} - torque eletromagnético T_m - torque mecânico Ω_{mec} - velocidade angular mecânica S_s - potência aparente no estator

- ${\cal P}_s$ potência ativa no estator
- Q_s potência reativa no estator
- S_r potência aparente no rotor
- ${\cal P}_r$ potência ativa no rotor
- Q_r potência reativa no rotor

 \boldsymbol{v}_r - tensão no rotor

 i_r - corretor no rotor

J - momento de inércia total

 $u_f(t)$ - entradas passadas para o controle preditivo

 $u_c(t)$ - próximo valor atribuido pelo controle preditivo no futuro

 $y_c(t)$ - resposta forçada no controle preditivo

 $S_a, S_b \ e \ S_c$ - chaves dos braços do conversor

Sobrescritos

- * Número complexo conjugado
- $\vec{\ }$ Representação de vetor
- \boldsymbol{s} índice referencial do estator
- r índice referencial do rotor

Subscritos

- s Estator
- r Rotor
- ind induzido(a)
- cc Corrente contínua
- f fase

 α,β - Coordenada do sistema de referência estacionário

d, q - Coordenada do sistema de referência síncrono

m, mec - Referente às componentes mecânicas da máquina

- em Eletromagnético
- ref Referência

Sumário

1	INTRODUÇÃO
1.1	Organização do trabalho
1.2	Publicações
2	ENERGIA EÓLICA 31
2.1	Turbinas Eólicas
2.2	Tipos de Aerogeradores
2.3	Cenário atual
2.4	Aerogeradores
2.4.1	Geradores síncronos de ímãs permanentes (GSIP)
2.4.2	Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo (GIGE)
2.4.3	Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) 42
2.4.4	Gerador de Relutância Variável (GRV)
2.5	Estratégias de Controle
2.5.1	Controle Vetorial
2.5.2	Controle Direto de Torque (CDT)
2.5.3	Controle Direto de Potência (CDP)
2.5.4	Controle Preditivo (CP)
3	GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO
	(GIDA)
3.1	Máquina de Indução Duplamente Alimentada
3.2	Modelagem Dinâmica do Gerador de Indução Duplamente Ali-
	$mentado \ldots 47$
3.3	Grandezas Elétricas no Estador da Máquina
3.4	Grandezas Elétricas no Rotor da Máquina
3.5	Relação entre as Velocidades da Máquina
3.5.1	Fator de Escorregamento

3.6	Representação das Grandezas Trifásicas Através do Conceito	
	do Vetor Espacial	51
3.6.1	Fluxos Concatenados	52
3.7	Modelo Elétrico do GIDA no Referencial Estacionário	53
3.7.1	Fluxos no Referencial Estacionário	53
3.7.2	Tensões no Referencial Estacionário	53
3.7.3	Potência Mecânica em um Gerador de Indução	54
3.7.4	Potências Elétricas no Referencial Estacionário	54
3.7.5	Torque eletromagnético no Referencial Estacionário	55
3.8	Modelo elétrico do GIDA no referencial Síncrono	56
3.8.1	Fluxos no Referencial Síncrono	56
3.8.2	Tensões no Referencial Síncrono	56
3.8.3	Potências no Referencial Síncrono	56
3.8.4	Torque eletromagnético no Referencial Síncrono	57
3.8.5	Dinâmica Mecânica da Máquina	57
4	CONTROLE PREDITIVO ROBUSTO TIPO FINITE CON-	
	TROL SET APLICADO ÀS POTÊNCIAS DO GIDA	59
4.1	Controle Preditivo	59
4.1.1	Princípios do Controle Preditivo	59
4.1.2	Princípios do Controle Preditivo do Tipo Finite Control Set	63
4.2	Controle de Potências no Lado do Estator por FCS	66
4.3	Equações do rotor no GIDA	68
4.4	Tensão do Rotor por FCS	69
4.5	Controle Preditivo Robusto Tipo FCS Considerando Variações	
	Paramétricas	70
4.6	Estimação das Grandezas	75
4.7	Análise do Impacto da Variação Paramétrica no Desempenho	
	do Sistema de Controle	75
5	ANÁLISE DOS RESULTADOS	77
5.1	Resultados obtidos em Simulação	77
5.1.1	Teste com Velocidade Variável	77
5.1.2	Teste com Velocidade Fixa	78
5.1.3	Teste de Variação Paramétrica	80
5.2	Resultados Experimentais obtidos em bancada	82
5.2.1	Operação com Variação de Velocidade	84
5.2.2	Testes com Velocidade Fixa	85
5.2.3	Teste de Variação Paramétrica	87

6	CONCLUSÕES	89
6.1	Conclusões Gerais	. 89
6.2	Trabalhos Futuros	. 90
REFER	ÊNCIAS	91

APÊNDICES

APÊNDI	CE A – SISTEMAS DE COORDENADAS	101
A.1	Transformação para o Referencial Estacionário	. 101
A.2	Transformação para o Referencial Síncrono	. 101
A.3	Transformação do Referencial Síncrono para o Estacionário	. 102

Capítulo

Introdução

A energia eólica é amplamente utilizada como fonte alternativa de geração de energia elétrica devido às preocupações com emissões de CO_2 . Desta forma, devido a eficiência e confiabilidade, uma das principais máquinas para este tipo de aplicação é o Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA) (ABAD et al., 2011), no qual seu estator é conectado diretamente à rede elétrica, enquanto seu rotor é conectado à rede por meio de um conversor *Back to Back*, cuja função é facilitar operação de velocidade variável para o gerador e fornecer isolamento adequado do gerador durante eventos na rede, porém sabese que processa no máximo 30% da potência nominal do gerador (BLAABJERG; MA, 2017; NOVAKOVIC et al., 2016). Isto é uma vantangem frente às soluções que empregam o conversor pleno devido ao seu menor custo. O controle de potência ativa e reativa pode ser alcançado através do controle orientado pelo vetor fluxo do estator ou vetor de tensão, com a utilização do controle em malha fechada de corrente do rotor, controle direto de torque ou, controle torque de potência (ABAD et al., 2011; TREMBLAY; ATAYDE; CHANDRA, 2011).

As estratégias de controle orientadas, mencionadas anteriormente, utilizam controladores clássicos do tipo Proporcional - Integral (PI) (POITIERS.; BOUAOUICHE; MA-CHMOUM, 2009; ABAD et al., 2011) ou, controladores inteligentes como é o caso dos nebulosos (VIEIRA et al., 2007; NGUYEN-THANH; PHAN; VO-VIET, 2016; ZHI-NONG et al., 2009), *deadbeat* (FILHO; FILHO; FILHO, 2008; FILHO; FILHO; RUPPERT, 2009; FRANCO et al., 2014; SOLIS-CHAVES et al., 2017) onde o controlador é projetado pelas equações discretizadas do GIDA. Neste contexto, o controle preditivo baseado em modelo se torna uma técnica alternativa para o controle de potência devido à flexibilidade e sua estrutura. Basicamente, o controle prevê o comportamento futuro do sistema e seleciona o vetor de tensão pela minimização da função custo usando a corrente prevista ou, o torque e o fluxo previstos ou, potências ativa e a reativa preditas (RODRIGUEZ et al., 2013). Esta estratégia de controle preditivo, também conhecida como *finite control set*, foi aplicada inicialmente em inversores fonte de tensão (PONTT et al., 2007; LARRINAGA et al., 2007), filtro ativo híbrido *shunt* (GUTIERREZ; KWAK, 2017), transformadores de estado sólido, baseados em conversor de matriz (LIU et al., 2017) e turbinas eólicas (SONG et al., 2017), onde resultados promissores são apresentados. Outro tipo de controle é o controle robusto que permite considerar as incertezas da planta no design do controlador (ABDEDDAIM; BETKA, 2013). Alguns controladores robustos para controle de corrente GIDA empregam técnica de controle não-linear por modos deslizantes (BOUKEZZAR; M'SAAD, 2008) ou a teoria de controle H ∞ (WANG et al., 2017) para aumentar o desempenho do sistema.

Em relação ao controle preditivo tipo *finite control set* aplicado ao GIDA, (XU; ZHI; WILLIAMS, 2009) apresentou um controle preditivo da corrente do rotor baseado em *deadbeat*, devido ao fato da função custo minimizada não ser utilizada nesta aplicação e o erro dos parâmetros não ser inserido nas equações do controlador. O controle direto de potência preditivo para o GIDA foi apresentado em (ABAD; RODRIGUEZ; POZA, 2008). Neste trabalho, os vetores de tensão a serem aplicados nos terminais do rotor são selecionados pelos erros de potência usando um conversor NPC (*Neutral-Point Clamped Converter*) de três níveis de tensão. No entanto, a função custo não é usada e as variações dos parâmetros não são inseridas na formulação do controlador. O controle preditivo baseado em modelo para controle vetorial e o controle direto de potência foram apresentados em (KOU et al., 2017; FILHO; FILHO; FILHO, 2011) e (FILHO; FILHO, 2012), respectivamente. Nas estratégias mencionadas, o controlador preditivo foi projetado com a utilização das equações de espaço de estados do GIDA, usando o horizonte deslizante. Eles têm matrizes de ponderação a serem ajustadas para corrigir a operação do controlador, porém também não consideram os erros dos parâmetros em sua formulação.

Em (LIU; KONG, 2014), um controle preditivo não-linear para GIDA é proposto, no qual a predição é calculada com base no esquema de realimentação linearizada da relação entrada/saída. Novamente, os erros dos parâmetros não são inseridos no controlador. O controle preditivo tipo *finite control set* para as correntes do rotor é proposto por (ELIZONDO et al., 2014), no qual o vetor de tensão é selecionado pela corrente do rotor prevista e sua referência. Outra possibilidade é o controle preditivo generalizado (OUARI; REKIOUA; OUHROUCHE, 2014; SILVA et al., 2014; DIAS et al., 2016) que emprega a função de transferência do gerador para calcular a tensão do rotor a ser aplicada aos terminais do rotor do GIDA. No entanto, nos controladores mencionados, as incertezas da planta não aparecem no projeto do controlador. Um controle direto de potência preditivo (DPC) para GIDA que considera os erros dos parâmetros do gerador em sistema contínuo foi apresentado em (ERROUISSI et al., 2017). Embora, uma função de custo que minimiza os erros não foi empregada. Então, o vetor tensão ideal a ser aplicado aos terminais do rotor não é selecionado.

A proposta desta tese é um controle preditivo robusto, do tipo *finite control set* para controle das potências do GIDA. A proposta tem duas componentes para o vetor tensão prevista do rotor, sendo que a primeira calcula a tensão considerando as referências de corrente do rotor e a segunda é projetada considerando os erros devido à estimação dos parâmetros do gerador, resistência do rotor (R_r) e sua dispersão de indutância (σL_r) .

Desta forma, o controle preditivo robusto do tipo *finite control set* proposto calcula a tensão do rotor prevista e considera os erros dos parâmetros do gerador, modelando-os como alterações nas correntes do rotor, através da minimização de uma função custo. Os controladores preditivos do tipo *finite control set* apresentados na literatura não consideraram os erros dos parâmetros na formulação do controlador. Durante uma manutenção preventiva, os erros impostos por uma variação paramétrica na ordem 5 a 10% impactam no desempenho do controlador e por consequência no gerador, com isso, a manuatenção passa imediatamente a apresentar caráter corretivo e a máquina deve ser rebobinada. Com a proposta desta tese, mesmo com variações paramétricas na ordem mencionada, o gerador mantém o desempenho e garante o funcionamento do gerador até a próxima manutenção preventiva. Os resultados obtidos nas simulações computacionais e, em uma bancada experimental endossam o desempenho do controlador proposto.

1.1 Organização do trabalho

Além deste Capítulo de Introdução, esta tese de doutorado está ogranizada da seguinte forma:

O Capítulo 2 aborda o assunto energia eólica, com aspectos históricos, turbina eólica, tipos de aerogeradores e tipos de controle, no capítulo 3 apresentam-se aspectos do GIDA, como o modelo matemático dinâmico da máquina de indução duplamente alimentada. No capítulo 4 apresentam-se o conceito de controle preditivo, controle preditivo do tipo *finite control set* aplicado ao gerador. O capitulo 5 apresenta a análise dos resultados obtidos em simulação computacional e em bancada experimental e, as conclusões são apresentadas no Capítulo 6.

1.2 Publicações

A. J. Sguarezi Filho, A. L. Oliveira, L. L. Rodrigues, E. C. M. Costa e R. V. Jacomini. A robust finite control set applied to the DFIG power control. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 4, pp. 1692-1698, Dec 2018.

A. L. Oliveira, A. Pelizari, A. J. Sguarezi Filho. Finite Element Analisys Simulation of Switched Reluctance Motor Drive. IEEE América Latina, vol. 16, no. 7, pp. 1928-1933, Jul 2018.

Capítulo 2

ENERGIA EÓLICA

De acordo com relatos históricos, as primeiras máquinas baseadas em energia eólica foram desenvolvidas e operadas no oriente, sendo que aproximadamente em 1700 antes de Cristo, Hamurabi usou moinhos de vento de eixo vertical para irrigação das planícies da região da antiga Mesopotâmia. No ano 700 da era Cristã, evidências escritas da utilização de energia eólica no Afeganistão, sendo que ainda hoje, ruínas desses moinhos de vento, que funcionaram durante séculos podiam ser encontradas no território do Irã e Afeganistão. Já na China e na Pérsia, os indícios de utilização da energia eólica datam do ano 1000 antes de Cristo (GASCH; TWELE, 2011). No Ocidente as tecnologias dos moinhos antigos datam do século XII e estes referidos moinhos se diferenciavam dos moinhos do Oriente devido ao seu eixo ser na horizontal e neste caso as velas giravam em um plano vertical ao vento, similar a uma hélice de avião e que mais se aproximam do formato das pás das turbinas eólicas mais utilizadas atualmente. Naquela época, os países pioneiros na utilização da energia eólica são Alemanha, França, Holanda, Inglaterra, Polônica e Rússia. Em contraste com as modernas turbinas eólicas atuais, os antigos moinhos de vento precisavam do atendimento permanente, ou seja, um moleiro era responsável pela moagem e também pela operação segura do moinho de vento (GASCH; TWELE, 2011).

Nos dias de hoje, as turbinas eólicas são usadas principalmente para geração de energia elétrica. Máquinas elétricas são utilizadas como geradores de corrente alternada trifásicas e acoplados às turbinas eólicas, para a geração de energia elétrica. Mesmo para aplicações que requerem corrente contínua, configurações de alternador / retificador de baixo custo substituem o gerador de corrente contínua. Quando um gerador trifásico clássico é conectado diretamente à rede elétrica, a sua operação ocorre a uma frequência fixa idêntica a da rede, desta forma a velocidade angular do gerador é considerada fixa. Desta forma, a capacidade de geração de energia de uma turbina eólica só será totalmente utilizada para ventos com velocidade de aproximadamente 8 m/s (GASCH; TWELE, 2011). Em uma turbina eólica considera-se como região efetiva, o local onde o rotor de torna-se capaz de absorver energia da corrente de ar e, que pode influenciar em sua velocidade. A figura 1 ilustra o comportamento do fluxo de ar que se desenvolve em torno de uma turbina eólica

ocasionado por uma corrente de ar irrestrita, que desacelera-se axialmente e desvia-se tangencialmente em direção oposta ao rotor (HEIER, 2014; CHAVES, 2017).



Figura 1 – Corrente de ar ao redor da turbina

Devido a desativação das usinas de carvão, novas tecnologias mais limpas de geração, como gás natural e eólica tem sido implantadas em muitos países. Em decorrência aos elevados níveis de penetração da energia eólica, além da necessidade de serviços auxiliares também aumentar, os recursos tradicionais que fornecem esses serviços podem se tornar menos disponíveis ou economicamente inviáveis. Desta forma, o desenvolvimento do controle de plantas eólicas permitem um desempenho mais próximo do apresentado na geração convencional de energia, assim como a oportunidade para as usinas eólicas fornecerem uma gama completa de serviços auxiliares, porém, a integração da rede de usinas eólicas é complicada pela variabilidade do vento e pelas características técnicas dos geradores eólicos.

Na última década ocorreram grandes avanços nas tecnologias associadas à geração de energia eólica, permitindo com que este tipo de energia se torne predominante, tornandose o desempenho e funcionalidade dos aerogeradores mais propícios para operar como usinas elétricas na rede (MACDOWELL et al., 2015).

Uma usina eólica típica opera em níveis de penetração na rede elétrica, como uma fonte de geração substancialmente diferente das usinas convencionais, sendo que a principal diferença se deve ao fato da energia eólica, ao operar como fonte de energia variar ao longo do tempo e apresentar grandes dificuldades em seu controle. Atualmente, os sistemas de controle de usinas eólicas são capazes de regular o fluxo de potência real e potência reativa entre uma usina eólica e a rede elétrica. Devido esta característica, a usina eólica regula a amplitude da tensão na rede e fornece resposta em frequência com o intuito de regular e minimizar as taxas de perdas de potência. Devido aos avanços tecnológicos nos circuitos e máquinas que compõem as usinas eólicas, elas podem operar com ou sem velocidade

Fonte: (HEIER, 2014)

de vento suficiente. Os atuais sistemas de controle em malha fechada, das usinas eólicas tem capacidade de controlar turbinas eólicas de forma individual, para que seja possível regular parâmetros de rede com maior precisão e estabilidade de tensão ou potência, e parâmetros de interface de rede, como fator de potência (MACDOWELL et al., 2015; SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003).

Para manter o estilo de vida moderno, a população da maioria dos países mais desenvolvidos aumentou demasiadamente o consumo de energia. No último século a demanda por energia, em especial a energia elétrica aumentou exponencialmente, porém os impactos ambientais agregados a este crescimento também aumentaram. Um dos grandes problemas decorrentes deste aumento da produção de energia é o aumento das taxas de CO_2 na atmosfera (GASCH; TWELE, 2011).

2.1 Turbinas Eólicas

As turbinas eólicas são as responsáveis por converter as massas de ar em deslocamento (vento) em energia elétrica, sendo que as comercialmente fabricadas apresentaram um crescimento acentuado em tamanho e capacidade de geração de energia entre os anos de 1982 a 2006. Este crescimento foi notável, como ilustrado na figura 2 (GASCH; TWELE, 2011).



Figura 2 – Evolução das turbinas eólicas entre 1982 e 2006.

Fonte: Adaptado de (GASCH; TWELE, 2011)

A evolução continuou e no ano de 2010, as turbinas comerciais maiores apresentavam uma capacidade de 7,5 MW para um diâmetro de 126 metros (GASCH; TWELE, 2011).

Sabe-se que a velocidade do vento e sua distribuição impactam de forma direta no total de energia produzida por uma turbina eólica, mas alguns parâmetros como altura da torre, área varrida pelas pás da turbina, potência nominal do gerador e a eficiência aerodinâmica são capazes de afetar a produção de energia nas turbinas (LOURENCO; SALLES, 2015; SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003).

Ao planejar e operar um sistema de energia eólica com alta penetração alguns desafios técnicos devem ser considerados, como (DUDURYCH et al., 2012):

• Variabilidade: O vento muda freqüentemente em intervalos de tempo que variam de segundos a horas, impactando na geração de energia;

• Localização: Devido a localização remota das fazendas eólicas, um sistema de transmissão de longa distância faz-se necessário para fornecer energia aos centros de carga;

• Incerteza: A magnitude e o tempo de geração são variáveis e menos previsíveis quando comparada a uma geração convencional de energia elétrica;

• Inovação tecnologica: Faz-se necessária a inovação nas tecnologias associadas às turbinas eólicas, visando sincronismo com o sistema de geração, capacidade de regulação de tensão e frequência, redução de distorção harmônica, ressonâncias subsíncronas e melhoria nos sistemas de proteção.

As equações (1) e (2) mostram a relação entre a velocidade e a potência extraída do vento (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003; HEIER, 2014):

$$P_{wt} = \frac{\rho}{2} A_{wt} C_p(\lambda, \theta) \nu_w^3 \tag{1}$$

Sendo que: P_{wt} corresponde à potência extraída do vento; ρ equivale à densidade do ar em [kg/m3]; A_{wt} é a área coberta pelo rotor da turbina eólica, em [m²]; C_p equivale ao coeficiente de desempenho ou coeficiente de potência; λ corresponde a relação de velocidade na ponta da pá; θ é o ângulo de inclinação em graus e ν_w velocidade do vento na altura do cubo a montante do rotor.

$$\lambda = \frac{\nu_t}{\nu_w} \tag{2}$$

Onde: ν_t corresponde à velocidade da ponta da lâmina, em [m/s].

Pode-se obter o coeficiente de desempenho ou de potência através das equações (3) e (4) (SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003; HEIER, 2014):

$$C_p(\lambda, \theta) = c_1 \cdot \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \cdot \theta - (c_4 \cdot \theta)^{c_5} - c_6\right) \cdot e^{-\frac{c_7}{\lambda_i}}$$
(3)

$$\lambda_i = \left\lfloor \frac{1}{\left(\frac{1}{\lambda + c_8.\theta}\right) - \left(\frac{c_9}{\theta^3 + 1}\right)} \right\rfloor \tag{4}$$
Sendo que: as constantes c_1 até c_9 são obtidas nos catálogos dos fabricantes.

As turbinas eólicas tem partes mecânicas responsáveis pelo seu funcionamento adequado, quando suas pás são varridas por rajadas de vento e deve abrigar internamente o gerador e seus circuitos eletrônicos, conforme ilustra a figura 3 (HEIER, 2014).



Figura 3 – Vista interna de uma turbina Vestas V27.

2.2 Tipos de Aerogeradores

Historicamente as primeiras máquinas elétricas que operavam em aplicações com velocidade variável foram as máquinas de corrente contínua, de qualquer forma, a utilização de máquinas de indução com rotor bobinado para este mesmo tipo de aplicação data do início do século XX, coincidindo com a consolidação do sistema trifásico. Para tal tarefa fazia-se necessário o controle de resistência do rotor, porém para grandes máquinas as faixas de velocidade variáveis permitidas pela variação da resistência do rotor não eram suficientes e houve a necessidade de utilização das máquinas em cascata (SALLES et al., 2011).

Somente na década de 50, daquele mesmo século, com o desenvolvimento do transistor, que a tarefa realizada pela cascata de máquinas, para operações em velocidades variáveis, deu lugar para configurações estáticas dos sistemas. Na década de 90, com o desenvolvimento do IGBT (Transistor Bipolar de Porta Isolada) que o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) tornou-se o gerador mais utilizado em energia eólica (SALLES et al., 2011).

Pode-se então dizer que o uso de GIDA em sistemas de geração eólica de energia é relativamente novo, sendo que as turbinas mais modernas utilizam este tipo de gerador e estudos como o apresentado em (SALLES et al., 2011) estão relacionados a análise do fenômeno da instabilidade do GIDA durante grandes perturbações.

2.3 Cenário atual

Atualmente os países altamente desenvolvidos limitaram o consumo de energia sem alterar seus padrões de vida, pois medidas como o desenvolvimento de conservação de energia e tecnologias voltadas a eficiência energética foram adotados (GASCH; TWELE, 2011). Além disso, desenvolvimento de tecnologias voltadas na produção de energias renováveis, como a energia eólica, hídrica e solar tendem a reduzir as chances de desastres ambientais, devido a não emissão de gases de efeito estufa e a não produção de resíduos nucleares (GASCH; TWELE, 2011).

Os mais recentes desenvolvimentos em sistemas de geração de eólica energia adiocionado ao aumento no tamanho e da complexidade dos turbinas eólicas impulsionaram os pesquisadores no desenvolvimento de modelos de simulação capazes de aproximar-se mais do comportamento real de todo o sistema de geração de energia eólica (NOVAKOVIC et al., 2016; SLOOTWEG; POLINDER; KLING, 2003).

No Brasil, de 2010 a 2015, a produção de energia eólica cresceu significativamente e, o país ocupou uma posição entre os dez maiores produtores de energia eólica mundial, pois no ano de 2011, o Brasil possuía apenas 1 GW de capacidade instalada em usinas eólicas, porém no ano de 2014, a capacidade instalada foi além dos 7 GW (LOURENCO; SALLES, 2015).

Até o final do ano de 2017, a capacidade geral de todas as turbinas eólicas instaladas no mundo atingiam 539.291 MW, sendo que naquele mesmo ano, um total de 52.552 MW foram adicionados, superando o ano anterior, quando 51.402 MW foram adicionados. Desta forma, a energia eólica tornou-se uma alternativa viável para reduzir o uso das energias fóssil e nuclear, sendo que já podem cobrir 5% da demanda global de eletricidade. Ainda sim, a taxa de crescimento anual de apenas 10,8% corresponde ao menor crescimento desde o início da implantação industrial de turbinas eólicas no final do século XX. Ainda em 2017, um novo recorde mundial foi estabelecido pela Dinamarca, que atingiu a marca dos 43% de toda a sua energia consumida, proveniente do vento. Outros países, como a Alemanha, Irlanda, Portugal, Espanha, Suécia e Uruguai elevaram suas produções de energia eólica de forma significativa (WWEA, 2017). Visualizam-se na figura 4 os dados preliminares do *Word Wind Energy Association - WWEA*, que mostram os dados preliminares de 2018 com o panorama dos países com maiores capacidades instaladas de energia eólica no mundo.

O maior mercado de energia eólica do mundo continua sendo a China, que no ano de 2017 instalou uma capacidade adicional de 19 GW. Com isso, a China apresenta uma capacidade eólica acumulada de 188 GW. Operando também com energia solar, este país tenta transformar sua matriz energética toda em renovável (WWEA, 2017).

Ainda em 2017, os demais países que figuram entre os que utilizam energia eólica, apesar de seus crescimentos mostrarem-se inferiores ao da China, apresentaram forte crescimento com relação as suas capacidades já instaladas. Dentre os principais mercados destacam-se os Estados Unidos, com 6,8 GW adicionados, atingindo 89 GW no total, a Alemanha com 6,1 GW instalados, atingindo 56 GW no total, a Índia com 4,6 GW adicionados e capacidade total de 32,9 GW, o Reino Unido, com 3,3 GW adicionado, atingindo 17,9 GW no total, o Brasil, com 2 GW novo e o total de 12,8 GW e a França, com 1,7 GW novo e o total de 13,8 GW. A figura 5 mostra os dados preliminares do WWEA de 2018 para o caso do Brasil.

Por outro lado, devido a um colapso no mercado europeu, impulsinado pela mudança das tarifas *feed-in* para os leilões, que foi imposta pela Comissão Europeia, criou-se grandes dificuldades, em especial para os pequenos e médios investidores. Desta forma, países como a Espanha, que figuravam entre os grandes do mercado de energia eólica da Europa, apresentaram crescimentos muito menos expressivos (WWEA, 2017).

Regiões do mundo, como a América Latina e África, estão desempenhando um papel importante nesse desenvolvimento dinâmico. Isto se dá ao fato dos governos destes países entenderem que a energia eólica traz grandes benefícios para suas sociedades, como não emissões de gases prejudiciais à atmosfera, baixo custo frente a outras tecnologias de geração e, por oferecer a possibilidade dos países se adequarem ao que foi determinado no acordo de Paris sobre o clima (WWEA, 2017). A figura 6, mostra os totais de capacidade eólica instalada para os dezesseis maiores produtores deste tipo de geração e também a situação do restante do mundo, para efeito de comparação.



Figura 4 – Dados preliminares de 2018 dos totais de capacidade instalada no mundo.

Fonte: Adaptado de (WWEA, 2017)



Figura 5 – Dados preliminares de 2018 dos totais de capacidade instalada no Brasil.

Figura 6 – Dados dos 16 países com maiores capacidades instaladas de energia eólica.

Country/ Region	F	Total capacity end 2017	Added capacity 2017	Total capacity end 2016	Total capacity end 2015	Total capacity end 2014	Total capacity end 2013
China*		187730	19000	168730	148000	114763	91413
United States		88927	6894	82033	73867	65754	61108
Germany		56164	6145	50019	45192	40468	34658
Rest of the Wo	rld*	48500	5600	42822	37522	32219	26493
India**		32879	4600	28279	24759	22465	20150
Spain		23026	6	23020	22987	22987	22959
United Kingdor	n	17852	3340	14512	13614	12440	10531
France		13760	1695	12065	10293	9296	8254
Brazil		12763	1963	10800	8715	5962	3399
Canada		12239	341	11898	11205	9694	7698
Italy*		9700	443	9257	8958	8663	8551
Turkey*		6981	900	6081	4718	3763	2958
Sweden*		6721	228	6493	6029	5425	4470
Poland*		6534	752	5782	5100	3834	3390
Denmark		5320	93	5227	5064	4883	4772
Portugal*		5316	0	5316	5050	4953	4724
Australia*		4879	553	4326	4186	3806	3049
Total geral		539291	52552	486661	435259	371374	318577

	Os	16	paises	com	maior	capacid	ade	instalada	aec	resto	do	mundo
--	----	----	--------	-----	-------	---------	-----	-----------	-----	-------	----	-------

Fonte: Adaptado de (WWEA, 2017)

2.4 Aerogeradores

Os aerogeradores associados aos sistemas de geração eólica utilizam máquinas síncronas, de indução, de relutância variável, entre outras. Os geradores podem ser conectados diretamente à rede ou através conversores eletrônicos de potência, que aumentam a eficiência do sistema devido a sua operação com velocidade variável. Os conversores usados na geração eólica são empregados de acordo com o tipo de máquina utilizada no sistema de geração de energia. (NIAN; WANG; ZHU, 2016; CAPOVILLA et al., 2015).

2.4.1 Geradores síncronos de ímãs permanentes (GSIP)

Os Geradores Síncronos de Ímãs Permanentes (GSIP), podem conectar-se a um conversor simples, com um retificador não controlado, que conecta-se ao estator do gerador. Este por sua vez conecta-se a um inversor, através de um barramento CC. O inversor é modulado por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*) baseado na tensão do barramento CC, e associado a uma onda senoidal de referência e a uma potência máxima relacionada à tensão do barramento CC. A figura 7 ilustra o exemplo de configuração deste tipo de gerador. Recomendado para aplicações de até 2 MVA (TAN; SLAM, 2004).



Figura 7 – GSIP conectado à rede.

Fonte: Autoria própria.

Uma outra alternativa para o uso deste tipo de conversor de energia pode ser visto na figura 8. Neste caso, o conversor extra tem uma função *buck/boost* e pode controlar a tensão do barramento CC, o que o torna mais eficiente devido ao fato do GSIP operar em baixas tensões e até reduzir a presença de harmônicos na rede elétrica (CHEN; SPOONER, 2001; PHANKONG et al., 2013).



Figura 8 – GSIP conectado à rede com conversor CC/CC.

Turbina Eólica

Fonte: Autoria própria.

Algumas características associadas a este tipo de gerador são as seguintes (CHEN; SPOONER, 2001; PHANKONG et al., 2013; SPOONER; WILLIAMSON, 1996; BA-ROLDI; DINAVAHI; KNIGHT, 2007; NICOLAS et al., 2002; CARLIN; LAXSON; MUL-JADI, 2003; AMES, 1990):

• Maior nível de potência de saída, sem a necessidade de aumentar o tamanho do gerador, ou seja, flexibilidade no *design*, que pode garantir menor custo de manutenção e operação;

• Alta eficiência, pois toda a corrente do estator é empregada para elevar o torque eletromagnético produzido e apresenta mínimas perdas no gerador, devido a utilização de conversor eletrônico de potência;

• O passo do polo deste gerador pode ser menor do que o utilizado no SCIG (*Squirrel-Cage Induction Generator*), a fim de obter máquinas multipolo de baixa velocidade, eliminando a caixa de engrenagens.

• Custo inicial mais alto devido ao alto preço dos ímãs;

• Altas temperaturas, sobrecargas severas e condições de curto-circuito podem desmagnetizar os ímãs;

• Se o retificador utilizado for de diodo pode ocorrer o aumento da amplitude e distorção da corrente;

• O conversor deve ser dimensionado tipicamente 1,2 vezes maior que a potência nominal;

• O bom desempenho depende do conhecimento dos parâmetros do gerador e pode variar com a temperatura e frequência.

2.4.2 Gerador de Indução em Gaiola de Esquilo (GIGE)

Considerado uma outra alternativa para substituir o GSIP, o Gerador de indução em gaiola de esquilo (GIGE) pode ser conectado diretamente à rede elétrica, porém para uma operação mais eficiente faz-se necessário o uso de um conversor do tipo *back to back*, que processa a energia entre o gerador e a rede (TAN, 2016). Recomenda-se este tipo de gerador para aplicações em MVA. A figura 9 mostra o diagrama em blocos para este tipo de gerador.

Figura 9 – GIGE conectado à rede elétrica via conversor back to back.



Turbina Eólica

Fonte: Autoria própria.

O conversor conectado ao gerador GIGS controla o fluxo e o torque através de um controle orientado por fluxo (FOC) ou controle direto de torque (DTC) e, desta forma torna-se possível processar a potência total do gerador (CARDOSO et al., 2016). Algumas características associadas a este tipo de gerador são as seguintes (FADIGAS, 2011; AMES, 1990; CHEN; SPOONER, 2001; BAROLDI; DINAVAHI; KNIGHT, 2007; HAO et al., 2001; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009; SIMõES; BOSE; SPIEGEL, 2009):

• Menor custo na construção do gerador;

• Máquinas robustas, com *design* muito simples, sem escovas e com alto grau de confiabilidade;

• Excelente amortecimento da ondulação causada pelo torque, originária pelas rajadas de vento;

- Possibilidade de rápidas resposta a transitórios;
- Custo do conversor pode ser alto, dependendo do nível de potência total do sistema;
- Perdas proporcionais ao tamanho do conversor;

• Elevada corrente de pico (conjugado de partida), quando conectado pela primeira vez à rede;

• Maior complexidade de controle devido ao maior número de chaves no conversor;

• Controle de campo complexo e orientado, cujo desempenho depende do bom conhecimento dos parâmetros do gerador;

• O conversor do lado do estator deve ser sobredimensionado 30-50% em relação à potência nominal, a fim de fornecer a magnetização exigida pela máquina;

• Quando há necessidade de absorção do alto estresse mecânico, devido as rajadas de vento, que podem ocasionar flutuações na potência do gerador, a construção de uma solução mecânica torna-se muito onerosa.

2.4.3 Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA)

No caso do Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA), o acesso aos enrolamentos do seu rotor permite um controle mais estável da máquina. Esse gerador será melhor estudado em capítulos posteriores, por ter relação direta com o tema desta tese. Recomendado para aplicações de até 2 MVA. A figura 10 ilustra o esquema para a conversão de energia eólica, que utiliza um conversor do tipo *back to back* (TOHIDI; BEHNAM, 2016).

Há outras configurações nas quais os terminais do estator estão conectados à rede através de outros dispositivos, como um transformador de injeção. No entanto, devido à presença do transformador, o custo do sistema aumenta, assim como a complexidade do circuito de controle (LIAO et al., 2011).

Figura 10 – GIDA conectado à rede elétrica via conversor back to back.



Turbina Eólica

Fonte: Autoria própria.

Algumas características associadas a este tipo de gerador são as seguintes (CHEN; SPOONER, 2001; BAROLDI; DINAVAHI; KNIGHT, 2007; AMES, 1990; HAO et al., 2001; DATTA; RANGANATHAN, 2002; HOFMANN; OKAFOR, 2001; MULLER; DEICKE; DONCKER, 2002):

- Permite que o conversor gere ou absorva energia reativa devido ao GIDA utilizado;
- Robustez e resposta estável desta máquina frente as perturbações externas;

• Maior complexidade de controle devido ao aumento do número de chaves no conversor;

• O enrolamento do estator está diretamente conectado à rede e suscetível a perturbações.

2.4.4 Gerador de Relutância Variável (GRV)

O Gerador de Relutância Variável (GRV), é um gerador cuja característica construtiva principal trata-se da presença de pólos salientes no rotor e estator, porém há presença de enrolamentos apenas no estator (TORREY, 2002; BRUNELLE; LE-HUY, 2005; MILLER, 2001). A figura 11 mostra o diagrama em blocos para a conversão de energia eólica, que utiliza um gerador GRV.





Fonte: Autoria própria.

A conexão do GRV com a rede elétrica requer o uso de dois conversores, sendo um conectado ao gerador, que regula a extração da potência elétrica máxima, de acordo com o perfil de vento no sistema. Este conversor é do tipo assimétrico de meia ponte AHB (*Assymetric Half-Bridge*), baseia-se no perfil de indutância da máquina para o controle do chaveamento das chaves estáticas IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). O outro conversor conectado à rede elétrica tem seu controle orientado no referencial síncrono, sendo responsável pelo envio do fluxo de potência gerada pelo GRV para a rede elétrica e pelo controle do fator de potência. Recomendado para aplicações de poucas dezenas de kVA (ABAD et al., 2011; BARROS, 2012; YAZDANI; IRAVANI, 2010; BRUNELLE; LE-HUY, 2005).

Algumas características associadas a este tipo de gerador são as seguintes (BRU-NELLE; LE-HUY, 2005; CASELLA et al., 2015; TORREY, 2002; RAHMAN et al., 2001; SOARES; BRANCO, 2001; RAIN; HILAIRET; BETHOUX, 2010):

- Opera em velocidades variáveis;
- Conversão de energia eficiente para aplicações de alta velocidade;
- Energização sucessiva das fases, garantindo uma operação mais tolerante à faltas de fase;
 - Dependência de um sistema eletrônico de potência para a comutação de suas fases;

• O GRV é um sistema altamente não linear, que opera em saturação magnética para melhorar a produção de torque, com isso faz-se necessárias técnicas de controle não lineares;

- Geração de ruído acústico;
- Tensão de ondulação (*ripple*) derivado do torque;
- Forte dependência da posição do rotor;

• Dificuldade de encontra-se esse tipo de máquina para operar com maior potência, pois a indústria as fabrica atualmente apenas para aplicações automotivas, eletrodomésticos e produtos muito específicos.

2.5 Estratégias de Controle

Em sua maioria, as principais estratégias de controle para os geradores destinados à geração eólica de energia revisadas na literatura, não contemplam as variações paramétricas da máquina. Um exemplo de estratégia que contempla as variações paramétricas pode ser vista em (FILHO, 2010). Algumas das mais importantes estratégias de controle são as descritas a seguir:

2.5.1 Controle Vetorial

O controle vetorial de um GIDA é muito semelhante ao controle clássico generalmente utilizado para os geradores de indução do tipo gaiola de esquilo (GIGE). O controle ocorre de forma síncrona, através de orientação no referencial síncrono dq. Neste caso, as componentes do eixo direto d e do eixo em quadratura q da corrente do rotor são reguladas e, são responsáveis diretamente pelo controle das potências reativa e ativa do estator, respectivamente, e pode ocorrer de forma independente e através de controle em malhas fechadas (ABAD et al., 2011; MURARI, 2015; CHAVES, 2017).

2.5.2 Controle Direto de Torque (CDT)

Esta estratégia de controle opera com frequência de chaveamento variável e aplicavase inicialmente para o GIGE, porém passou a ser utilizada também no GIDA, devido a sua rápida respota dinâmica, mas também há possibilidade deste tipo de controle operar com frequência de chaveamento fixa (TABARES, 2017; CHAVES, 2017). Neste tipo de controle, quando conecta-se o GIDA diretamente à rede, considera-se a magnitude do fluxo do estator é constante e o torque corresponde ao produto entre os vetores do fluxo do estator e rotor. Desta forma, ao aplicar-se diferentes tensões no conversor, do lado do rotor, variações de fluxo proporcionais são obtidas, ocasionando mudanças no torque e por consequência mudanças nas potências ativa e reativa do gerador (CHAVES, 2017). A figura 12 mostra um exemplo de controle CDT para o GIDA.

Figura 12 – Diagrama em blocos do controle CDT para um GIDA.



Fonte: Adaptado de (CHAVES, 2017).

2.5.3 Controle Direto de Potência (CDP)

Esta estratégia de controle baseia-se em uma ação de controle dinâmica sobre as potências ativa e reativa. Executa-se o controle através da estimação das potências e do cálculo da posição do fluxo do estator, com o intuito de determinar qual vetor que vai ser aplicado, em uma tabela de vetores de tensão do rotor, baseados nos erros das potências ativa e reativa. Para isso, utilizam-se dois comparadores de histerese de três níveis para cada potência e uma alta frequência de comutação (CHAVES, 2017).

Como observa-se na figura 13, neste tipo de a estratégia de controle deve-se estimar as potências ativa e reativa do estator juntamente com o fluxo e as tensões e correntes trifásicas do estator devem ser convertidas para referencial estacionário ($\alpha\beta$). Para converter para o referencial síncrono (dq), mede-se a posição angular do rotor e comparam-se os valores das potências com suas referências, obtendo-se os valores dos erros entre as potências. Desta forma torna-se possível alimentar uma tabela de comutação que relaciona a posição estimada do fluxo do estator para obter os estados de comutação necessários à operação do gerador(CHAVES, 2017; ABAD et al., 2011).



Figura 13 – Diagrama em blocos do controle CDT para um GIDA.

Fonte: Adaptado de (CHAVES, 2017).

2.5.4 Controle Preditivo (CP)

Este tipo de estratégia de controle consiste em calcular o comportamento da planta por meio de um modelo matemático, determinar os valores mais apropriados de vetores para as variáveis de controle, através da minimização de uma função custo. Esta tese baseia-se em uma das variantes deste tipo de controle e todas as suas etapas serão descritas durante o texto.

47

Capítulo 3

GERADOR DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADO (GIDA)

3.1 Máquina de Indução Duplamente Alimentada

A Máquina de Indução Duplamente Alimentada (MIDA) compõe-se de dois conjuntos de enrolamentos trifásicos independentes, sendo um localizado no estator e o outro no rotor. Os referidos enrolamentos trifásicos do rotor podem ser conectados nas configurações estrela (Y) ou delta (Δ) através do conjunto de escovas e de anéis coletores (ABAD et al., 2011).

Com relação ao estator, este compõe-se de três enrolamentos defasados fisicamente em 120 graus entre si, como pode ser observado na figura 14 e um número "p"de pares de pólos. Quando alimentam-se estes três enrolamentos com uma tensão trifásica balanceada e de freqüência f_s , induz-se fluxo girante no estator, que gira com velocidade constante e síncrona ω_s , como mostra a equação (5) (ABAD et al., 2011):

$$\omega_s = \frac{60.f_s}{p} \tag{5}$$

3.2 Modelagem Dinâmica do Gerador de Indução Duplamente Alimentado

Obtém-se a modelagem dinâmica do gerador de indução duplamento alimentado (GIDA), ao considerar-se na máquina, a influência dos três enrolamentos trifásicos espaçados fisicamente 120 graus entre si, tanto em seu estator, quanto em seu rotor, como comentado anteriormente e observado na Figura 14 (ABAD et al., 2011; FILHO, 2010).



Figura 14 – Disposição física entre os enrolamentos do estator e rotor

Fonte: Adaptado de (ABAD et al., 2011)

3.3 Grandezas Elétricas no Estador da Máquina

Sob este modelo idealizado, as tensões instantâneas do estator, corrente e fluxos da máquina podem ser descritos pelas equações elétricas (6), (7) e (8) (ABAD et al., 2011):

$$v_{as}(t) = R_s i_{as}(t) + \left[\frac{d\Psi_{as}(t)}{dt}\right]$$
(6)

$$v_{bs}(t) = R_s i_{bs}(t) + \left[\frac{d\Psi_{bs}(t)}{dt}\right]$$
(7)

$$v_{cs}(t) = R_s i_{cs}(t) + \left[\frac{d\Psi_{cs}(t)}{dt}\right]$$
(8)

Admite-se em estado estacionário, que as magnitudes das grandezas elétricas do lado do estator apresentam uma velocidade angular ω_s constante e imposta pela rede elétrica.

Sendo que: Rs é a resistência do estator; $i_{as}(t)$, $i_{bs}(t) \in i_{cs}(t)$ correspondem às correntes do estator das fases a, b e c; $v_{as}(t)$, $v_{bs}(t) \in v_{cs}(t)$ equivalem às tensões aplicadas no estator; No caso de $\Psi_{as}(t)$, $\Psi_{bs}(t) \in \Psi_{cs}(t)$ são os fluxos concatenados no estator, respectivamente.

3.4 Grandezas Elétricas no Rotor da Máquina

De forma análoga, admite-se que as magnitudes das grandezas elétricas do lado do rotor apresentam uma velocidade angular ω_r , sendo que as tensões instantâneas referidas ao rotor, corrente e fluxos podem ser descritos pelas equações (9), (10) e (11) (ABAD et al., 2011):

$$v_{ar}(t) = R_r i_{ar}(t) + \left[\frac{d\Psi_{ar}(t)}{dt}\right]$$
(9)

$$v_{br}(t) = R_r i_{br}(t) + \left[\frac{d\Psi_{br}(t)}{dt}\right]$$
(10)

$$v_{cr}(t) = R_r i_{cr}(t) + \left[\frac{d\Psi_{cr}(t)}{dt}\right]$$
(11)

Sendo que: R_r corresponde à resistência do rotor referida ao estator; $i_{ar}(t)$, $i_{br}(t)$ e $i_{cr}(t)$ equivalem às correntes do rotor para as fases a, b e c, referidas pelo estator; $v_{ar}(t)$, $v_{br}(t)$ e $v_{cr}(t)$ são as tensões aplicadas no rotor referidas pelo estator; $\Psi_{ar}(t)$, $\Psi_{br}(t)$ e $\Psi_{cr}(t)$ são os fluxos concatenados no rotor, respectivamente.

Desta forma, torna-se possível determinar um circuito equivalente para a máquina de indução duplamente alimentada (MIDA), conforme ilustra a figura 15 (ABAD et al., 2011):

Figura 15 – Circuito Equivalente para a Máquina de Indução Duplamente Alimentada



Fonte: Adaptado de (ABAD et al., 2011)

3.5 Relação entre as Velocidades da Máquina

Com relação à velocidade mecânica em operação como motor, esta pode ser relacionada à velocidade elétrica, através de uma relação direta ao par de polos presentes na máquina, como observa-se na equação (12) (ABAD et al., 2011):

$$\omega_m = p\Omega_m \tag{12}$$

Sendo que: p equivale ao número de pares de polos na máquina e Ω_m corresponde à velocidade angular mecânica.

3.5.1 Fator de Escorregamento

Entende-se como escorregamento, a relação entre a velocidade do rotor (ω_m) e a velocidade do campo girante no estator (ω_s) ou velocidade síncrona, como pode ser observado na equação (13) (ABAD et al., 2011).

$$s = \left(\frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}\right) \tag{13}$$

Desta forma, ao rearranjar a equação (13) e substituir na equação (??) obtém-se a equação (14):

$$\omega_r = \omega_s.s \tag{14}$$

Como a frequência tem relação direta com a velocidade angular, torna-se possível a relação mostrada na equação (15) (ABAD et al., 2011):

$$f_r = f_s.s \tag{15}$$

Através do comportamento do fator de escorregamento, torna-se possível obter três modos de operação da máquina, como mostrado na tabela (1):

Tabela 1 – Modos de Operação da Máquina de Indução Duplamente Alimentada.

MODOS DE OPERAÇÃO DA MÁQUINA						
RELAÇÃO	VEL. DO ROTOR	ESCORREGAMENTO	OPERAÇÃO			
$\omega_m = \omega_s$	$\omega_r = 0$	s = 0	SÍNCRONA			
$\omega_m < \omega_s$	$\omega_r > 0$	s > 0	SUBSÍNCRONA			
$\omega_m > \omega_s$	$\omega_r < 0$	s < 0	SOBRESSÍNCRONA			
$\mathbf{E}_{\mathbf{A}} + \mathbf{A} = (\mathbf{A} \mathbf{D} \mathbf{A} \mathbf{D} + \mathbf{A} \mathbf{D} \mathbf{A} \mathbf{D})$						

Fonte: (ABAD et al., 2011)

3.6 Representação das Grandezas Trifásicas Através do Conceito do Vetor Espacial

As grandezas trifásicas podem ser representadas de uma forma mais compacta e consequentemente menos complexa, através da utilização de um vetor espacial complexo em um sistema ortogonal, como ilustrado na Figura 16 (FILHO, 2010). Para isso, optou-se por utilizar transformada de *Clark*, com o intuito de obter as variáveis no plano estacionário, na sequência aplica-se a transformação de *Park* que representa o vetor no plano girante, com velocidade arbitrária ω_s , obtendo-se assim, as variáveis contínuas no tempo (Referencial Síncrono). Os detalhes das referidas transformações podem ser vistos no *Apêndice A*.





Fonte: Adaptado de (FILHO, 2010)

Representa-se um sistema trifásico, através de um vetor espacial, através da equação geral (16) (FILHO, 2010):

$$\vec{v_t} = \frac{2}{3} \left[x_a(t) + a x_b(t) + a^2 x_c(t) \right]$$
(16)

Onde: A constante $\frac{2}{3}$ corresponde ao fator de normalização; $x_a(t), x_b(t)ex_c(t)$ são as grandezas elétricas por fase; "*a*"equivale a e^{-j120° ou $cos120^\circ$) + $jsen(120^\circ)$ e "*a*²"equivale a e^{-j240° ou $cos240^\circ$) + $jsen(240^\circ)$.

Desta forma, para obterem-se as equações que representam os vetores espaciais para o estator e rotor, deve-se multiplicar as equações (6) e (9) por $(\frac{2}{3})$, as equações (7) e (10) por $(\frac{2}{3}a)$ e, as equações (8) e (11) por $(\frac{2}{3}a^2)$. A soma vetorial das equações obtidas fornece como resultante as equações da tensão para o estator (17), em coordenadas estacionárias e, para o rotor (18), em coordenadas referenciadas no rotor, respectivamente (ABAD et al., 2011; FILHO, 2010):

$$\vec{v_s}^s = R_s \vec{i_s}^s + \left[\frac{d\vec{\Psi_s}^s}{dt}\right] \tag{17}$$

$$\vec{v_r}^r = R_r \vec{i_r}^r + \left[\frac{d\vec{\Psi_r}^r}{dt}\right]$$
(18)

Sendo que: $\vec{v_s}^s$ equivale ao vetor espacial de tensão do estator, $\vec{i_s}^s$ corresponde ao vetor espacial de corrente do estator e $\vec{\Psi_s}^s$ equivale ao vetor espacial do fluxo concatenado do estator. $\vec{v_r}^r$ equivale ao vetor espacial de tensão do rotor, $\vec{i_r}^r$ corresponde ao vetor espacial de corrente do rotor e $\vec{\Psi_r}^r$ equivale ao vetor espacial do fluxo concatenado do rotor. Os índices "s" e "r"referem-se respectivamente as referenciais do estator e do rotor, respectivamente.

3.6.1 Fluxos Concatenados

Em função das correntes do estator e rotor, observa-se a relação entre os fluxos concatenados, como pode ser observado nas equações (19) e (20) (FILHO, 2010):

$$\vec{\Psi_s}^s = L_s \vec{i_s}^s + M e^{j\theta} \vec{i_r}^r \tag{19}$$

$$\vec{\Psi_r}^r = L_r \vec{i_r}^r + M e^{-j\theta} \vec{i_s}^s \tag{20}$$

Utilizando-se do conceito de vetor espacial, chega-se às equações dos fluxos concatenados do estator (21) e do rotor (22) (ABAD et al., 2011; FILHO, 2010):

$$\vec{\Psi_s}^s = L_s \vec{i_s}^s + L_m \vec{i_r}^s \tag{21}$$

$$\vec{\Psi_r}^r = L_r \vec{i_r}^r + L_m \vec{i_s}^r \tag{22}$$

Sendo que: $L_s \in L_r$ correspondem às indutâncias do estator e do rotor, respectivamente e, M equivale à indutância mútua e L_m corresponde à indutância de magnetização.

As indutâncias próprias do estator e do rotor relacionam-se com as indutâncias de magnetização e de dispersão do estator e do rotor, como demonstram as equações (23) e (24) (ABAD et al., 2011):

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m \tag{23}$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m \tag{24}$$

Sendo que: σs e σr equivalem às indutâncias de dispersão (fuga) do estator e rotor, respectivamente.

3.7 Modelo Elétrico do GIDA no Referencial Estacionário

Em um sistema de coordenadas estacionárias relacionadas ao campo resultante, apenas as grandezas do rotor giram com velocidade angular ω_m , neste caso, multiplicam-se as equações das grandezas do estator e rotor pelos termos $e^{j\theta_m}$ e $e^{-j\theta_m}$, respectivamente, obtendo-se assim, as grandezas do estator e rotor no referencial estacionário (FILHO, 2010).

3.7.1 Fluxos no Referencial Estacionário

Desta forma, relacionando-se os fluxos concatenados com as correntes do estator e rotor, obtém-se as equações (25) e (26) (FILHO, 2010; ABAD et al., 2011):

$$\vec{\Psi_s}^s = L_s \vec{i_s}^s + \left(L_m e^{j\theta_m} . \ \vec{i_r}^r \right)$$
(25)

$$\vec{\Psi_r}^r = L_r \vec{i_r}^r + \left(L_m e^{-j\theta_m} \cdot \vec{i_s}^s \right)$$
(26)

Equacionam-se os fluxos do estator e rotor, conforme equações (27) e (28):

$$\vec{\Psi_s}^s = L_s \vec{i_s}^s + L_m \vec{i_r}^s \tag{27}$$

$$\vec{\Psi_r}^s = L_r \vec{i_r}^s + L_m \vec{i_s}^s \tag{28}$$

Sendo que: θ_m corresponde à defasagem angular entre a fase do estator e do rotor.

3.7.2 Tensões no Referencial Estacionário

Seguindo-se o mesmo conceito, multiplicando-se as equações (17) e (18), referentes ao vetor espacial de tensão do estator e do rotor, pelos referidos termos obtém-se as equações (29) e (30) (FILHO, 2010; ABAD et al., 2011):

$$\vec{v_s} = R_s \vec{i_s} + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_m \vec{\Psi_s}$$
⁽²⁹⁾

$$\vec{v_r} = R_r \vec{i_r} + \frac{d\Psi_r}{dt} - j(\omega_m - p\Omega_m)\vec{\Psi_r}$$
(30)

Com isso, descreve-se, através das equações (31) e (32) as tensões no estator e rotor no referencial estacionário (FILHO, 2010).

$$\vec{v}_{s\alpha\beta} = R_s \vec{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d\bar{\Psi}_s \alpha\beta}{dt}$$
(31)

$$\vec{v}_{r\alpha\beta} = R_r \vec{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d\bar{\Psi}_{r\alpha\beta}}{dt} - j(p\Omega_m)\vec{\Psi}_{r\alpha\beta}$$
(32)

3.7.3 Potência Mecânica em um Gerador de Indução

Equaciona-se a potência mecânica de um gerador de indução, desprezando suas perdas, através da equação (33) (FILHO, 2010; SEN, 1997):

$$P_{(m, gerador)} = T_{em}.\Omega_m \tag{33}$$

3.7.4 Potências Elétricas no Referencial Estacionário

As equações (34) até (38) apresentam as potências elétricas aparente, ativa e reativa nos lados do estator (FILHO, 2010; ABAD et al., 2011):

$$S_s = \frac{3}{2} \left[v_s \vec{\alpha} \beta . \vec{i}^*_{s\alpha\beta} \right] \tag{34}$$

A parte real da potência aparente corresponde à potência ativa, por outro lado, a parte imaginária equivale à potência reativa.

$$P_s = \frac{3}{2} \Re \left(\vec{v}_s . \vec{i}_s^* \right) \tag{35}$$

$$P_s = \frac{3}{2} \left[(v_{s\alpha}.i_{s\alpha}) + (v_{s\beta}.i_{s\beta}) \right]$$
(36)

$$Q_s = \frac{3}{2} \Im \left(\vec{v}_s . \vec{i}_s^* \right) \tag{37}$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \left[\left(v_{s\beta} . i_{s\alpha} \right) - \left(v_{s\alpha} . i_{s\beta} \right) \right]$$
(38)

Da mesma forma, equacionam-se as potências elétricas aparente, ativa e reativa, respectivamente, no lado do rotor, através das equações (39) até (43):

$$S_r = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{r\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{r\alpha\beta}^* \right) \tag{39}$$

$$P_r = \frac{3}{2} \Re \left(\vec{v}_r . \vec{i}_r^* \right) \tag{40}$$

$$P_r = \frac{3}{2} \left[(v_{r\alpha}.i_{r\alpha}) + (v_{r\beta}.i_{r\beta}) \right]$$
(41)

$$Q_r = \frac{3}{2} \Im \left(\vec{v}_r . \vec{i}_r^* \right) \tag{42}$$

$$Q_r = \frac{3}{2} \left[(v_{r\beta}.i_{r\alpha}) - (v_{r\alpha}.i_{r\beta}) \right]$$
(43)

Sendo que nas equações, o sobrescrito (*) representa o complexo conjugado.

3.7.5 Torque eletromagnético no Referencial Estacionário

Obtém-se, também através da análise no modelo elétrico, o torque eletromagnético, conforme equações (44) e (45) (ABAD et al., 2011; FILHO, 2010):

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \Im \left(\vec{\Psi}_r . \vec{i}_{r\alpha}^* \right) \tag{44}$$

$$T_{em} = \frac{3}{2}p\left[\left(\Psi_{r\beta}.i_{r\alpha}\right) - \left(\Psi_{r\alpha}.i_{r\beta}\right)\right] \tag{45}$$

considerando-se as indutâncias de magnetização, do estator e do rotor, tem-se:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \Im \left(\vec{\Psi}_s . \vec{i}_r^* \right) \quad \rightarrow \quad T_{em} = \frac{3}{2} p \Im \left(\vec{\Psi}_s^* . \vec{i}_s \right)$$
$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Im \left(\vec{\Psi}_r^* . \vec{i}_s \right) \quad \rightarrow \quad T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Im \left(\vec{\Psi}_r^* . \vec{\Psi}_s \right)$$

Desta forma, o torque eletromagnético no referencial estacionário também pode ser representado através da equação (46):

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m \Im\left(\vec{i}_s \cdot \vec{i}_r^*\right) \tag{46}$$

Sendo que: σ corresponde ao coeficiente de fuga e p equivale ao número do pares de pólos.

3.8 Modelo elétrico do GIDA no referencial Síncrono

De forma análoga, em um sistema de coordenadas síncronas, com velocidade angular ω_s , encontram-se as grandezas do estator e rotor no referencial síncrono (FILHO, 2010; ABAD et al., 2011).

3.8.1 Fluxos no Referencial Síncrono

Partindo-se do mesmo princípio de equacionamento apresentado no referencial estacionário, tem-se as equações (47) e (48), que referem-se aos fluxos concatenados no estator e rotor no referencial síncrono:

$$\vec{\Psi}_{sdq} = L_s \vec{i}_{sdq} + L_m \vec{i}_{rdq} \tag{47}$$

$$\vec{\Psi}_{rdq} = L_r \vec{i}_{rdq} + L_m \vec{i}_{sdq} \tag{48}$$

3.8.2 Tensões no Referencial Síncrono

As equações de tensão no estator e rotor no referencial síncrono são (49) e (50), respectivamente:

$$\vec{v_s} = R_s \vec{i}_{sdq} + \frac{d\vec{\Psi}_{sdq}}{dt} + j\omega_s \vec{\Psi}_{sdq}$$
(49)

$$\vec{v_r} = R_r \vec{i}_{rdq} + \frac{d\vec{\Psi}_{rdq}}{dt} + j(\omega_s - p\Omega_m)\vec{\Psi}_{rdq}$$
(50)

3.8.3 Potências no Referencial Síncrono

As potências no referencial síncrono são equivalentes ao do referencial estacionário para o estator e rotor e, podem ser vistas nas equações (51) até (56)(FILHO, 2010; ABAD et al., 2011):

$$S_s = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{sdq} \cdot \vec{i}_{sdq}^* \right) \tag{51}$$

$$P_s = \frac{3}{2} \left[(v_{sd}.i_{sd}) + (V_{sq}.i_{sq}) \right]$$
(52)

$$Q_s = \frac{3}{2} \left[(v_{sq}.i_{sd}) - (v_{sd}.i_{sq}) \right]$$
(53)

$$S_r = \frac{3}{2} \left(\vec{v}_{rdq}, \vec{i}_{rdq}^* \right) \tag{54}$$

$$P_r = \frac{3}{2} \left[(v_{rd}.i_{rd}) + (v_{rq}.i_{rq}) \right]$$
(55)

$$Q_r = \frac{3}{2} \left[(v_{rq}.i_{rd}) - (v_{rd}.i_{rq}) \right]$$
(56)

3.8.4 Torque eletromagnético no Referencial Síncrono

De acordo com a análise no modelo elétrico, obtém-se o torque eletromagnético no referencial síncrono, conforme equações (57) e (58) (ABAD et al., 2011; FILHO, 2010):

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \left[\left(\frac{L_m}{L_s} \right) \cdot \left(\vec{\Psi}_s \cdot \vec{i}_{r\alpha}^* \right) \right]$$
(57)

$$T_{em} = \frac{3}{2} p\left(\frac{L_m}{L_s}\right) \left[\left(\Psi_{sq}.i_{rd}\right) - \left(\Psi_{sd}.i_{rq}\right) \right]$$
(58)

3.8.5 Dinâmica Mecânica da Máquina

Descreve-se a dinâmica mecânica da máquina de indução duplamente alimentada, conforme equação (59) (FILHO, 2010):

$$J\frac{d\Omega_m}{dt} = T_{em} - T_m \tag{59}$$

Onde: J corresponde ao momento de inércia total, Ω_m equivale à velocidade mecânica da máquina e T_m é o torque mecânico.

Capítulo 4

Controle preditivo Robusto tipo *Finite Control Set* aplicado às Potências do GIDA

4.1 Controle Preditivo

Nesta seção descrevem-se os princípios do controle preditivo e uma breve apresentção de suas variantes mais utilizadas.

4.1.1 Princípios do Controle Preditivo

De acordo com a literatura, no final dos anos setenta desenvolveu-se o Controle do tipo Preditivo, sendo este termo genérico, pois há variantes específicas deste tipo de controle e, o que os difere é o critério de otimização da ação de controle (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; CASTRO, 2017). Os tipos mais conhecidos de controle preditivo são os seguintes (CASTRO, 2017; HOLTZ; STADTFELD, 1983; MUTSCHLER, 1998; KAWABATA; MIYASHITA; YAMAMOTO, 1990; RODRIGUEZ; CORTES, 2012):

• *Dead beat*: define a atuação de controle mais propícia, como sendo aquela que gera erro nulo ao final do período discreto do controle;

• Trajetória: no controle baseado em trajetória o critério de otimização da ação de controle faz com que as variáveis sigam um comportamento pré-definido;

• Histerese: define como seu critério de otimização, a manutenção da variável de controle, dentro de uma banda de histerese previamente definida;

• *Model-based predictive control*: em seu critério, otimiza a sua ação de controle através de uma função custo. Aplicado em conversores, cuja a ação de controle consiste no cálculo de um valor de tensão contínuo que deve ser modulado por um sistema de modulação;

• *Finite control set*: considera-se uma vertente do *Model-based predictive control* e aplicado em conversores de potência. Com relação ao modelo do qual derivou, considera-

se mais simples em termos conceituais, dispensa uma ação de controle contínua e um sistema de modulação. A aplicação mais focada em conversores de potência se deve ao fato deste tipo de conversores possuir um número finito de vetores de tensão, responsáveis diretamente pelo acionamento das chaves estáticas que compõem o conversor. Para isso, avalia-se a função custo para cada um dos possíveis estados das chaves no conversor e seleciona-se o que apresenta menor custo.

De qualquer forma, todos os tipos de controle preditivo, apesar de suas características mais específicas, fazem uso de um modelo de processo, com o intuito de obter o sinal de controle e minimizar uma função custo ou função objetivo (CAMACHO; BORDONS, 2007). Com isso, o controle preditivo pode ser entendido como o controle que utiliza um modelo matemático do sistema em análise, para prever o seu comportamento futuro. Desta forma torna-se possível tomar ações de controle com antecedência, através de um critério de otimização (CASTRO, 2017). A sequência básica de um controle do tipo preditivo é a seguinte:

• define-se e utiliza-se um modelo que prevê a saída de um processo a ser estudado, em instantes de tempo futuros;

• realiza-se o cálculo de uma seqüência de controle que minimize uma função custo ou objetivo;

• define-se a estratégia de acionamento (algoritmo), de modo que a cada instante o tempo é deslocado para o futuro, de modo que envolva a aplicação do primeiro sinal de controle da sequência calculada em cada etapa (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Atualmente utiliza-se o controle preditivo em trabalhos acadêmicos e nas indústrias de robôs, biomédica, plantas industriais variadas, acionamento de máquinas e geração de energia renovável (CAMACHO; BORDONS, 2007). Algumas vantagens do controle preditivo frente a outros tipos de controle são:

• pode ser utilizado por usuários com conhecimento limitado de controle devido a intuitividade dos seus conceitos;

• o controlador desenvolvido com este tipo de controle é de fácil implementação;

• pode ser empregado em processos com muitas variáveis;

• as restrições podem ser facilmente introduzidas no processo de controle durante o seu desenvolvimento;

• de fácil e útil aplicação, quando as referências a serem atingidas são fixas ou previamente conhecidas;

• muito versátil, ou seja, pode ser usado para controlar uma grande variedade de processos, desde aqueles com dinâmica simples até os mais complexos, como é o caso dos que apresentam longos tempos de atraso ou instabilidades;

No entanto, algumas desvantagens ou características também podem ser apontadas, como:

• embora a lei de controle resultante exija pouco esforço computacional e seja de fácil

implementação, sua derivação é mais complexa que a dos controladores clássicos, como é o caso dos controladores do tipo PID;

• no caso de controle adaptativo, que muda o tempo todo, o cálculo deve ser realizado a cada tempo de amostragem;

• ao considerar-se as restrições, o tempo de processamento pode aumentar consideravelmente;

• considera-se como a maior desvantagem, a necessidade do modelo apropriado do processo estar disponível, pois o algoritmo de controle baseia-se no conhecimento prévio do modelo e pode ser afetado pelas discrepâncias existentes entre o processo real e o modelo utilizado (CAMACHO; BORDONS, 2007).

A figura 17 mostra o fluxograma básico de um controle do tipo preditivo:



Figura 17 – Fluxograma básico de um controle preditivo

De acordo com o fluxograma da figura 17, utiliza-se um modelo para prever as saídas futuras da planta, baseando-se em valores atuais e sobre as ações de controle futuras ideais propostas. O bloco otimizador calcula as ações, considerando a função custo, os erros de rastreamento futuros e as restrições.

O modelo do processo deve ser simples de entender e implementar e, por sua vez, desempenhar um papel decisivo no controlador, sendo capaz de capturar a dinâmica do processo para prever com precisão as saídas futuras. No meio acadêmico, o mais utilizado é o Modelo do Espaço do Estado, sendo que a derivação do controlador é simples mesmo com bastante variáveis. A descrição do espaço de estado permite uma fácil expressão de critérios de estabilidade e robustez (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Outro modelo bastante difundido no meio acadêmico é o que considera a Função de Transferência, porém a derivação do controlador apresenta mais dificuldade de implementação e requer um número menor de parâmetros.

No caso do otimizador considera-se outra parte fundamental da estratégia de controle, pois fornece as ações de controle. O valor mínimo da função custo pode ser obtido como uma função explícita de entradas e saídas passadas e os sinais de referência futuros.

Em estratégias de controles clássicos, como é o caso dos controladores PID (Proporcional-Integral-Derivativo), as ações de controle são tomadas com base em erros passados.

Uma característica típica da maioria dos tipos de controle preditivos corresponde ao uso dos conceitos de resposta livre e forçada, ou seja, expressar a seqüência de controle como a adição de dois sinais, conforme pode ser visto na equação (60).

$$u(t) = u_f(t) + u_c(t)$$
(60)

Onde: O sinal $u_f(t)$ são às entradas passadas e mantém-se constante e igual ao último valor da variável manipulada em instantes de tempo futuros. O sinal $u_c(t)$ é igual a zero no passado e igual ao próximo valor atribuido pelo controle no futuro.

A figura 18 ilustra a adição dos sinais para o conceito de resposta livre e forçada.



Figura 18 – Resposta livre e forçada

Fonte: Adaptado de (CAMACHO; BORDONS, 2007)

Separa-se a previsão da sequência de saída em duas partes, desta forma tem-se que $y_f(t)$ equivale à resposta livre e corresponde à previsão da saída, quando a variável manipulada pelo processo é igual a $u_f(t)$. Por outro lado, a outra parte equivale à resposta forçada $y_c(t)$ e corresponde à previsão da saída do processo, quando a sequência de controle é igual a $u_c(t)$. Desta forma, a resposta livre corresponde à evolução do processo devido ao seu estado atual, enquanto a resposta forçada deve-se a futuras ações de controle (CAMACHO; BORDONS, 2007).

Cada tipo de controle preditivo pode propor diferentes funções custo para obter-se a lei de controle, porém o objetivo geral é que a saída futura (y) no contexto do controle aplicado siga o sinal de referência.

4.1.2 Princípios do Controle Preditivo do Tipo *Finite Control* Set

As primeiras propostas de utilização do controle preditivo do tipo *Finite Control Set* (FCS) foram empregadas no controle de retificadores, motores de indução e síncronos (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; RODRIGUEZ et al., 2013; CASTRO, 2017; CAMACHO; BORDONS, 2007). Neste tipo de controle realiza-se a predição do comportamento da planta através do seu modelo discreto e a minimização de uma função custo é empregada para a escolha do vetor de tensão a ser aplicado na entrada, de forma que o erro entre a referência e a saída seja o menor possível. A figura 19 ilustra o funcionamento do controle preditivo do tipo *Finite Control Set* para um conversor conectado a um gerador.

Figura 19 – Diagrama em blocos básico para controle preditivo tipo *Finite Control Set* aplicado em conversores



Fonte: Adaptado de (CASTRO, 2017; RODRIGUEZ; CORTES, 2012)

Para o acionamento do GIDA, o algoritmo básico deste tipo de controle é mostrado na figura 20 e apresenta cinco etapas principais, descritas da seguinte forma (CORTES et al., 2012):

1) Mede-se as grandezas na carga, através de placas de condicionamento de sinais;

2) Prevê-se as correntes de carga para o próximo instante de amostragem, para todos os possíveis estados de comutação;

- 3) Calcula-se o valor da função custo para cada previsão;
- 4) Seleciona-se o estado de comutação que minimiza a função custo;
- 5) Aplica-se o novo estado de comutação às chaves do conversor.



Figura 20 – Fluxograma do controle preditivo do tipo Finite Control Set

Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ; CORTES, 2012)

4.1.2.1 Vetores de Tensão

Nas aplicações como acionamentos de máquinas elétricas (motores de indução e síncronos) e retificadores, conecta-se a máquina a um conversor do tipo CC/CA, sendo que o número de braços do conversor determina a quantidade de vetores de tensão (entradas) possíveis que este referido conversor necessita para que sejam comutadas as suas chaves estáticas (CASTRO, 2017).

A figura 21, ilustra o comportamento dos vetores de tensão (\vec{v}) de acordo com os valores mostrados na tabela 2 (CASTRO, 2017; AHMED; KOH; LEE, 2017).

No caso do conversor utilizado ser de três braços, os possíveis vetores são apresentados na tabela 2, sendo estes responsáveis pelo estado das chaves.



Figura 21 – Comportamento dos vetores de tensão

Fonte: Adaptado de (CASTRO, 2017; AHMED; KOH; LEE, 2017)

(S_a)	(S_b)	(S_c)	Vetores de Tensão (\vec{v})
0	0	0	ec v(1)=0
1	0	0	$\vec{v}(2) = \frac{2}{3} V_{dc}$
1	1	0	$\vec{v}(3) = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\vec{v}(4) = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\vec{v}(5) = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\vec{v}(6) = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\vec{v}(7) = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	ec v(8)=0

Tabela 2 – Estado das Chaves e Vetores de Tensão

Fonte: (RODRIGUEZ; CORTES, 2012)

Onde: S_a , S_b e S_c correspondem às chaves dos braços do conversor; O valor "0" equivale à chave aberta e o valor "1" à chave fechada; V_{dc} corresponde ao valor de tensão do barramento CC.

4.1.2.2 Função Custo

No caso da função custo, o intuito é processar os erros das componentes do vetor corrente do estator, corrente da rede, torque e fluxo do estator ou das potências ativa e reativa. A minimização da função custo faz-se necessária para a escolha do vetor de tensão a ser aplicado na entrada do conversor, de forma que o erro entre a grandeza de referência e a grandeza medida na saída seja o menor possível (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; RODRIGUEZ et al., 2013; CASTRO, 2017).

4.2Controle de Potências no Lado do Estator por FCS

A velocidade de rotação do vetor fluxo do estator, mostrado na equação (61) equivale à velocidade de angular do estator (FILHO, 2010), no referencial síncrono dq.

$$\omega_s = \frac{d\delta_s}{dt} \tag{61}$$

Através da Transformada de Park na equação (62), que se refere ao vetor espacial do fluxo no estator no referencial estacionário $\alpha\beta$ obtém-se o vetor espacial do fluxo no estator, no referencial síncrono dq (FILHO, 2010).

$$\vec{\Psi}_{s\alpha\beta}.e^{-j\delta_s} = \left[\Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta}\right].\left[\cos(\delta_s) - j\sin(\delta_s)\right] \tag{62}$$

$$\vec{\Psi}_{sdq} = [\Psi_{sd} + j\Psi_{sq}] \tag{63}$$

Igualando-se $\vec{\Psi}_{s\alpha\beta}.e^{-j\delta_s}$ a $\vec{\Psi}_{sdq}$, tem-se:

$$\vec{\Psi}_{sdq} = \left[\Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta}\right] \cdot \left[\cos(\delta_s) - j\sin(\delta_s)\right] \tag{64}$$

Desta forma, obtém-se as componentes do fluxo no estator, no referencial síncrono para o eixo direto (65) e para o eixo em quadratura (66) (CHOWDHURY; CHELLAPILLA, 2006; FILHO, 2010):

$$\Psi_{sd} = \left[\Psi_{s\alpha}.cos(\delta_s) + \Psi_{s\beta}.sen(\delta_s)\right] \tag{65}$$

$$\Psi_s = \Psi_{sq} = \left[-\Psi_{s\alpha}.sen(\delta_s) + \Psi_{s\beta}.cos(\delta_s)\right] \tag{66}$$

Através da técnica de orientação de campo pelo fluxo do estator, tem-se as seguintes igualdades (FILHO, 2010):

$$\Psi_s = \Psi_{sd} = |\Psi_{sdq}| \tag{67}$$

Para obter-se o resultado do módulo mostrado na equação (67), soma-se vetorialmente as componentes do eixo direto e em quadratura, conforme mostra a equação (68):

$$|\Psi_{sdq}| = \sqrt{(\Psi_{sd})^2 + (\Psi_{sq})^2} \tag{68}$$

$$\Psi_{sq} = 0 \tag{69}$$

Os fluxos mostrados nas equações (47) e (48) relacionam-se com as correntes, desta forma tem-se as equações (70) e (71) (FILHO, 2010):

$$\Psi_s = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \tag{70}$$

$$0 = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \tag{71}$$

Algebricamente, através das equações (70) e (71) obtém-se as equações (72) e (73) referentes às correntes do estator no eixo direto e em quadratura, respectivamente:

$$i_{sd} = \frac{\Psi_s - L_m \cdot i_{rd}}{L_s} \tag{72}$$

$$i_{sq} = \frac{-L_m \cdot i_{rq}}{L_s} \tag{73}$$

Da mesma forma torna-se possível chegar-se às equações de fluxo para o rotor (FILHO, 2010):

$$\Psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \tag{74}$$

$$\Psi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \tag{75}$$

Obtém-se também as componentes de tensão no referencial síncrono, através da mesma técnica empregada para o fluxo, tem-se então as equações (76) e (77) (FILHO, 2010):

$$v_s = v_{sq} = |\vec{v_{sdq}}| \tag{76}$$

$$v_{sd} = 0 \tag{77}$$

A potência ativa do estator (78) pode ser obtida, em função da corrente do eixo de quadratura do rotor, através das equações (73), (76) e (77) (FILHO, 2010):

$$P_s = -\frac{3}{2} \left[v_s \left(\frac{L_m}{L_s} \right) . i_{rq} \right] \tag{78}$$

No caso da potência reativa do estator (79), em função da corrente do eixo direto, obtém-se através das equações (72), (76) e (77):

$$Q_s = \frac{3}{2} \left[v_s \left(\frac{\Psi_s - L_m \cdot i_{rd}}{L_s} \right) \right] \tag{79}$$

Observa-se que as potências ativa e reativa do estator podem ser calculadas pelas componentes de eixo direto e em quadratura do rotor. Sendo assim, a partir do controle das correntes do rotor (80) e (81), através do acionamento do conversor conectado ao rotor será possível o controle das potências injetadas na rede pelo estator do GIDA.

$$i_{rq(k+1)} = i_{rq(ref)} = -\left(\frac{2.P_{ref}.L_s}{3.v_s.L_m}\right)$$
(80)

$$i_{rd(k+1)} = i_{rd(ref)} = -\left(\frac{2.Q_{ref}.L_s}{3.v_s.L_m} + \frac{\Psi_s}{L_m}\right)$$
(81)

4.3 Equações do rotor no GIDA

Para encontrar as equações referentes às tensões do rotor, as variáveis de estado consideradas devem ser as correntes do rotor e, as variáveis de entradas, as tensões do rotor, todas no referencial síncrono (FILHO, 2010).

Para o projeto do controlador preditivo do tipo *finite control set* robusto, é necessário ter como variáveis de estado, as componentes do vetor corrente do rotor no referencial síncrono e, como entrada, as componentes do vetor tensão do rotor. Para tal objetivo as equações (50) e (48) serão utilizadas.

Substituindo as expressões da correntes de estator, apresentadas em (70) e (71), em função das correntes de rotor e fluxo de rotor, apresentadas em (50), (74) e (75), as tensões de rotor são dadas por (82) e (83):

$$v_{rd} = R_r i_{rd} - L_r \omega_{sl} i_{rq} + \left(\frac{L_s \cdot L_r - (L_m)^2}{L_s}\right) \frac{di_{rd}}{dt} + \omega_{sl} \frac{(L_m)^2}{L_s} i_{rq}$$
(82)

е

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \omega_{sl} i_{rd} + \left(\frac{L_s L_r - (L_m)^2}{L_s}\right) \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \left(\frac{L_m}{L_s} \Psi_s - \frac{(L_m)^2}{L_s} i_{rd}\right)$$
(83)

Considerando $\sigma = 1 - \frac{(L_m)^2}{L_s L_r} \in \sigma L_r = \frac{L_s L_r - (L_m)^2}{L_s}$, então (82) e (83) tornam-se:

$$v_{rd} = R_r i_{rd} - \omega_{sl} \sigma L_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt}$$
(84)

е

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \sigma L_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \frac{L_m}{L_s} \Psi_s$$
(85)

o que significa

$$\vec{v}_{rdq} = (R_r + j\sigma L_r\omega_{sl})\vec{i}_{rdq} + \sigma L_r \frac{d\vec{i}_{rdq}}{dt} + j\omega_{sl}\frac{L_m}{L_s}\Psi_s$$
(86)

A representação de (91) em espaço de estado é dada por:

$$\bar{i}_r = H_s \,\bar{i}_r + K_s \,\bar{v}_r + L_s \,\bar{\Psi}_s \tag{87}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{rd}}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\omega_{sl}L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-\omega_{sl}L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ 0 \end{bmatrix}$$
(88)

As equações referentes ao modelo matemático do GIDA apresentam indiretamente a velocidade mecânica, pois $\omega_r = \omega_s - p\Omega_m$. Neste trabalho considera-se Ω_m constante para um período de amostragem, devido à constante de tempo mecânica do GIDA ser muito maior que as constantes de tempo elétricas (FILHO, 2010; SOLIS-CHAVES et al., 2017). Sendo assim, como a velocidade síncrona é fixada pela rede, então a mesma hipótese é válida para o escorregamento, o que significa que o escorregamento também pode ser considerado constante durante um período de amostragem.

4.4 Tensão do Rotor por FCS

O controle do tipo FCS, como comentado anteriormente, seleciona o vetor de tensão a ser aplicada ao rotor do GIDA, com base na minimização da função custo e do comportamento do gerador, a fim de garantir que a saída atinja as referências de corrente do rotor. Neste trabalho, prevê-se a tensão do rotor em vez das potências ativa e reativa, corrente do rotor ou torque e fluxo, como é tipicamente feito na literatura (RODRIGUEZ et al., 2013). Além disso, os erros provenientes aos erros dos parâmetros são considerados na formulação do controle preditivo robusto tipo FCS proposto.

Como apresentado nas equações (78) e (79), a potência ativa e reativa do estator pode ser controlada pela corrente do rotor, desta forma, a equação (86) pode ser utilizada para prever a corrente do rotor, sendo que sua discretização pode ser feita pelo método de *Euler* e por manipulação algébrica, desta forma tem-se (FILHO; FILHO, 2012):

$$v_{rd}(k) = R_r i_{rd}(k) - \omega_{sl} \sigma L_r i_{rq}(k) + \sigma L_r \frac{\Delta i_{rd}}{T}$$
(89)

е

$$v_{rq}(k) = R_r i_{rq}(k) + \omega_{sl} \sigma L_r i_{rd}(k) + \sigma L_r \frac{\Delta i_{rq}}{T} + \omega_{sl} \frac{L_m}{L_s} \Psi_s(k)$$
(90)

Com isso, tem-se:

$$\vec{v}_{rdq}(k) = \left(R_r + j\sigma L_r\omega_{sl}\right)\vec{i}_{rdq}(k) + \sigma L_r\frac{\Delta\vec{i}_{rdq}}{T} + j\omega_{sl}\frac{L_m}{L_s}\Psi_s(k)$$
(91)

Onde:

T equivale ao tempo de amostragem; $\Delta i_{rq} = i_{rq}(k+1) - i_{rq}(k);$ $\Delta i_{rd} = i_{rd}(k+1) - i_{rd}(k);$ $i_{rq}(k+1) = i_{rq-ref};$ $i_{rd}(k+1) = i_{rd-ref}; i_{rq-ref};$ i_{rd-ref} são as correntes de referência para o referencial síncrono; (k) a amostra atual.

A discretização pelo método de *Euler* pode ser representada conforme equação (92):

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\Delta x}{\Delta T} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T}$$
(92)

Sendo que: (k + 1) corresponde à amostra futura predita e, T equivale ao tempo de amostragem.

Usando-se (91) é possível alcançar o vetor atual do rotor previsto $\vec{i}_{rdq}(k+1)$ quase até seu valor de referência $\vec{i}_{rdq-ref}$ no próximo tempo de amostragem usando uma função custo minimizada e os vetores apresentados na Tabela 2. No entanto, as variações de parâmetros não são consideradas em (91) e isso pode diminuir o desempenho do controlador.

4.5 Controle Preditivo Robusto Tipo FCS Considerando Variações Paramétricas

Esta seção tem como objetivo considerar as variações dos parâmetros na tensão do rotor calculada pelo controlador preditivo. Assim, a tensão do rotor prevista pelo conjunto de controle finito robusto proposto é dada por:

$$\vec{v}_{rdq-p}(k) = \vec{v}_{rdq} + \vec{v}_{rb} \tag{93}$$

Sendo que:

 \vec{v}_{rdq} equivale à tensão no rotor no referencial síncrono, apresentadas em (91);

 \vec{v}_{rb} corresponde ao vetor que comporta o ajuste para as variações paramétricas presentes na equação (91) nos instantes (k) e (k-1).

Calcula-se o vetor \vec{v}_{rb} fazendo (91)-(94) e considerando $\Psi_s(k) \cong \Psi_s(k-1)$ e que os erros nos parâmetros R_r e σL_r foram corretamente estimados.

Assim, torna-se possível calcular o vetor de tensão \vec{v}_{rb} que adiciona-se à tensão calculada e compensa os erros dos parâmetros.

Com isso, a equação (91) no instante (k-1) é obtida pela equação (94):
$$\vec{v}_{rdq}(k-1) = (R_r + j\sigma L_r\omega_{sl})\vec{i}_{rdq}(k-1) + \sigma L_r \frac{\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1)}{T} + j\omega_{sl}\frac{L_m}{L_s}\Psi_s(k-1)$$
(94)

Onde: $\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1) = \vec{i}_{rdq}(k) - \vec{i}_{rdq}(k-1);$ $i_{rq}(k) = i_{rq-ref}$

$$i_{rd}(k) = i_{rd-ref}.$$

Desta forma, modela-se os erros devido às variações de parâmetros como perturbações na corrente do rotor, então a corrente do rotor pode ser alterada por seus próprios erros, conforme equação (95):

$$\Delta \vec{i}_{rdq}(k) = \left(\frac{-R_r T}{\sigma L_r} - jT\omega_{sl}\right) \Delta \vec{i}_{rdq}(k-1) + \frac{T}{\sigma L_r} \vec{v}_{rb}.$$
(95)

Sendo que:

$$\Delta \vec{i}_{rdq}(k) = \vec{i}_{rdq}(k+1) - \vec{i}_{rdq}(k);$$

$$\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1) = \vec{i}_{rdq}(k) - \vec{i}_{rdq}(k-1)$$

Portanto, a equação (95) demonstra que o incremento na corrente do rotor na amostragem (k), devido às variações dos parâmetros pode ser calculada. Na ausência de erros de parâmetros, o valor de \vec{v}_{rb} será nulo devido a $\Delta \vec{i}_{rdq}(k)$ e $\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1)$ serem nulos também.

A performance do controlador devido às variações dos parâmetros pode ser incrementada, como descrito na equação (96):

$$\vec{v}_{rb} = -G\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1) \tag{96}$$

Faz-se o incremento na corrente do rotor na amostragem (k) $(\Delta \vec{i}_{rdq}(k) = 0)$, determinase o ganho (G) usando as equações (95) e (96) da seguinte forma:

$$\left(\frac{-R_rT}{\sigma L_r} - jT\omega_{sl} - \frac{GT}{\sigma L_r}\right) = 0 \tag{97}$$

Desta forma, os erros dos parâmetros são considerados na tensão predita do rotor (93). Na equação (96) a ação integral foi alcançada devido ao fato do incremento na corrente do rotor nas amostragens (k-1) ($\Delta \vec{i}_{rdq}(k-1)$) ser utilizado na formulação, e isso, torna possível calcular o valor de \vec{v}_{rb} referente às variações dos parâmetros.

Como mostrado anteriormente, calcula-se a tensão do rotor através da equação (93) considerando-se as variações dos parâmetros, sendo que suas componentes são apresentadas em (91) e (96), respectivamente. Assim, as potências ativa e reativa atingirão seus respectivos valores de referência, devido ao controle da corrente do rotor. A tensão de referência desejada do rotor $\alpha\beta r$ é calculada através da equação (98):

$$\vec{v}_{r\alpha\beta r-ref}(k) = \vec{v}_{rdq-p}(k) \ e^{(\delta_s - \delta_r)} \tag{98}$$

Onde:

 δ_s corresponde à posição do fluxo do estator;

 δ_r equivale à posição do rotor.

Consequentemente, a tensão de referência do rotor apresentada na equação (98) utiliza a corrente futura de referência determinada para o rotor e os valores dos erros dos parâmetros, sendo assim a função custo (99) é minimizada ao utilizar todos os valores dos vetores $v_{r\alpha r}(k) \in v_{r\beta r}(k)$.

$$g = |v_{r\alpha r - ref}(k) - v_{r\alpha r}(k)| + |v_{r\beta r - ref}(k) - v_{r\beta r}(k)|$$

$$\tag{99}$$

Assim, o menor valor da função custo "g" permite escolher os valores mais adequados de $v_{r\alpha r}(k)$ e $v_{r\beta r}(k)$ e estes serão aplicados ao conversor do lado do rotor.

Apresenta-se Figura 22, o diagrama em blocos da proposta desta tese.

Figura 22 – Diagrama em blocos do controle preditivo tipo *finite control set* robusto.



Estados das	Chaves	Tabela 3 – e Vetores	de Tensão no Rotor
S_a	S_b	S_c	Vetores de Tensão no Rotor $ec{v}_r$
0	0	0	$ec{v}_r(1)=0$
1	0	0	$\vec{v}_r(2) = \frac{2}{3} V_{dc}$
1	1	0	$\vec{v}_r(3) = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$\vec{v}_r(4) = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	1	$\vec{v}_r(5) = -\frac{2}{3}V_{dc}$
0	0	1	$\vec{v}_r(6) = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	0	1	$\vec{v}_r(7) = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	1	$ec{v}_r(8)=0$

A Tabela 3, corresponde aos valores dos vetores de tensão do rotor no referencial estacionário, utilizados pela função custo, da equação (99).

Fonte: Autoria Própria

O fluxograma da figura 23 ilustra o algoritmo do controle preditivo robusto tipo *finite* control set utilizado nesta tese.



Figura 23 – Fluxograma do controle preditivo robusto tipo *finite control set*.

Fonte: Adaptado de (RODRIGUEZ; CORTES, 2012)

4.6 Estimação das Grandezas

A estimação do valor instantâneo do fluxo do estator é apresentado na equação, (100), o seu módulo, na equação (101). A equação (102) refere-se ao ângulo do referido fluxo:

$$\vec{\Psi}_{s(\alpha\beta)} = \int [\vec{v}_{s(\alpha\beta)} - R_s \cdot \vec{i}_{s(\alpha\beta)}] dt$$
(100)

$$\left|\Psi_{s(\alpha\beta)}\right| = \sqrt{[\Psi_{s(\alpha)}]^2 + [\Psi_{s(\beta)}]^2} \tag{101}$$

$$\delta_s = \arctan\left[\frac{\Psi_{s(\beta)}}{\Psi_{s(\alpha)}}\right] \tag{102}$$

A frequência síncrona, velocidade durante o escorregamento e o ângulo de referência do rotor podem ser estimados através das equações (103), (104) e (105):

$$\omega_s = \frac{[v_{s(\beta)} - R_s . i_{s(\beta)}] . \Psi_{s(\alpha)} - [v_{s(\alpha)} - R_s . i_{s(\alpha)}] . \Psi_{s(\beta)}}{[\Psi_{s(\alpha)}]^2 - [\Psi_{s(\beta)}]^2}$$
(103)

$$\omega_{sl} = \omega_s - p.\Omega_m \tag{104}$$

$$\delta_s - \delta_r = \int \omega_{sl} dt \tag{105}$$

4.7 Análise do Impacto da Variação Paramétrica no Desempenho do Sistema de Controle

Através da equação (93) obtém-se o cálculo do vetor tensão do rotor e a eventual análise do impacto das variações dos parâmetros. A resistência do estator usada na estimativa do fluxo do estator apresenta um impacto praticamente desprezível no desempenho do sistema, devido ao fato de um *Phase-Loked Loop* (PLL) estimar o ângulo, com base na tensão do estator (SOLIS-CHAVES et al., 2017). Também, pode ser usado o estimador apresentado em (STOJIć et al., 2015), baseado no método clássico apresentado em (XU; DONCKER; NOVOTNY, 1988; FILHO, 2007; ALTUNA et al., 2018). Em ambos os casos, não foram utilizados os parâmetros $L_s \in L_m$.

A tensão calculada do vetor tensão do rotor pelo controle preditivo do tipo finite control set robusto, aplicada ao controle das potências do GIDA é influenciada pela resistência do rotor R_r constante, σL_r e a relação de indutâncias (L_s/L_m) que são determinadas pelas indutâncias de dispersão do estator e do rotor e indutância de magnetização.

Analisando-se as constantes, os parâmetros L_{ls} e L_{lr} podem ser comparados com a indutância de magnetização L_m , considerando-se a seguinte situação $L_m >> L_{ls}$ e $L_m >> L_{lr}$, devido às características do gerador. Representa-se esta situação através da de:

$$\sigma L_{r} = L_{r} - \frac{L_{m}^{r}}{L_{s}} = \frac{L_{s}L_{r} - L_{m}^{r}}{L_{s}} =$$

$$= \frac{(L_{ls}L_{lr}) + L_{m}(L_{ls} + L_{lr}) + L_{m}^{r} - L_{m}^{r}}{L_{ls} + L_{m}} \cong$$

$$\cong \frac{L_{m}(L_{ls} + L_{lr})}{L_{m}} = (L_{ls} + L_{lr})$$
(106)

$$\frac{L_s}{L_m} = \frac{L_m + L_{ls}}{L_m} = 1 + \frac{L_{ls}}{L_m} \cong 1$$
(107)

Apresentam-se nas equações (106) e (107) que as variações de L_m têm pouco impacto em σL_r e L_s/L_m e, portanto, sua influência no desempenho da estratégia de controle proposta também será insignificante.

Capítulo 5

Análise dos Resultados

Implementou-se a proposta desta tese de doutorado em uma simulação computacional, no ambiente *Simulink* do *software MatLab* e, em bancada experimental, implementada no Laboratório de Eletrônica de Potência e *Smart Grids* (LEPS) da Universidade Federal do ABC (UFABC). Para garantir que a simulação computacional aproxime-se de uma situação real, utilizaram-se para configurar a máquina simulada, os mesmos valores dos parâmetros da máquina real.

5.1 Resultados obtidos em Simulação

Os resultados obtidos em simulação tratam-se de teste com velocidade variável, teste com velocidade fixa (aplicação de degraus nas correntes do rotor no referencial síncrono) e teste com variação paramétrica. Os resultados comentados destes testes são descritos adiante.

5.1.1 Teste com Velocidade Variável

Neste teste simula-se que o GIDA enfrente variações de velocidade em seu rotor, através de eventuais acréscimos e decrescimos nas rajadas de vento que varrem as pás de uma turbina, típicas de um sistema de geração eólica real.

Inicialmente, conforme ilustra a figura 24, mantém-se a velocidade do rotor constante, em 1730 rpm, até 4,5 segundos de funcionamento, quando aplica-se variação linear e ascendente de 1 segundo à referida velocidade, passando para 1910 rpm ao atingir 5,5 segundos de funcionamento. Este valor se mantém constante por mais um segundo, ou seja, até 6,5 segundos, quando inicia-se uma variação linear e descendente de mais um segundo, atingindo novamente o valor de 1730 rpm aos 7,5 segundos. Mantém-se então este valor constante até o fim do teste, em 8,5 segundos.



Figura 24 – Simulação de velocidade variável.

Concluí-se através dos resultados que os valores das correntes do rotor para o eixo direto i_{rd} e para o eixo em quadratura i_{rq} permanecem constantes, apesar das variações impostas à velocidade do rotor. Já as correntes de fase do rotor mudam de fase durante as variações lineares de velocidade, porém estabilizam-se mesmo antes das referidas variações terminarem e assim permanecem até uma nova variação iniciar. Tanto para a variação ascendente quanto para a descendente de velocidade o comportamento das correntes de fase do rotor são as mesmas. Este comportamento ratifica o bom desempenho do conjunto de controle finito robusto aplicado ao GIDA.

5.1.2 Teste com Velocidade Fixa

Conectou-se o GIDA ao barramento infinito, com isso o sinal de tensão na fase do estator manteve-se constante em 300 Vp durante todo o teste. A velocidade manteve-se fixa durante todo o teste, em 1670 rpm. O objetivo deste teste consiste em aplicar degraus à corrente do rotor, conforme ilustra a figura 25 e verificar desta forma se o controlador consegue seguir as referências de corrente no referencial síncrono.

A figura 26 apresenta o detalhe da transição ocorrida durante o degrau de corrente de eixo em quadratura no rotor, com isso tornar-se possível observar que o tempo de acomodação do sinal é rápido e, o sinal segue a sua referência.



Figura 25 – Simulação de resposta ao degrau de corrente no rotor.



Figura 26 – Detalhe da resposta ao degrau de corrente do eixo em quadratura no rotor sem variação paramétrica.



As figuras 27 e 28 ilustram os respectivos comportamento das correntes do rotor, no momento dos degraus para o eixo direto e em quadratura, assim como o comportamento da corrente e tensão na fase A do estator (geração):



Figura 27 – Resposta ao degrau de corrente no eixo direto do rotor.

Figura 28 – Resposta ao degrau de corrente no eixo em quadratura do rotor.



Fonte: Autoria Própria

Para este teste, como comentado anteriormente, não houve a variação paramétrica e, o controle finito robusto mostrou-se eficaz ao atingir o sinal de referência sem sobressinal e com tempo de acomodação de aproximadamente 3 ms.

5.1.3 Teste de Variação Paramétrica

Na etapa seguinte, incrementam-se os parâmetros de resistência do rotor R_r e indutância de magnetização L_m em 60% do seus valores. Para inserir os erros mencionados, alteram-se os valores dos parâmetros na simulação. A resposta apresentada pelo controle às variações paramétricas pode ser observadas na figura 29.

A Figura 30 apresenta a resposta a entrada ao degrau de referência para a corrente do eixo direto do rotor durante a ocorrência de variação de parametros e em operação normal de forma a poder verificar o desempenho da proposta.

Figura 29 – Simulação de resposta ao degrau de corrente do rotor com variação paramétrica em 60%.



Fonte: Autoria Própria

Figura 30 – Detalhe das respostas ao degrau com alteração paramétrica.



Fonte: Autoria Própria

Neste caso observa-se que mesmo com grandes variações dos parâmetros, o controlador mostrou-se eficaz ao atingir o sinal de referência sem grandes discrepâncias quando comparado com a operação normal.

5.2 Resultados Experimentais obtidos em bancada

Para os resultados experimentais utilizou-se a configuração representada na figura 31, sendo composta por um GIDA acoplado a um motor CC, que simula a velocidade (fixa ou variável) do vento, placas eletrônicas de condicionamento de sinais construídas no laboratório, autotransformadores, processador digital de sinais TMS320F28335, para processar o programa do controlador e, um conversor do tipo *Back to Back*.



Figura 31 – Configuração Experimental da Bancada de Testes.

Fonte: Autoria Própria

A Tabela 4 apresenta o desempenho da proposta em diversas frequências de amostragem e as oscilações na corrente do rotor. Utilizou-se a frequência de amostragem de 10 kHz e, os dados do GIDA são apresentados na Tabela 5. O controle preditivo do tipo *finite control set* robusto é implementado com as seguintes rotinas:

- 1. Inicialmente, a tensão e a corrente do rotor e do estator são medidas;
- 2. As correntes e tensões no referencial síncrono são obtidas pela posição do rotor e pelo ângulo calculado pelo PLL;
- 3. A tensão do rotor é calculada pela Equação (93), na qual seus componentes são apresentados pelas Equações (91) e (96);
- Altera-se o referencial da equação (93) é para o referencial do rotor, através da equação (98);

- Desta forma, a equação (99) apresenta a função de custo minimizada, que permite selecionar o vetor de tensão a ser aplicado nos terminais do rotor, usando a Tabela 2;
- 6. Inicia-se novamente o algoritmo, refazendo-se os passos mencionados para garantir que as referências da corrente do rotor alcancem suas referências.

Frequência [Hz]	Tempo de Amostragem $[\mu s]$	$\Delta i_r[A]$
20 k 15 k 10 k 5 k	$50 \\ 66.7 \\ 100 \\ 200$	$0,2 \\ 0,28 \\ 0,35 \\ 0,5$

Tabela 4 – Oscilação nas correntes no rotor devido à frequência de operação.

Fonte: Autoria Própria

Tabela 5 –	Dados de	o GIDA	utilizados	\mathbf{nos}	testes
------------	----------	--------	------------	----------------	--------

Valores Nominais		
Potência Ativa Nominal do Estator Tensão por Fase Frequência do Estator Número de polos	$P_n \\ V_n \\ f \\ p$	3.5 kW 220 V 60 Hz 4
Parâmetros		
Resistência do Estator Resistência do Rotor Indutância de Magnetização Indutância do Estator Indutância do Rotor Momento de Inércia	$R_s \\ R_r \\ L_m \\ L_s \\ L_r \\ J$	$\begin{array}{c} 1\Omega\\ 3.13\Omega\\ 192\ {\rm mH}\\ 200\ {\rm mH}\\ 200\ {\rm mH}\\ 0.45kg.m^2\end{array}$

Fonte: Autoria Própria

5.2.1 Operação com Variação de Velocidade

Para verificar as configurações do controle finito robusto proposto para GIDA quando altera-se a velocidade do rotor, a corrente do rotor é mantida constante em $i_{rq-ref} = 1A$, $i_{rd-ref} = 4.3A$ e, também altera-se a velocidade de 1730 rpm para 1910 rpm, como pode ser visto na figura 32.





Fonte: Autoria Própria

A inversão de fase na fase "a" da corrente do rotor ocorre devido à mudança da operação sub-síncrona para super-síncrona ou vice-versa. Assim, é possível observar o desempenho adequado do controle finito robusto proposto para controlar o fluxo de potência do GIDA, quando há variação na velocidade do rotor.

5.2.2 Testes com Velocidade Fixa

Neste teste, a velocidade do rotor é mantida constante em 1670 rpm e aplica-se o teste dos degraus à corrente do rotor, na qual $i_{rq-ref} = 3A$ a $i_{rq-ref} = 1A$ e $i_{rd-ref} = 1A$ a $i_{rd-ref} = 3A$, conforme ilustrado na figura 33.

Figura 33 – Configuração do degrau para o teste de corrente no rotor (100ms/div.).



Fonte: Autoria Própria

Observa-se que o conjunto de controle finito proposto para o GIDA atinge os valores de referência desejados e o tempo de estabilização é de aproximadamente 2 ms, como pode ser visto na Figura 34:

Figura 34 – Detalhes do teste de degrau de corrente no rotor (2ms/div.).



Fonte: Autoria Própria

O comportamento dinâmico da tensão do estator e da corrente de uma fase para o teste do degrau podem ser observados nas Figuras 35 e 36.

Figura 35 – Comportamento dinâmico do GIDA durante o teste do degrau aplicado i_{rq} (10ms/div.).



Fonte: Autoria Própria

Figura 36 – Comportamento dinâmico do GIDA durante o teste do degrau aplicado i_{rd} (5ms/div.).



Os testes são $i_{rq-ref} = 1A$ a $i_{rq-ref} = 3A$ e $i_{rd-ref} = 1A$ a $i_{rd-ref} = 3A$. Desta forma, i_{rq-ref} e i_{rd-ref} alteram a amplitude e a fase da corrente do estator, respectivamente. Isso ratifica que i_{rq-ref} pode controlar a potência ativa (78) e i_{rd-ref} controlar a potência reativa (79) devido ao controle orientado de campo. Novamente, observa-se o bom desempenho do conjunto de controle finito robusto aplicado ao GIDA.

5.2.3 Teste de Variação Paramétrica

Os parâmetros como R_r e L_m são incrementados em 60% do seus valores, para testar o conjunto de controle finito robusto proposto para o GIDA. Nesse caso, para inserir o erro mencionado, altera-se os valores dos parâmetros no DSP, como feito em (SOLIS-CHAVES et al., 2017). Neste teste, $i_{rq-ref} = 3A$ a $i_{rq-ref} = 1A$ e de $i_{rd-ref} = 1A$ a $i_{rd-ref} = 3A$ comportam-se conforme representa a figura 37.



Figura 37 – Variação dos Parâmetros (100ms/div.).

Fonte: Autoria Própria

Observa-se que o controle finito robusto é capaz de atingir as referências de corrente do rotor, mesmo quando ocorrem erros nos parâmetros.

A figura 38 mostra a comparação entre os resultados apresentados nas figuras 33 e 37.



Figura 38 – Comparação de i_{rq} no teste degrau.

Pode-se observar que o desempenho manteve-se praticamente igual, mesmo com variações de parâmetros.

A figura 39 apresenta as componentes de tensão do rotor v_{rbd} e v_{rbq} da equação (96), devido às variações dos parâmetros.

Figura 39 – Resultado da tensão no rotor para as variações dos parâmetros (500ms/div.).



Fonte: Autoria Própria

Nota-se que quando a resistência do rotor muda de seu valor atual para seu valor incrementado em 60%, os valores de v_{rbd} e v_{rbq} aumentam de um valor quase nulo para o valor maior. Ainda sim, o controlador faz com que os sinais sigam as suas referências, que neste teste são constantes em $i_{rq-ref} = 3A$ e $i_{rd-ref} = 1A$.

No contexto da energia eólica, alguns controladores não conseguem manter seu desempenho no momento em que ocorrem variações paramétricas no gerador e isso pode impactar negativamente nas potências geradas.

Capítulo 6

Conclusões

6.1 Conclusões Gerais

Apresentou-se nesta tese de doutorado uma proposta de controle preditivo robusto do tipo *finite control set* para as potências do Gerador de Indução Duplamente Alimentado, que incorpora também no desempenho do controlador aspectos de variação paramétrica do referido gerador.

Para esta estratégia de controle faz-se necessário o emprego de duas malhas, responsáveis pelo controle das potências ativa e reativa, através das componentes do vetor corrente do rotor, via acionamento do conversor conectado ao rotor do gerador e por considerar as variações paramétricas da máquina. Para isso, controla-se de forma independente as correntes rotóricas, através do emprego de coordenadas síncronas, orientadas através da utilização da posição espacial do vetor fluxo do estator.

Seleciona-se o vetor aplicado ao rotor, dentre os oito vetores possíveis, através da minimização de uma função custo, de forma que os erros das potências sejam os menores possíveis. Devido ao inversor ser acionado diretamente pelos vetores selecionados, dispensa-se uma técnica de modulação. O aspecto que difere este controlador dos demais deve-se ao fato da tensão prevista ser calculada e não as correntes, o torque e o fluxo ou, as potências ativa e reativa, como comumente apresentam-se na literatura, além disso, a estratégia proposta de incorporar os erros devido de parâmetros, caracteriza robustez frente à variações dos parâmetros no modelo.

Os resultados dos testes obtidos na simulação computacional e, em bancada experimental demonstram e ratificam o bom desempenho do controlador preditivo robusto do tipo *finite control set* proposto. Conclui-se então que este controlador pode ser uma alternativa para o controle de potência do GIDA, principalmente por contemplar as variações paramétricas da máquina empregada no desempenho do controlador.

6.2 Trabalhos Futuros

O método de controle apresentado neste trabalho mostra-se apropriado para aplicações de acionamento e controle de geradores de indução duplamente alimentados, porém sugere-se alguns trabalhos futuros, que possam complementar esta linha de pesquisa:

• Implementar controle preditivo robusto do tipo *finite control set*, com a utilização de mais vetores, além dos oito empregados para o chaveamento do inversor;

• Implementar estimadores de velocidade para atuarem em conjunto com este tipo de controlador;

• Operação deste controlador durante distúrbios da rede elétrica;

Referências

ABAD, G. et al. Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation. 1. ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2011. 633 p. p. ISBN 978-0-470-76865-5.

ABAD, G.; RODRIGUEZ, M. A.; POZA, J. Three-level npc converter-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine at low constant switching frequency. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4417–4429, Dec 2008. ISSN 0278-0046.

ABDEDDAIM, S.; BETKA, A. Optimal tracking and robust power control of the dfig wind turbine. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, v. 49, p. 234 – 242, 2013. ISSN 0142-0615. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061513000239>.

AHMED, A. A.; KOH, B. K.; LEE, Y. I. A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, p. 15–27, Sep 2017.

ALTUNA, J. A. T. et al. Deadbeat controller applied to induction motor direct torque control with low-speed operation. **Electrical Engineering**, Springer, v. 1, n. 1, p. 1566–1573, 2018.

AMES, R. L. A. C. Generators: Design and Application (Electrical Machines Series). 1. ed. [S.l.]: Research Studies Press, 1990. 320 p. p. ISBN 978-0863800924.

BAROLDI, J. A.; DINAVAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. **Renewable Energy**, v. 32, n. 14, p. 2369–2385, nov 2007.

BARROS, T. A. dos S. Uma contribuição ao estudo e desenvolvimento de técnicas de controle de potências ativa e reativa do gerador de relutância variável para aplicação em sistemas de geração eólica de pequena potência. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - UNICAMP, Campinas, 2012.

BLAABJERG, F.; MA, K. Wind energy systems. **Proceedings of the IEEE**, PP, n. 99, p. 1 – 16, 2017. ISSN 0018-9219.

BOUKEZZAR, B.; M'SAAD, M. Robust sliding mode control of a dfig variable speed wind turbine for power production optimization. In: **2008 16th Mediterranean** Conference on Control and Automation. [S.l.: s.n.], 2008. p. 795–800.

BRUNELLE, P.; LE-HUY, H. A versatile nonlinear switched reluctance motor model in simulink using realistic and analytical magnetization characteristics. Industrial Electronics Society, 31st Annual Conference of IEEE, p. 1556–1561, 2005.

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. **Model Predictive Control**. 2. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 2007. 422 p. p. ISBN 978-1-85233-694-3.

CAPOVILLA, C. E. et al. Performance of a direct power control system using coded wireless ofdm power reference transmissions for switched reluctance aerogenerators in a smart grid scenario. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 52–61, 2015.

CARDOSO, J. G. et al. Scig wind turbine wireless controlled using morphological filtering for power quality enhancement. **Renewable Energy**, v. 92, p. 303–311, jul 2016.

CARLIN, P. W.; LAXSON, A. S.; MULJADI, E. B. The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology. **Technical Report NREL/TP-500-28607** - **National Renewable Energy Laboratory**, v. 32, n. 14, p. 129–159, fev 2003.

CASELLA, I. R. S. et al. A srm applied in wind generation at smart grids employing wireless power control. **IEEE Latin America Transactions**, v. 13, n. 7, p. 2048–2056, Jul 2015.

CASTRO, A. G. d. **Controle Preditivo tipo Finite Control Set aplicado à máquina síncrono com imã permanente no rotor**. Dissertação (Mestrado) — Escola de Engenharia de São Carlos Universidade de São Paulo EESC/USP, São Carlos, 2017.

CHAVES, J. S. S. Controle Preditivo Generalizado com Horizonte Deslizante e Controle Direto de Potência Deadbeat Aplicados em Sistemas Eólicos Baseados no Gerador de Indução de Rotor Bobinado. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, 2017.

CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, 2009.

CHEN, Z.; SPOONER, E. Grid power quality with variable speed wind turbines. **IEEE** Transactions on Energy Conversion, v. 16, n. 2, p. 148–154, jun 2001.

CHOWDHURY, B. H.; CHELLAPILLA, S. Double-fed induction generator control for variable speed wind power generation. **Electric Power System Research**, n. 76, p. 786–800, 2006.

CORTES, P. et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 1323–1325, feb 2012.

DATTA, R.; RANGANATHAN, V. T. Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 17, n. 3, p. 414–421, sep 2002.

DIAS, S. V. et al. Robust generalized predictive control applied to the mitigation of electromagnetic torque oscillations in a wind energy conversion system based on dfig. In: **2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

DUDURYCH, I. M. et al. Safety in numbers: Online security analysis of power grids with high wind penetration. **IEEE Power Energy Magazine**, p. 62–70, mar 2012.

ELIZONDO, J. L. et al. Model-based predictive rotor current control for grid synchronization of a dfig driven by an indirect matrix converter. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 715–726, Dec 2014. ISSN 2168-6777.

ERROUISSI, R. et al. Offset-free direct power control of dfig under continuous-time model predictive control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 2265–2277, March 2017. ISSN 0885-8993.

FADIGAS, E. A. F. A. Energia Eólica. 1. ed. [S.l.]: Manole, 2011.

FILHO, A. J. S. O controlador complexo aplicado ao controle vetorial do motor de indução. [S.l.], 2007.

FILHO, A. J. S. Controle de Potências Ativa e Reativa de Geradores de Indução Trifásicos de Rotor Bobinado para Aplicação e Geração Eólica com a Utilização de Controladores Baseados no Modelo Matemático Dinâmico do Gerador. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas -UNICAMP, Campinas, 2010.

FILHO, A. J. S.; FILHO, E. R. Model-based predictive control applied to the doubly-fed induction generator direct power control. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 3, n. 3, p. 398–406, 2012.

FILHO, A. J. S.; FILHO, M. de O.; FILHO, E. R. A deadbeat active and reactive power control for doubly-fed induction generator. **VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, VIII Induscon**, Agosto 2008.

FILHO, A. J. S.; FILHO, M. E. de O.; FILHO, E. R. A predictive power control for wind energy. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 2, n. 1, p. 97–105, 2011. ISSN 1949-3029.

FILHO, A. J. S.; FILHO, M. E. O.; RUPPERT, E. A power control scheme for doubly-fed induction generator. In: **2009 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1141–1148. ISSN 2165-0454.

FRANCO, R. et al. A deadbeat direct power control applied to doubly-fed induction aerogenerator under normal and sag voltages conditions. In: IEEE. **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.], 2014. ISSN 1553-572X.

GASCH, R.; TWELE, J. Wind Power Plants: Fundamentals, Design, Construction and Operation. 2. ed. [S.l.]: Springer-Verlag, 2011. 422 p. p. ISBN 978-3-642-22937-4.

GUTIERREZ, B.; KWAK, S.-S. Finite control set predictive control of shunt hybrid power filter. **International Journal of Electronics**, v. 104, n. 6, p. 913–927, 2017. Disponível em: http://dx.doi.org/10.1080/00207217.2016.1253787>.

HAO, S. et al. Control system design for a 20 kw wind turbine generator with a boost converter and battery bank load. **IEEE 32nd Annual In Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)**, p. 2203–2206, jun 2001.

HEIER, S. Grid integration of wind energy-onshore and offshore conversion systems. 3. ed. [S.l.]: John Wiley Sons Ltd, 2014. 520 p. p. ISBN 978-1-119-96294-6.

HOFMANN, W.; OKAFOR, F. Optimal control of doubly-fed full-controlled induction wind generator with high efficiency. **IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.37243)**, v. 3, p. 1213–1218, dec 2001.

HOLTZ, J.; STADTFELD, S. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from switched voltage source. International Power Electronic Conference - IPEC, p. 1665–1675, 1983.

KAWABATA, T.; MIYASHITA, T.; YAMAMOTO, Y. Dead beat control of three fase pwm inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 21–28, 1990. ISSN 08858993.

KAZMIERKOWSKI, M.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in Power Electronics: Selected Problems.** 1. ed. [S.l.]: Academic Press, 2002. 518 p. p. ISBN 0-12-402772-5.

KOU, P. et al. Finite-control-set model predictive control for dfig wind turbines. **IEEE Transactions on Automation Science and Engineering**, PP, n. 99, p. 1 – 10, 2017. ISSN 1545-5955.

LARRINAGA, S. A. et al. Predictive control strategy for dc/ac converters based on direct power control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 3, p. 1261–1271, June 2007. ISSN 0278-0046.

LIAO, Y. et al. Operation and control of a grid connected dfig-based wind turbine with series grid-side converter during network unbalance. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, n. 1, p. 228–236, jan 2011.

LIU, X.; KONG, X. Nonlinear model predictive control for dfig-based wind power generation. **IEEE Transactions on Automation Science and Engineering**, v. 11, n. 4, p. 1046–1055, Oct 2014. ISSN 1545-5955.

LIU, Y. et al. Real-time implementation of finite control set model predictive control for matrix converter based solid state transformer. International Journal of Hydrogen Energy, v. 42, n. 28, p. 17976 – 17983, 2017. ISSN 0360-3199. Special Issue on The 4th European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES 2016), 28-31 August 2016, Istanbul, Turkey. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360319917317810>.

LOURENCO, L. F. N.; SALLES, M. B. C. Análise de sensibilidade da produção de energia de turbinas eólicas modernas do brasil. 10° Congresso sobre Geração Distribuída e Energia no Meio Rural - AGRENER GD 2015, nov 2015.

MACDOWELL, J. et al. Serving the future: Advanced wind generation technology supports ancillary services. **IEEE Power Energy Magazine**, p. 22–30, oct 2015.

MILLER, T. J. E. Electronic Control of Switched Reluctance Machines. 1. ed. Oxford: Newnes - Newnes Power Enginnering Series, 2001. 272 p. p.

MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 8, n. 3, p. 26–33, may 2002.

MURARI, A. L. de L. F. Proposta de Projeto de ganhos de controladores PI empregados no controle de geradores de indução com rotor bobinado aplicados a sistemas eólicos. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, 2015.

MUTSCHLER, P. A new speed-control method for induction motors. **PCIM**, p. 131–136, 1998.

NAVAS, M. A. H. Sistema de armazenamento aplicado a sistemas eólicos empregando conversores de fonte Z conectados à rede elétrica. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, 2016.

NGUYEN-THANH, H.; PHAN, D. Q.; VO-VIET, C. Modified controls for dfig under unbalanced voltage dip for reduction of current harmonic using pi-f plus resonant controller. In: IEEE. **2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)**. [S.l.], 2016. p. 202–207.

NIAN, H.; WANG, T.; ZHU, Q. Voltage imbalance compensation for doubly fed induction generator using direct resonant feedback regulator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 4, p. 614–626, jun 2016.

NICOLAS, C. V. et al. Guidelines for the design and control of electrical generator systems for new grid connected wind turbine generators. **IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02**, nov 2002.

NOVAKOVIC, B. et al. From wind to the electric grid: Comprehensive modeling of wind turbine systems. **IEEE Industry Aplications Magazine**, p. 73–84, jul 2016.

OUARI, K.; REKIOUA, T.; OUHROUCHE, M. Real time simulation of nonlinear generalized predictive control for wind energy conversion system with nonlinear observer. **ISA Transactions**, v. 53, n. 1, p. 76 – 84, 2014. ISSN 0019-0578. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0019057813001341>.

PHANKONG, N. et al. Modeling of grid-connected with permanent magnet synchronous generator (pmsg) using voltage vector control. **10th Eco-Energy and Materials** Science and Engineering (EMSES2012), v. 34, p. 262–272, 2013. POITIERS., F.; BOUAOUICHE, T.; MACHMOUM, M. Advanced control of a doubly-fed induction generator for wind energy conversion. **Electric Power Systems Research**, v. 79, p. 1085–1096, 2009.

PONTT, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.

RAHMAN, K. M. et al. Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 37, p. 904–913, May 2001. ISSN 978-1-4673-0111-4.

RAIN, X.; HILAIRET, M.; BETHOUX, O. Comparative study of various current controllers for the switched reluctance machine. Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE, p. 1–6, 2010.

RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. Predictive control of power converters and electrical drives. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 40.

RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, May 2013. ISSN 1551-3203.

SALLES, M. B. C. et al. The influence of the applied rotor voltage on ride-through capability of doubly fed induction generator. **2011 International Conference Utility Exhibition on Power and Energy Systems: Issues and Prospects for Asia** (ICUE), p. 1–4, sep 2011.

SEN, P. Principles of electric machines and power electronics. [S.l.]: Wiley, 1997.

SILVA, W. A. da et al. Robust generalized predictive control applied to the rotor side converter of a wind power generator system based on dfig. In: **2014 11th IEEE/IAS** International Conference on Industry Applications. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

SIMõES, M. G.; BOSE, B. K.; SPIEGEL, R. J. Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 87–95, 2009.

SLOOTWEG, J. G.; POLINDER, H.; KLING, W. L. Representing wind turbine electrical generating systems in fundamental frequency simulations. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 18, n. 4, p. 62–70, dec 2003.

SOARES, F.; BRANCO, P. J. C. Simulation of a 6/4 switched reluctance motor. **IEEE Transactions on aerospace and electronic systems**, Lisboa, v. 37, n. 3, p. 989–1009, July 2001.

SOLIS-CHAVES, J. et al. A direct power control for dfig under a three phase symmetrical voltage sag condition. **Control Engineering Practice**, v. 65, p. 48 – 58, 2017. ISSN 0967-0661. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066117301107>.

SONG, D. et al. Model predictive control with finite control set for variable-speed wind turbines. **Energy**, v. 126, p. 564 – 572, 2017. ISSN 0360-5442. Disponível em: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544217303328>.

SPOONER, E.; WILLIAMSON, A. C. Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 143, n. 1, p. 1–8, jan 1996.

STOJIć, D. et al. Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 4, p. 2363–2371, April 2015. ISSN 0885-8993.

TABARES, H. G. Controle Direto de Torque Aplicado em Aerogeradores que **Empregam o Gerador de Indução com Rotor Bobinado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André, 2017.

TAN, K.; SLAM, S. Optimum control strategies in energy conversion of pmsg wind turbine system without mechanical sensors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 2, p. 392–399, jun 2004.

TAN, K. H. Squirrel-cage induction generator system using wavelet petri fuzzy neural network control for wind power applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5242 – 5254, jul 2016.

TOHIDI, S.; BEHNAM, M. I. A comprehensive review of low voltage ride through of doubly fed induction wind generators. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 57, p. 412–419, may 2016.

TORREY, D. A. Switched reluctance generators and their control. **IEEE Transactions** on Industrial Electronics, v. 49, n. 1, p. 3–14, Feb 2002.

TREMBLAY, E.; ATAYDE, S.; CHANDRA, A. Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: A dsp-based implementation approach. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, v. 2, n. 3, p. 288–299, July 2011. ISSN 1949-3029.

VIEIRA, J. P. A. et al. Controladores fuzzy aplicados ao conversor de geradores de indução duplamente excitados em sistemas eólicos integrados a sistemas de potência. **SBA Controle & Automação**, v. 18, n. 1, p. 115–126, Jan., Feb., March 2007.

WANG, Y. et al. $mathrmH_{infty}$ robust current control for dfig-based wind turbine subject to grid voltage distortions. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 8, n. 2, p. 816–825, April 2017. ISSN 1949-3029.

WWEA, W. W. E. A. Wind Power Capacity Reaches 539 GW, 52,6 GW added in 2017. [S.l.], 2017. Disponível em: https://wwindea.org/blog/2018/02/12/2017statistics/. [Acessado em 29.Jan.2019]. Disponível em: https://wwindea.org/blog/2018/02/12/2017-statistics/.

XU, L.; ZHI, D.; WILLIAMS, B. W. Predictive current control of doubly fed induction generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 10, p. 4143–4153, October 2009.

XU, X.; DONCKER, R. D.; NOVOTNY, D. W. A stator flux oriented induction machine drive. In: Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE. [S.l.: s.n.], 1988. p. 870–876 vol.2.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control and Applications. 1. ed. New Jersey: Wiley - IEEE Press, 2010. 451 p. p.

ZHI-NONG, W. et al. The intelligent control of dfig-based wind generation. In: IEEE. **2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply**. [S.l.], 2009. p. 1–5. ISSN 2156-9681.

Apêndices



Sistemas de coordenadas

A.1 Transformação para o Referencial Estacionário

As tensões trifásicas podem ser representadas em sua forma vetorial e após transformação de *Clark*, obtém-se as variáveis no plano estacionário: (BARROS, 2012; NAVAS, 2016; MURARI, 2015; ABAD et al., 2011; FILHO, 2010)

As tensões trifásicas v_a , v_b e v_c podem ser representadas no plano $\alpha\beta$ por um vetor espacial \vec{V} .

Observa-se o cálculo utilizado para obtenção das tensões $v_{\alpha} e v_{\beta}$ na equação (108), (109), (110):

$$\vec{V} = v_a + v_b + v_c = v_\alpha + jv_\beta \tag{108}$$

$$T_{abc\to\alpha\beta} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$
(109)

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{a(t)} \\ v_{b(t)} \\ v_{c(t)} \end{bmatrix}$$
(110)

A.2 Transformação para o Referencial Síncrono

Para representar o vetor \vec{V} no plano girante, com velocidade arbitrária ω_s recorre-se à transformação de *Park*, aplicada nas variáveis do plano estacionário, para a obtenção das variáveis contínuas no tempo, conforme demonstram as equações (111) e (112).

$$T_{\alpha\beta\to dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & \sin(\omega_s t) \\ -\sin(\omega_s t) & \cos(\omega_s t) \end{bmatrix}$$
(111)

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & \sin(\omega_s t) \\ -\sin(\omega_s t) & \cos(\omega_s t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$
(112)

Também há possibilidade de realizar diretamente a transformação $abc \rightarrow dq$, recorrendo à equação (113):

$$T_{abc \to dq} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega_s t) & \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(113)

A.3 Transformação do Referencial Síncrono para o Estacionário

Para realizar esta transformação recorre-se à Transformada Inversa de Park, conforme mostra a equação (114) (KAZMIERKOWSKI; KRISHNAN; BLAABJERG, 2002):

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) & -\sin(\omega_s t) \\ \sin(\omega_s t) & \cos(\omega_s t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$
(114)

Porém, outra forma para realizar a transformação do referencial síncrono para o estacionário é a partir da posição do fluxo do estator δ_s , conforme demonstra a equação (115) (FILHO, 2007):

$$\vec{v}_{s\alpha\beta} = \vec{v}_{sdq}.e^{j\delta_s} = [v_{sd}.cos(\delta_s) - v_{sq}.sen(\delta_s)] + j[v_{sd}.sen(\delta_s) + v_{sq}.cos(\delta_s)]$$
(115)

Nota-se que para este caso, a transformação $dq\to\alpha\beta$ depende dos valores do seno e cosseno do ângulo $\delta_s.$