UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA

Estratégias para identificação de faltas
externas e controle do gerador de indução
duplamente alimentado

MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA

**Estratégias para identificação de faltas externas e
controle do gerador de indução duplamente
alimentado**

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia de
São Carlos, da Universidade de São Paulo, para
obtenção do Título de Mestre em Ciências, Programa
de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. José Roberto Boffino de
Almeida Monteiro.

São Carlos

2012

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

S232e Santana, Marcelo Patrício de
Estratégias para identificação de faltas externas e
controle do gerador de indução duplamente alimentado. /
Marcelo Patrício de Santana ; orientador José Roberto
Boffino de Almeida Monteiro. -- São Carlos, 2012.

Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
Dinâmicos)-- Escola de Engenharia de São Carlos da
Universidade de São Paulo, 2012.

1. Controle em condições de falta. 2. Gerador de
indução duplamente alimentado. 3. Identificação de
faltas. 4. Redes neurais artificiais. 5. Sistemas
inteligentes. 6. Transformada rápida de Fourier. I.
Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA**.

Título da dissertação: "Estratégias para identificação de faltas externas e controle do gerador de indução duplamente alimentado".

Data da defesa: 31/07/2012

Comissão Julgadora:

Resultado:

Prof. Dr. **José Roberto Boffino de Almeida Monteiro (Orientador)** A PROVA DO
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

Prof. Dr. **Azauri Albano de Oliveira Junior**
(Escola de Engenharia de São Carlos/EESC)

aprovado

Prof. Dr. **Paulo José Amaral Serni** APROVADO
(Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho"/UNESP-Sorocaba)

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Denis Vinicius Coury**

*Se, a princípio, a ideia não é absurda, então não há esperança para
ela.*

Albert Einstein

*Aos meus Pais, Ivaldo e Mari-
zete, e minha irmã Camila*

Agradecimentos

Ao Prof. José Roberto pela sua orientação, amizade e ensinamentos durante esses dois anos de trabalho.

Aos meu pais, Ivaldo e Marizete, e a minha irmã Camila pelo apoio durante a elaboração deste trabalho e em tudo que precisei em minha vida.

Ao Prof. Manoel Aguiar pela sua grande ajuda com o *software* Matlab e dicas durante a qualificação.

À Profa. Luciana Leite da UFMS pelo incentivo em realizar a pós-graduação.

Aos professores Azauri Oliveira Jr. e Rodrigo Ramos pelos comentários e dicas durante as prévias do trabalho e suas contribuições na qualificação.

Aos meus colegas de Laboratório Eduardo, Geyverson, Moussa, Suetake, Tatiane, Thales e Willian.

À todos os colegas de pós graduação em especial a Alex, Alexandre Festa, Alexandre Tuti, Angélica, Camila, Eduardo, Fabão, Fabbio, Henrique, Kareem, Leandro, Luciana, Raíssa, Rafael, Remy e Thais.

À Coordenadoria de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pela concessão de bolsa de estudos de mestrado.

À todos vocês muito obrigado, sem vocês não seria possível terminar esse trabalho.

Resumo

MARCELO, P. S., *Estratégias para identificação de faltas externas e controle do gerador de indução duplamente alimentado*. São Carlos, 2012, Dissertação (Mestrado) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo. O presente trabalho desenvolve uma topologia de controle para o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) em condições normais e em condições de falta monofásica. O sistema de controle é dividido em três partes principais: sistema de identificação de faltas, controle em condições normais e controle em condições de falta monofásica. A primeira parte, o sistema de identificação (SI) de faltas, é responsável pela seleção da topologia de controle da máquina. O SI é composto por uma combinação entre redes neurais artificiais (RNA) e a *Fast Fourier Transform* (FFT). As RNA são responsáveis pela identificação do estado atual da rede, se possui falta ou não. Os dados de entrada das RNA são as correntes de linha do estator que passam por um pré-processamento por meio da FFT. Alguns conteúdos harmônicos de saída da FFT irrelevantes no processo de identificação são eliminados por um método similar ao *Principal Components Analysis* (PCA). A segunda parte do trabalho é o controle em condições normais, sendo ativado quando o SI aponta a ausência de faltas. A topologia de controle vetorial é utilizada nesta condição para manter a tensão e frequência constante com a velocidade mecânica do eixo variável. A última parte do trabalho é o controle em condições adversas, que é ativado quando o SI detecta uma falta monofásica. A topologia de controle nesta condição utiliza as transformações ortogonais para reduzir o fluxo concatenado no enrolamento do estator com falta. A utilização deste novo controle reduz a corrente do estator quando comparado com o controle vetorial em condições de falta, sendo que a tensão do estator nas fases sem falta é mantida dentro de uma faixa de operação. O trabalho possui resultados de simulação das três principais partes do sistema de controle. Primeiramente, resultados do controle vetorial de tensão e frequência do GIDA sob condições de velocidade do eixo variável e cortes de carga são apresentados. Logo após, apresenta-se os resultados do SI na identificação de faltas monofásicas na fase B e o seu comportamento sob condições adversas como desequilíbrio de carga e cortes de cargas. Finalmente, alguns resultados do controle em condições de falta sobre uma falta fase-neutro na fase B são apresentados.

Palavras-chave: Controle em condições de falta, Gerador de indução duplamente alimentado, Identificação de faltas, Redes neurais artificiais, Sistemas inteligentes, Transformada rápida de Fourier.

Abstract

MARCELO, P. S., Strategies for fault identification and control of the doubly fed induction generator São Carlos, 2012, Dissertation (Master study) - Engineering school of São Carlos, University of São Paulo. This paper presents a control topology for doubly fed induction generator (DFIG) in normal and single fault conditions. The control system is divided into three main parts: fault identification system, control in normal condition and control in single fault conditions. In the first part, the system of identification (SI) is responsible for selecting the topology of the control. The SI is composed by a combination of artificial neural networks (ANN) and Fast Fourier Transform (FFT). The ANN is responsible for identifying the current state of the grid, if has fault or not. The inputs of the ANN are stator currents line through of a pre-processing by means of FFT. Some harmonic contents are irrelevant in the identification process and they are eliminated by a method similar to Principal Components Analysis (PCA). The second part of the paper is the control under normal conditions, activated when the SI indicates the absence of faults. The topology of vector control in this condition is used to maintain the voltage and frequency constant, where the speed of the mechanical axis variable. The last part of the work is the control in adverse conditions, which is activated when the SI detects a single-phase fault. The control topology in this condition uses the orthogonal transformations to reduce the mutual flux in the stator winding with fault. The use of this new control reduces the stator current as compared to vector control in fault conditions, and the stator voltage in the stages without fault is maintained within an operating range. The paper has simulation results of three main parts of the control system. First, the results of the vector control voltage and frequency of DFIG under conditions of variable shaft speed and load sections are provided. Soon after, the results of the SI in identifying faults in the phase B under conditions such as load imbalance and cutting loads are shown. Finally, some results of control in fault condition in the phase B are shown.

Keywords: Doubly-fed induction machine, Fault identification, Control under fault conditions, Neural artificial networks, Intelligent system, Fast Fourier Transform.

Lista de Ilustrações

2.1	GIDA com escovas	30
2.2	GIDA sem escovas e em cascata	32
2.3	GIDA sem escovas	32
2.4	Circuito equivalente do GIDA	33
2.5	Transformação abc para $\alpha\beta$	38
2.6	Transformação dq	38
2.7	Circuito equivalente no referencial genérico	41
3.1	Fluxo do estator no referencial no campo do estator	44
3.2	Alinhamento do fluxo do estator	45
3.3	Controle direto	46
3.4	Controle indireto	49
3.5	Diagrama da simulação	51
3.6	Simulação do sistema com velocidade variável	52
3.7	Simulação do sistema com corte de carga	53
4.1	Diagrama do SIF	56
4.2	Conteúdo harmônico	61
4.3	Diagrama da simulação	62
4.4	Análise da corrente na fase B	63
4.5	Análise da corrente na fase B	64
4.6	Análise da corrente na fase B	65
5.1	Eixo com fluxo mínimo	68
5.2	Transformação de eixos	68
5.3	Sistema de controle em faltas	70
5.4	Sistema em análise	70
5.5	Corrente na fase C	71
5.6	Corrente na fase B	72
5.7	Tensão na fase A	73

5.8	Tensão na fase C	74
A.1	Neurônio humano	78
A.2	Neurônio artificial	79
A.3	<i>Perceptron</i> multicamadas	80

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros de simulação do GIDA	51
4.1	Códigos de saída.	60
4.2	Códigos de saída.	60

Lista de Abreviaturas

ALA	Anisotrópico axialmente laminado – <i>Axially laminated anisotropic</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CC	Corrente contínua
DFT	Transformada discreta de Fourier – <i>Discrete Fourier Transform</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier – <i>Fast Fourier Transform</i>
GIDA	Gerador de indução duplamente alimentado
GIDASE	Gerador de indução duplamente alimentado sem escovas
GIDASEC	Gerador de indução duplamente alimentado sem escovas e em cascata
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MI	Máquina de indução
PC	Computador pessoal
PCA	Análise dos componentes principais – <i>Principal Components Analysis</i>
PWM	Modulação por largura de pulso <i>Pulse-Width Modulation</i>
RPM	Rede perceptron multicamadas
SIF	Sistema de identificação de faltas

Lista de Símbolos

α, β	(subscrito) Eixos α e β da Transformada $\alpha\beta$
A, B, C	(subscrito) Fases A,B,C do estator
a, b, c	(subscrito) Fases a,b,c do rotor
E, R	(subscrito) Estator/Rotor
esc	(subscrito) Variável relacionada ao escorregamento
fe	(subscrito) Variável relacionada ao fluxo do estator
qE, dE	(subscrito) Valores do estator nos eixos d e q
qR, dR	(subscrito) Valores do rotor nos eixos d e q
$\Gamma_{\mathbf{mXN}}$	Matriz que possui a quantidade total de amostras e suas respectivas frequências
θ	Deslocamento angular do rotor
θ_{fe}	Ângulo do vetor do fluxo do estator
θ_{esc}	Deslocamento angular do escorregamento
σ_N	Vetor que possui a variância de cada saída em sua respectiva frequência
ϕ	Ângulo do eixo genérico
ϕ_{mXN}	Matriz que possui o desvio de cada saída em relação a média, de sua respectiva frequência
Ψ_A	Fluxo estatístico na fase A
$\Psi_{\mathbf{ABC}}$	Vetor com os valores do fluxo do rotor
$\Psi_{\mathbf{abc}}$	Vetor com os valores do fluxo do estator
$\vec{\Psi}_E$	Vetor resultante do fluxo do estator
ψ_N	Vetor com a média das saídas em cada frequência
$\Psi_{qE, dE}$	Fluxo do estator nos eixos genéricos q e d
$\Psi_{qR, dR}$	Fluxo do rotor nos eixos genéricos q e d
ω	Velocidade angular do rotor

ω_{esc}	Velocidade angular do escorregamento
ω_{fe}	Velocidade de rotação do vetor do fluxo do estator
ω_s	Velocidade do campo do estator
$E_{d,q}$	Valores dos eixos d e q do eixo genérico;
$E_{\alpha,\beta}$	Valores dos eixos α e β do enrolamento do estator
$\mathbf{F}_{\alpha\beta}$	Variável do sistema bifásico
$\mathbf{F}_{ABC}$	Variável do sistema trifásico
$\mathbf{F}_{dqE}$	Variáveis do estator transformada ao eixo genérico
$\mathbf{F}_{dqR}$	Variáveis do rotor transformada ao eixo genérico
g	Função de ativação
$i_{a,b,c}$	Correntes nas fases a, b e c do rotor
$\mathbf{i}_{abc}$	Vetor com os valores das correntes nas fases abc do rotor
$i_{A,B,C}$	Correntes nas fases A, B e C do estator
$\mathbf{i}_{ABC}$	Vetor com os valores das correntes nas fases ABC do estator
$\vec{i}_{mE}$	Vetor da corrente de magnetização do estator
$i_{qE,dE}$	Corrente do estator nos eixos genéricos q e d
$i_{qR,dR}$	Corrente do rotor nos eixos genéricos q e d
J	Quantidade total de amostras
$\mathbf{K}_{dqE}$	Matriz de transformação do enrolamento do estator ao eixo genérico
$\mathbf{K}_{dqR}$	Matriz de transformação do enrolamento do rotor ao eixo genérico
$\mathbf{K}_T$	Matriz de transformação
$\mathbf{L}_{EE}$	Matriz de indutância do estator
$L_{E,R}$	Indutância por fase do estator e rotor
$\mathbf{L}_{ER}$	Matriz de indutância mútua entre estator e rotor
L_M	Valor 1,5 vezes maior que a máxima indutância mútua atingida por um enrolamento do estator e um do rotor.
$\mathbf{L}_{RR}$	Matriz de indutância do rotor
M	Quantidade total de frequências de saída da FFT
M_{aA}	Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase a do rotor
M_{bA}	Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase b do rotor
M_{cA}	Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase c do rotor
M_E	Indutância mútua entre dois enrolamentos do estator
M_{ER}	Indutância máxima entre um enrolamento do estator e um do rotor
N	Varia de 1 até M
P	Número de polos da máquina

PI	Proporcional-Integral –“ <i>Proportional integrator</i> ”
$R_{\alpha,\beta}$	Valores dos eixos α e β do enrolamento do rotor
$R_{E,R}$	Resistência por fase do estator e rotor
$\mathbf{R_E}$	Vetor de resistência do estator
$\mathbf{R_R}$	Vetor de resistência do rotor
Saída	Saída do neurônio após a função de ativação
T_{el}	Torque eletromagnético
u	Saída do neurônio
$ V $	Valor absoluto da magnitude de tensão
$v_{a,b,c}$	Tensões nas fases a, b e c do rotor
$v_{A,B,C}$	Tensões nas fases A, B e C do estator
$\mathbf{V_{abc}}$	Vetor com os valores de tensão nas fases abc do rotor
$\mathbf{V_{ABC}}$	Vetor com os valores de tensão nas fases ABC do estator
$v_{qE,dE}$	Tensão do estator nos eixos genéricos q e d
$v_{qR,dR}$	Tensão do rotor nos eixos genéricos q e d
$w(i)$	Pesos do neurônio
$x(i)$	Entradas do neurônio
$\bar{X}_k$	Amostras x_m no domínio da frequência.
x_m	Sequencia das amostras de um sinal $x(t)$;

Sumário

1	Introdução	25
1.1	Contextualização	25
1.2	Contribuições do Trabalho	27
1.3	Organização do Trabalho	27
1.4	Publicações	28
2	Modelo do Gerador de indução duplamente alimentado	29
2.1	Gerador com dupla alimentação	30
2.2	Modelagem do GIDA	33
2.3	Transformação linear ortogonal	37
2.4	Modelo do GIDA	40
3	Controle da tensão e frequência	43
3.1	Controle vetorial de tensão e frequência	44
3.2	Simulação e Resultados	50
4	Identificação de faltas no GIDA	55
4.1	Sistema de identificação de faltas	55
4.2	Simulação	59
4.3	Resultados	60
5	Controle em condições de falta	67
5.1	Modelagem do controle durante uma falta	67
5.2	Simulação	70
5.3	Resultados	70
6	Conclusão	75
A	Redes neurais artificiais	77
A.1	Neurônio humano	78

A.2 Neurônio artificial 79

A.3 *Perceptron* multicamadas 80

Referências 83

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

O banco de informações da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) (1) mostra que a matriz de energia elétrica brasileira é atualmente concentrada em duas fontes: usinas termelétricas e hidrelétricas. Elas são responsáveis por aproximadamente 94% da energia produzida no Brasil atualmente. Entretanto, o país precisa diversificar a matriz para dar maior confiabilidade e suporte ao desenvolvimento do Brasil, para atender a demanda de energia (2).

O Brasil é o quinto país do mundo em emissões de gases, mas isso não se deve a produção de energia elétrica. A energia hidráulica e o crescimento do setor sucroalcooleiro, na forma de álcool e cogeração, colocam o consumo de energia do Brasil como um dos mais limpos do mundo (3).

No início do ano 2000, surgiram dois fatores que trouxeram uma grande oportunidade de aumentar a geração de energia a partir de fontes alternativas de energia: o programa de incentivo às fontes alternativas de energia e o mercado de créditos de carbono com o protocolo de Kyoto (2; 4).

Uma das fontes de energia renovável que vem despertando interesse na geração de energia é a Biomassa. O bagaço e a palha provindos da cana-de-açúcar de usinas do setor sucroalcooleiro é uma das biomassas com grande disponibilidade no Brasil (5). A geração de energia provindos desse tipo de biomassa é obtida por meio de sua combustão que gera energia térmica e eletromecânica. O processo de conversão de mais de uma forma de energia de uma mesma fonte primária é conhecido como co-geração de energia (6).

Uma outra fonte renovável importante é a eólica. O potencial eólico Brasileiro é considerável, na ordem de 60.000 MW, principalmente na região litoral do nordeste, com destaque aos estados do Ceará e Rio Grande do Norte (7; 8). A energia eólica, contida nas massas de ar em movimento, é convertida em energia mecânica com a utilização de um aerogerador. O último tem seu eixo acoplado a um gerador elétrico, responsável pela conversão de energia mecânica em elétrica (7).

Em sistemas de cogeração de usinas de açúcar e álcool, o gerador elétrico utilizado é o síncrono (9). Para a sua operação é necessário que a velocidade de rotação seja constante, já que a frequência de saída é controlada pela rotação da máquina primária. Entretanto, a constante mecânica é alta quando comparada com a frequência da rede. Isso pode ser um problema durante transientes e distúrbios, onde a frequência pode ser facilmente dessincronizada.

Já nos sistemas de geração eólica, o gerador que vem sendo mais utilizado no mercado nos últimos anos é o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) (10). Com ele é possível geração com tensão e frequência constantes independente da velocidade de rotação do eixo da máquina, mais conhecido como geração em velocidade variável.

No GIDA é possível fazer controle do ângulo e magnitude do enrolamento de campo (11). Esse é um dos motivos da possibilidade de controle do GIDA em condições adversas, como casos de afundamentos severos da rede e faltas. Em países da Europa e nos Estados Unidos, já existem regras para evitar a desconexão do gerador do sistema, obrigando o GIDA continuar a operação em casos de condições adversas. Além de não ser desconectado o gerador deve controlar a potência reativa para dar suporte à tensão no ponto de conexão comum (12; 13).

No entanto, durante as faltas o gerador possui os seguintes problemas:

- aumento da corrente do rotor, que é muito prejudicial ao conversor de potência AC/DC/AC, fazendo em alguns casos a desconexão do sistema para proteger o conversor;
- perda do controle de potência ativa e reativa do gerador, que pode causar oscilações no sistema;
- desequilíbrio das tensões e correntes do estator;
- aumento das ondulações no torque; e
- aumento das perdas e excessivo aquecimento.

Existem diversos trabalhos realizados na área para a identificação de faltas (14; 15; 16; 17). O primeiro passo na identificação é fazer um diagnóstico da falta, que consiste em determinar o tipo, tamanho e localização da falta. A lógica pode ser feita com sistemas inteligentes, como redes neurais ou lógica *Fuzzy*, além de métodos “tradicionais”.

Existem dois tipos de diagnósticos. O primeiro é a detecção de falta, que indica que ela ocorreu, mas não o seu tipo e localização. O segundo é a identificação da falta, que mostra que ela aconteceu, o tipo, a localização e possivelmente o nível de gravidade da falta (18).

Detecção e identificação de faltas ajudam a operação do sistema elétrico. Elas aumentam a confiabilidade, disponibilidade, tempo de operação do gerador e redução dos custos operacionais e manutenção.

No presente trabalho, as redes neurais artificiais foram escolhidas nesse problema de identificação de faltas pelos seguintes motivos (19):

- excelente desempenho em classificações de padrões, já que o problema do trabalho é a identificação do tipo de falta;
- precisão na determinação de padrões não lineares; e
- rápida velocidade de operação das redes neurais artificiais (RNA), com o único cálculo uma multiplicação de matriz. Exigência do problema do trabalho onde a velocidade de determinação do tipo de falta tem que ser rápida.

Conforme dito anteriormente, existem países que obrigam a conexão do GIDA em condições adversas. O problema de realizar o controle deste gerador é que toda a modelagem matemática vetorial considera uma aproximação linear do gerador, que considera as cargas equilibradas para utilização das transformações $\alpha\beta$ e dq. Em faltas ocorre um desequilíbrio entre as cargas e o modelo matemático do gerador se torna não linear e de difícil previsão do comportamento. Por esse motivo, para manter a máquina operando, é necessário um sistema de identificação de faltas e um controle especial nesta situação, que considera a não linearidade do novo sistema.

1.2 Contribuições do Trabalho

Primeiramente, o trabalho apresenta a modelagem e o controle vetorial do GIDA em velocidade variável. A seguir, o trabalho apresenta um sistema de identificação de faltas monofásicas do GIDA. Por último, o trabalho propõe um controle vetorial do GIDA em condições de falta tendo como base a redução do fluxo concatenado na fase em falta.

O controle em falta também contribui na diminuição das correntes de rotor e estator sendo importantes na proteção do gerador e do conversor da máquina. Além de manter a tensão de saída dentro de uma faixa de operação.

1.3 Organização do Trabalho

Primeiramente, no Capítulo 2 é realizado um estudo das configurações, aplicações e tipos do GIDA. Apresentam-se as transformações ortogonais $\alpha\beta$ e dq para determinar as equações do modelo vetorial do GIDA.

O Capítulo 3 tem as duas principais formas de controle vetorial de tensão e frequência do GIDA. O controle direto foi simulado no Matlab sendo apresentado alguns resultados.

O Capítulo 4 possui a identificação de falta monofásica no GIDA. O sistema de identificação utiliza RNA, com pré-processamento realizado com *Fast Fourier Transform* (FFT) e um método similar ao *Principal Components Analysis* (PCA).

O Capítulo 5 apresenta uma proposta de controle para condições de faltas monofásicas do GIDA com controle vetorial utilizando redução do fluxo concatenado no enrolamento do estator com falta.

O apêndice A contém um material extra ao estudo das Redes neurais e suas aplicações.

1.4 Publicações

A relação abaixo possui os artigos publicados ou aceitos para publicação em função do desenvolvimento desta dissertação.

- SANTANA, M. P. ; MONTEIRO, J. R. B. A. ; PAULA, G. T. ; ALMEIDA, T. E. P. ; FARACCO, J. C. Estratégias para identificação de faltas externas e operação do gerador de indução duplamente alimentado. **Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2012**, 2012.
- SANTANA, M. P. ; MONTEIRO, J. R. B. A. ; PAULA, G. T. ; ALMEIDA, T. E. P. ; FARACCO, J. C. Fault identification in doubly fed induction generator using FFT and neural networks. **International Conference on Intelligent Data Engineering and Automated Learning - IDEAL 2012**, 2012.
- SANTANA, M. P. ; MONTEIRO, J. R. B. A. Redes neurais artificiais para detecção de faltas do Gerador de indução duplamente alimentado. **Congresso Brasileiro de Inteligência Computacional - CBIC 2011**, 2011.

Capítulo 2

Modelo do Gerador de indução duplamente alimentado

A máquina de indução (MI) com gaiola de esquilo foi inventada por Galileo Ferrari (1885) e Nikola Tesla (1886), quase simultaneamente e em duas pesquisas independentes. Logo após, Dolivo-Dobrovolsky (1889) inventou uma nova configuração de MI que substitui a gaiola de esquilo por uma alimentação no rotor por meio de escovas (20). Essas invenções contribuíram para que no final do século XIX ocorresse uma mudança do sistema de geração em corrente contínua (CC) para corrente alternada (21).

Dentre as duas MI, a que teve maior aplicação industrial no início do século XX foi a com gaiola de esquilo. Isso por ela ser mais resistente, simples de construir, não possuir escovas e ter o menor custo, quando comparada com a máquina de alimentação no rotor e a máquina de CC (21). Apesar dessas vantagens, até a década de 80 do século XX a máquina mais utilizada era a máquina CC, pela sua viabilidade em aplicações com velocidade variável.

O avanço dos dispositivos semicondutores de eletrônica de potência, impulsionado pela invenção do inversor *Pulse-Width Modulation* (PWM) com *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) por volta de 1985, e as técnicas de controle vetorial possibilitaram uma maior utilização industrial de ambas as máquinas de indução (21; 20).

Hoje em dia, a MI com alimentação no rotor, também conhecida como duplamente alimentada, no modo gerador, tem sua maior aplicação industrial em sistemas com velocidade variável. As principais aplicações industriais são: sistemas eólicos, usinas termelétricas, pequenas centrais hidrelétricas e bombas de armazenamento (22). O sistema com velocidade variável possibilita maior flexibilidade na conversão de energia, por que fornece tensão e frequência constante com velocidade variável (11).

Este capítulo apresenta a modelagem vetorial do GIDA e as transformações ortogonais $\alpha\beta$ e dq . Primeiramente é apresentado o GIDA e suas configurações utilizadas. A seguir introduz-se as transformações ortogonais e chega-se ao modelo vetorial do GIDA.

Figura 2.1: GIDA com escovas

2.1 Gerador com dupla alimentação

O gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) é formado por três enrolamentos no rotor e três no estator. A alimentação da máquina é feita por ambos os terminais, rotor e estator, sendo esse o motivo do seu nome ser duplamente alimentado (11).

Existem 3 configurações do GIDA que podem ser conectadas à rede, sendo descritas nas Secções 2.1.1, 2.1.2 e 2.1.3.

2.1.1 GIDA com escovas

A configuração do GIDA com escovas é apresentada na Figura 2.1. Os 3 enrolamentos do estator são conectados diretamente à rede, sendo chamados de enrolamentos de potência (20).

Os enrolamentos do rotor, também denominados de enrolamentos de controle, são conectados a um conversor bidirecional por meio de anéis. Este conversor é responsável pelo controle de tensão, frequência e potência do gerador.

Existem 3 considerações para a utilização do GIDA em velocidade variável: Primeiro, o conversor é dimensionado com somente uma fração da potência nominal do GIDA. Uma variação da velocidade de rotação do rotor de 20-40% implica em um conversor com dimensionamento de aproximadamente 20-40% da potência nominal da máquina. Isso é uma vantagem quando comparado com geradores de alta potência onde os conversores são dimensionados com a potência nominal da máquina. Segundo, o conversor permite o controle de potência ativa e reativa da máquina separadamente. Terceiro, o controle das

tensões e correntes no rotor permitem a máquina se manter síncrona com a rede mesmo com a velocidade do rotor variável (20; 11).

O ponto negativo do GIDA é a utilização de escovas, que tem como consequência manutenção e redução do tempo de vida da máquina. Isso a torna inviável em aerogeradores instalados no meio do mar, onde a manutenção tem custo alto, e em ambientes explosivos, por causa das faíscas provocadas pelas escovas (23).

2.1.2 GIDA sem escovas e em cascata

A configuração do gerador de indução duplamente alimentado sem escovas e em cascata (GIDASEC) é apresentada na Figura 2.2. Dois GIDA possuem seus eixos acoplados mecanicamente e os enrolamentos dos rotores conectados eletricamente. Um gerador é chamado de máquina principal e os seus enrolamentos do estator são conectados diretamente a rede. Os enrolamentos do rotor desta máquina são conectados aos enrolamentos do rotor de outro gerador, chamada de máquina auxiliar. Os enrolamentos do estator da máquina auxiliar são conectados a um conversor que realiza o controle de geração. Como os eixos dos geradores giram a mesma velocidade e as máquinas são conectadas mecanicamente e eletricamente, não é necessária a utilização de escovas (24).

O princípio de funcionamento do GIDASEC é similar ao do GIDA, possuindo assim conversor dimensionado com uma fração da potência nominal do gerador além de suas formas de controle de potência, tensão e frequência. Entretanto tem a vantagem em relação ao GIDA de não possuir escovas no rotor. Sua desvantagem em relação ao GIDA é que o acoplamento de duas máquinas torna o sistema mais caro e mais longo longitudinalmente (25).

2.1.3 GIDA sem escovas

O gerador de indução duplamente alimentado sem escovas (GIDASE) tem sua configuração apresentada na Figura 2.3. O estator possui duas ligações trifásicas com diferentes números de polos. A sua construção é realizada de forma que os campos produzidos pelas duas ligações trifásicas sejam desacoplados eletromagneticamente. Uma alimentação é chamada de enrolamentos de potência e é conectada diretamente à rede. A outra é chamada de enrolamentos de controle e é conectada a um conversor bidirecional, que realiza o controle de geração da máquina (26).

O GIDASE não possui alimentação no rotor, no entanto existem correntes induzidas no rotor que possui um formato diferente da gaiola de esquilo da MI. Os principais tipos do rotor são *nested-loop*, relutância e o *axially laminated anisotropic* (ALA) (26; 27).

As considerações importantes do GIDASE são similares as do GIDASEC, com conversor dimensionado como uma fração da potência nominal da máquina e ausência de

Figura 2.2: GIDA sem escovas e em cascata

Figura 2.3: GIDA sem escovas

Figura 2.4: Circuito equivalente do GIDA

escovas. As desvantagens em relação ao GIDA são as complexidades de construção do rotor e do estator, tendo como consequência maior tamanho da máquina e custo (26; 28).

2.2 Modelagem do GIDA

A modelagem da máquina tem o propósito de conseguir equações dinâmicas simples para que seja possível realizar o controle da máquina. O GIDA em sua modelagem é considerado uma máquina simétrica constituída de 3 bobinas defasadas de 120° em cada um dos enrolamentos trifásicos, rotor e estator. Com isso define-se 3 resistências e 3 indutâncias em cada enrolamento trifásico (29). Um desenho ilustrativo é apresentado na Figura 2.4

Onde:

$R_{E,R}$: Resistência por fase do estator e rotor;

$L_{E,R}$: Indutância por fase do estator e rotor;

$v_{A,B,C}$: Tensões nas fases A, B e C do estator;

$v_{a,b,c}$: Tensões nas fases a, b e c do rotor;

$i_{A,B,C}$: Correntes nas fases A, B e C do estator; e

$i_{a,b,c}$: Correntes nas fases a, b e c do rotor.

Para utilização do modelo apresentado na Figura 2.4, e assim determinar as equações da máquina, é necessário as seguintes suposições (29; 30):

- os três enrolamentos estatóricos e rotóricos são iguais entre si;
- os ângulos elétricos entre os enrolamentos são iguais entre si, tanto no estator quanto no rotor;
- o circuito magnético é considerado ideal, ou seja, a saturação não existe;
- a distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
- a máquina será considerada bipolar;
- não serão consideradas as perdas magnéticas; e
- o efeito pelicular nos enrolamentos e as perdas no ferro são desconsideradas.

Das leis da Física, as expressões da tensão no estator na fase A é representada pela expressão 2.1 (31; 32).

$$v_A = R_E i_A + \frac{d}{dt} \Psi_A \quad (2.1)$$

Onde:

Ψ_A : Fluxo estatórico na fase A.

Pelas suposições do modelo do GIDA, conclui-se que os fluxos podem ser superpostos. Isso diz que o fluxo do estator na fase A é a soma do fluxo produzido pela própria bobina A com os fluxos concatenados das fases B e C do estator e das fases a, b e c do rotor. Assim, o fluxo na fase A é descrito na Equação 2.2.

$$\Psi_A = L_E i_A + M_E i_B + M_E i_C + M_{aA} i_a + M_{bA} i_b + M_{cA} i_c \quad (2.2)$$

Onde:

M_E : Indutância mútua entre dois enrolamentos do estator;

M_{aA} : Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase a do rotor;

M_{bA} : Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase b do rotor; e

M_{cA} : Indutância mútua entre a fase A do estator e a fase c do rotor.

As mesmas considerações para o cálculo do fluxo da fase A do estator vale para as outras fases do rotor e estator. Com isso, uma forma matricial de escrever as indutâncias próprias e mútuas são apresentadas nas Equações 2.3-2.5.

$$\mathbf{L}_{EE} = \begin{bmatrix} L_E & M_E & M_E \\ M_E & L_E & M_E \\ M_E & M_E & L_E \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{L}_{RR} = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{M}_{ER} = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Onde:

$\mathbf{L}_{EE}$: Matriz de indutância do estator;

$\mathbf{L}_{RR}$: Matriz de indutância do rotor; e

$\mathbf{L}_{ER}$: Matriz de indutância mútua entre estator e rotor.

Como existe movimento do eixo do rotor, existe uma mudança da distância entre os enrolamentos do rotor e do estator. Isso faz com que a indutância mútua entre um enrolamento do estator e um do rotor seja variável em função da posição do deslocamento angular. Uma forma matricial de escrever essa indutância é apresentada na Equação 2.6.

$$\mathbf{M}_{ER} = M_{ER} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Onde:

θ : Deslocamento angular do rotor; e

M_{ER} : Indutância máxima entre um enrolamento do estator e um do rotor.

Pela grande quantidade de variáveis e para facilitar a visualização das equações, as tensões, correntes e fluxos, do estator e rotor, segundo as matrizes apresentadas na Equação 2.7.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{ABC} &= \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} & \mathbf{v}_{abc} &= \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} & \mathbf{\Psi}_{ABC} &= \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \\ \mathbf{\Psi}_{abc} &= \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} & \mathbf{i}_{ABC} &= \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} & i_{abc} &= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Onde:

$\mathbf{V}_{ABC}$: Vetor com os valores de tensão nas fases ABC do estator;

$\mathbf{v}_{abc}$: Vetor com os valores de tensão nas fases abc do rotor;

$\mathbf{\Psi}_{ABC}$: Vetor com os valores do fluxo do rotor;

$\mathbf{\Psi}_{abc}$: Vetor com os valores do fluxo do estator;

$\mathbf{i}_{ABC}$: Vetor com os valores das correntes nas fases ABC do estator; e

$\mathbf{i}_{abc}$: Vetor com os valores das correntes nas fases abc do rotor.

Para determinar as equações matriciais do GIDA, é definida as matrizes de resistência segundo as Equações 2.8 e 2.9.

$$\mathbf{R}_E = \begin{bmatrix} R_E & 0 & 0 \\ 0 & R_E & 0 \\ 0 & 0 & R_E \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Onde:

$\mathbf{R}_E$: Vetor de resistência do estator.

$\mathbf{R}_R$: Vetor de resistência do rotor.

As expressões das tensões no estator e rotor são escritas segundo as Equações 2.10 e 2.11, em forma matricial (31; 32).

$$\mathbf{v}_{ABC} = \mathbf{R}_E \mathbf{i}_{ABC} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{ABC} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_R \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_{abc} \quad (2.11)$$

Com isso, os fluxos de estator e rotor são escritos na forma matricial descrita segundo a Equação 2.12.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}_{ABC} \\ \mathbf{\Psi}_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{EE} & \mathbf{L}_{ER} \\ \mathbf{L}_{ER} & \mathbf{L}_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC} \\ \mathbf{i}_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.3 Transformação linear ortogonal

A partir de 1920 com os trabalhos de Park, Stanley, Kron e Brereton, foi proposta uma transformação para eliminar a dependência das indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e os do rotor, Equação 2.6, em relação ao deslocamento angular. Isso facilita a resolução das equações diferenciais que representam o comportamento da máquina (31).

Uma transformação que elimina a dependência do deslocamento angular é a transformada $\alpha\beta$, que substitui o sistema trifásico por um ortogonal com dois enrolamentos defasados entre si de 90° . O novo sistema, $\alpha\beta$, tem característica idêntica a do anterior, com a mesma velocidade, torque e potência (29; 30).

A Figura 2.5 apresenta a transformação de um enrolamento abc para um $\alpha\beta$.

Define-se a matriz de transformação segundo a equação 2.13.

$$\mathbf{K}_T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Onde:

$\mathbf{K}_T$: Matriz de transformação.

A Equação 2.14 apresenta a transformação de um sistema trifásico para um bifásico com dois enrolamentos.

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_T \mathbf{F}_{ABC} \quad (2.14)$$

Onde:

$\mathbf{F}_{\alpha\beta}$: Variável do sistema bifásico; e

$\mathbf{F}_{ABC}$: Variável do sistema trifásico.

Figura 2.5: Transformação abc para $\alpha\beta$

Figura 2.6: Transformação dq

Aplicando a transformada $\alpha\beta$ aos enrolamentos do rotor e estator, ambos os enrolamentos trifásicos podem ser representados matematicamente por um circuito que possui dois enrolamentos ortogonais bifásicos. Assim como acontece no enrolamento trifásico, o enrolamento do estator é estacionário e o enrolamento do rotor tem a mesma velocidade de rotação do rotor.

Para fazer o controle da máquina, é necessário que ambos os enrolamentos estejam com a mesma velocidade. A Figura 2.6 mostra a transposição dos enrolamentos bifásicos do rotor e estator para um genérico.

Onde:

ω : Velocidade angular do rotor;

ϕ : Ângulo do eixo genérico;

Ω : Velocidade angular do eixo genérico;

$E_{d,q}$: Valores dos eixos d e q do eixo genérico;

$R_{\alpha,\beta}$: Valores dos eixos α e β do enrolamento do rotor; e

$E_{\alpha,\beta}$: Valores dos eixos α e β do enrolamento do estator.

Antes de realizar a transformação dos enrolamentos para o eixo genérico, defini-se as matrizes de transformação dos enrolamentos do estator e rotor apresentadas nas equações 2.15 e 2.16.

$$\mathbf{K}_{\mathbf{dqE}} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & -\cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{K}_{\mathbf{dqR}} = \begin{bmatrix} \cos(\phi - \theta) & \sin(\phi - \theta) \\ \sin(\phi - \theta) & -\cos(\phi - \theta) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Onde:

$\mathbf{K}_{\mathbf{dqE}}$: Matriz de transformação do enrolamento do estator ao eixo genérico; e

$\mathbf{K}_{\mathbf{dqR}}$: Matriz de transformação do enrolamento do rotor ao eixo genérico.

Assim, a transformação ao eixo genérico dos enrolamentos do rotor e estator é apresentada nas Equações 2.17 e 2.18.

$$\mathbf{F}_{\mathbf{dqE}} = \mathbf{K}_{\mathbf{dqE}} \mathbf{F}_{\alpha\beta} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{F}_{\mathbf{dqR}} = \mathbf{K}_{\mathbf{dqR}} \mathbf{F}_{\alpha\beta} \quad (2.18)$$

Onde:

$\mathbf{F}_{\mathbf{dqE}}$: Variáveis do estator transformada ao eixo genérico; e

$\mathbf{F}_{\mathbf{dqR}}$: Variáveis do rotor transformada ao eixo genérico.

2.4 Modelo do GIDA

As transformações apresentadas na Seção 2.3 são aplicadas nas Equações 2.10 e 2.11, para eliminar a dependência da indutância em relação ao ângulo de rotação da máquina. Isso é feito com a transformação dq em um referencial com velocidade Ω , Figura 2.6.

Os referenciais genéricos mais usuais possui as seguintes velocidades (11; 30; 31):

Referencial fixo no estator: $\Omega = 0$;

Referencial fixo no rotor: $\Omega = \omega$; e

Referencial fixo no campo do estator: $\Omega = \omega_s$.

Onde:

ω_s : Velocidade do campo do estator.

Nos próximos tópicos serão apresentadas as equações de tensão, fluxo e torque em um referencial genérico.

2.4.1 Tensão

Conforme apresentado em (11), (29) e (31) as equações de tensão 2.10 e 2.11 do GIDA em um referencial genérico e utilizando a transformação ortogonal, tem-se os resultados apresentados nas Equações 2.19-2.22.

$$v_{qE} = R_E i_{qE} + \Omega \Psi_{dE} + \frac{d\Psi_{qE}}{dt} \quad (2.19)$$

$$v_{dE} = R_E i_{dE} - \Omega \Psi_{qE} + \frac{d\Psi_{dE}}{dt} \quad (2.20)$$

$$v_{qR} = R_R i_{qR} + (\Omega - \omega) \Psi_{dE} + \frac{d\Psi_{qR}}{dt} \quad (2.21)$$

$$v_{dR} = R_R i_{dR} - (\Omega - \omega) \Psi_{qE} + \frac{d\Psi_{dR}}{dt} \quad (2.22)$$

$v_{qE,dE}$: Tensão do estator nos eixos genéricos q e d;

$v_{qR,dR}$: Tensão do rotor nos eixos genéricos q e d;

$i_{qE,dE}$: Corrente do estator nos eixos genéricos q e d;

$i_{qR,dR}$: Corrente do rotor nos eixos genéricos q e d;

$\Psi_{qE,dE}$: Fluxo do estator nos eixos genéricos q e d; e

$\Psi_{qR,dR}$: Fluxo do rotor nos eixos genéricos q e d.

Figura 2.7: Circuito equivalente no referencial genérico

2.4.2 Fluxo

De forma similar as equações do fluxo em um referencial genérico são apresentadas em 2.23-2.25 (11; 29; 31).

$$\Psi_{qE} = L_E i_{qE} + L_M i_{qR} \quad (2.23)$$

$$\Psi_{dE} = L_E i_{dE} + L_M i_{dR} \quad (2.24)$$

$$\Psi_{qR} = L_R i_{qR} + L_M i_{qE} \quad (2.25)$$

$$\Psi_{dR} = L_R i_{dR} + L_M i_{dE} \quad (2.26)$$

Onde:

L_M : Valor 1,5 vezes maior que a máxima indutância mútua atingida por um enrolamento do estator e um do rotor.

Com as Equações 2.19-2.22 e 2.23-2.25, o circuito elétrico equivalente em um referencial genérico é apresentado na Figura 2.7 (31).

2.4.3 Torque

O torque eletromagnético do GIDA em um referencial genérico é descrito segundo a Equação 2.27:

$$T_{el} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_M (i_{qE} i_{dR} - i_{dE} i_{qR}) \quad (2.27)$$

Onde:

T_{el} : Torque eletromagnético; e

P : Número de polos da máquina.

Outras expressões equivalentes do torque eletromagnético no GIDA são as Equações 2.28 e 2.29.

$$T_{el} = \left(\frac{P}{2} \right) (\Psi_{qR} i_{dR} - \Psi_{dR} i_{qR}) \quad (2.28)$$

$$T_{el} = \left(\frac{P}{2} \right) (\Psi_{dE} i_{qE} - \Psi_{qE} i_{dE}) \quad (2.29)$$

Capítulo 3

Controle da tensão e frequência

Geração à velocidade constante é utilizada em geradores síncronos, onde a frequência de saída do estator é controlada pelo controle mecânico da velocidade da máquina. Em alguns casos o tempo de resposta do controle mecânico de rotação do gerador é da ordem de segundos, sendo uma resposta muito lenta quando comparada à frequência de saída, que necessita ser constante para uma faixa de variação da rotação do eixo do rotor. Isso pode vir a ser um problema durante distúrbios da rede, como os curtos-circuitos, onde a frequência pode ser facilmente dessincronizada (11).

Em turbinas de alta potência, como na geração eólica, o controle de tensão e frequência ocorre com velocidade do eixo variável. Algumas de suas vantagens é a possibilidade de redução do efeito *flicker*, quando comparada à geração a velocidade constante, e o controle de potências ativas e reativas (33). O GIDA é utilizado em geração com velocidade variável, devido à possibilidade de controle dos fluxos magnéticos do rotor e estator por meio dos enrolamentos de campo.

A topologia comumente utilizada no GIDA para o controle de geração é o controle através de decomposição dos vetores de campo, ou controle vetorial (34). Isso por que não existe necessidade de medidas ou estimações dos fluxos ou da integração da tensão do estator, para estimativa do fluxo e consequentemente controle da frequência de saída. A não necessidade de medições ou estimativas do fluxo, evita erros causados por ruídos provindos das medições da tensão do estator ou dos harmônicos da tensão (36).

Este capítulo apresenta o controle vetorial do GIDA. Primeiramente é apresentado as duas formas de controle vetorial existentes. A seguir, é simulado um sistema de geração com velocidade variável utilizando o controle vetorial direto. Por último, são apresentados alguns resultados de casos de geração do GIDA com velocidade variável.

Figura 3.1: Fluxo do estator no referencial no campo do estator

3.1 Controle vetorial de tensão e frequência

Considera-se o fluxo do estator apresentado na Figura 3.1. Ele é obtido utilizando a transformada ortogonal apresentada na Seção 2.3, onde a variável do sistema trifásico, Equação 2.14, é o fluxo do estator.

Onde:

$\vec{\Psi}_E$: Vetor resultante do fluxo do estator;

ω_{fe} : Velocidade de rotação do vetor do fluxo do estator; e

θ_{fe} : Ângulo do vetor do fluxo do estator.

No controle vetorial de tensão e frequência é necessário que o vetor do fluxo do estator só possua a componente d, ou seja, a componente q tem que ser nula. Esse processo é conhecido como alinhamento.

A Figura 3.2(a) mostra o momento que o fluxo não está alinhado com o eixo síncrono dq. Já na Figura 3.2(b), $\vec{\Psi}_E$ está alinhado com o eixo d. Observa-se que a partir desse momento a componente q do fluxo é nula, existindo somente a componente d. Quando ocorre o alinhamento, a velocidade de ω_{me} fica igual à ω_s , fazendo que o alinhamento permaneça. O processo de alinhamento é realizado pelo controle vetorial.

No alinhamento, a componente Ψ_{qE} é nula. Com essa condição, por meio da Equação 2.25, obtém-se a relação apresentada na Equação 3.1.

$$i_{qR} = \frac{-L_E}{L_M} i_{qE} \quad (3.1)$$

Com o eixo d orientado na direção do fluxo do estator, a dinâmica do comportamento

Figura 3.2: Alinhamento do fluxo do estator

do GIDA, referencial dq , é descrita pelas Equações de 3.2-3.9 (36):

$$\Psi_{dE} = L_E i_{dE} + L_M i_{dR} \quad (3.2)$$

$$\Psi_{qE} = L_E i_{qE} + L_M i_{qR} = 0 \quad (3.3)$$

$$\Psi_{dR} = L_R i_{dR} + L_M i_{dE} \quad (3.4)$$

$$\Psi_{qR} = L_R i_{qR} + L_M i_{qE} \quad (3.5)$$

$$v_{dE} = R_E i_{dE} + \frac{d\Psi_{dE}}{dt} \quad (3.6)$$

$$v_{qE} = R_E i_{qE} + \omega_s \Psi_{dE} \quad (3.7)$$

$$v_{dR} = R_R i_{dR} + \frac{d\Psi_{dR}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Psi_{qR} \quad (3.8)$$

$$v_{qR} = R_R i_{qR} + \frac{d\Psi_{qR}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Psi_{dR} \quad (3.9)$$

Existem duas formas de controle vetorial de tensão e frequência. O primeiro é chamado de controle indireto, onde a tensão de saída é controlada indiretamente pelo fluxo do estator. O segundo é o controle direto, realizado diretamente controlando-se a tensão do estator.

Os dois controles serão descritos detalhadamente nas Secções 3.1.1 e 3.1.2.

3.1.1 Controle direto

No controle direto, a tensão de saída do estator é controlada pelo seu próprio valor de tensão (34). A proposta de controle utiliza dois loops para o controle. Um para a

magnitude da tensão e o outro para garantir o alinhamento do fluxo. As correntes do rotor, componente d e q no eixo síncrono, são utilizadas como variáveis independentes (37). O sistema de controle direto é indicado na Figura 3.3.

Figura 3.3: Controle direto

Onde:

PI: *Proporcional e integral*.

Conforme indicado na Figura 3.3, as variáveis de controle são as componentes d e q da corrente do rotor. O equivalente da componente q é a Equação 3.1. Para o cálculo da componente d primeiramente é necessário saber que $\vec{\Psi}_{Eq} = 0$. Portanto, o fluxo só possui componente d, ou seja, $\vec{\Psi}_E = \vec{\Psi}_{Ed}$. No controle direto, para simplificação do modelo, a queda de tensão da resistência do estator é considerada pequena, podendo assim ser desprezada. Assim, a Equação 3.7 é simplificada e o fluxo do estator tem a expressão apresentada na Equação 3.10 (36).

$$\Psi_E = \Psi_{dE} = \frac{v_{qE}}{\omega_s} \quad (3.10)$$

Substituindo a Equação 3.10 na Equação 3.2 chega-se ao resultado indicado na Equação 3.11. A Equação 3.12 é repetida para facilitar a análise.

$$i_{qR} = \frac{-L_E}{L_M} i_{qE} \quad (3.11)$$

$$i_{dR} = \frac{v_{dE}}{\omega_s L_M} - \frac{L_E}{L_M} i_{dE} \quad (3.12)$$

Da Equação 3.11 observa-se que a componente q é responsável por forçar a orientação do eixo escolhido. Já a componente d, Equação 3.12, é utilizada para o controle do fluxo do estator e consequentemente a tensão de saída.

As próximas Secções explicam o controle de tensão e frequência do estator com mais detalhes.

Tensão

Conforme apresenta a Figura 3.3, o controle de tensão do estator é obtido diretamente pela magnitude de tensão que tem sua expressão segundo a Equação 3.13:

$$|V| = \sqrt{v_{qE}^2 + v_{dE}^2} \quad (3.13)$$

Onde:

$|V|$: Valor absoluto da magnitude de tensão.

Substituindo a Equação 3.2 nas Equações 3.6 e 3.7, obtém-se as Equações 3.14 e 3.15:

$$v_{dE} = R_E i_{dE} + L_E \frac{di_{dE}}{dt} + L_M \frac{di_{dR}}{dt} \quad (3.14)$$

$$v_{qE} = R_E i_{qE} + \omega_s L_E i_{dE} + \omega_s L_M i_{dR} \quad (3.15)$$

Das equações 3.14 e 3.15 nota-se que a tensão de saída depende das correntes do estator i_{qE} e i_{dE} e da corrente do rotor i_{dR} . As correntes do estator são consideradas perturbações dependentes da carga. Já a componente q da corrente do rotor é considerada variável independente de controle. A derivada de i_{dR} é considerada controle de perturbação sobre a tensão v_{dE} (37; 34).

Com essas considerações para o controle de tensão, observa-se a Figura 3.3 e verifica-se que após o PI responsável pelo controle de tensão, a variável de saída é a corrente i_{dR} .

Frequência

A velocidade angular do fluxo do estator tem que ser constante para que a frequência da tensão de saída do estator seja constante. Isso é feito colocando-se a frequência do estator na velocidade síncrona e fazendo-se a frequência do rotor igual a do escorregamento, conforme indicado na Figura 3.3 nas Equações 3.16 e 3.17 (34; 36).

$$\omega_r = \omega_{esc} = \omega_s - \omega \quad (3.16)$$

$$\theta_r = \theta_{esc} = \theta_s - \theta \quad (3.17)$$

Onde:

ω_{esc} : Velocidade angular do escorregamento; e

θ_{esc} : Deslocamento angular do escorregamento.

3.1.2 Controle indireto

O primeiro passo do controle vetorial indireto é determinar a corrente de magnetização do estator. Considera-se esta grandeza como sendo a responsável pela produção do fluxo do estator (29). Para chegar ao seu equacionamento, primeiramente considera-se o fluxo do estator segundo a Equação 3.18 (11; 30; 31).

$$\vec{\Psi}_E = L_E \vec{i}_E + L_M \vec{i}_R \quad (3.18)$$

Já o torque eletromagnético do GIDA é escrito segundo a Equação 3.19.

$$T_{el} = \frac{3}{2} P \frac{L_M}{L_E} Im \left\{ \vec{i}_R \vec{\Psi}_E^* \right\} \quad (3.19)$$

Substituindo a Equação 3.18 na Equação 3.19, chega-se ao resultado apresentado na Equação 3.20.

$$T_{el} = P \frac{L_M}{L_E} Im \left\{ \vec{i}_R (L_E \vec{i}_E + L_M \vec{i}_R)^* \right\} \quad (3.20)$$

Isolando-se o variável L_H , uma nova equação é escrita segundo a Equação 3.21.

$$T_{el} = P \frac{L_M^2}{L_E} Im \left\{ \vec{i}_R \left(\frac{L_E}{L_M} \vec{i}_E + \vec{i}_R \right)^* \right\} \quad (3.21)$$

Comparando a Equação 3.19 com a Equação 3.21, o fluxo do estator pode ser escrito segundo a Equação 3.22.

$$\vec{\Psi}_E = \frac{L_E}{L_M} \vec{i}_E + \vec{i}_R \quad (3.22)$$

Com isso, é definido o vetor de corrente de magnetização do fluxo do estator segundo a Equação 3.23.

$$\vec{i}_{mE} = \frac{L_E}{L_M} \vec{i}_E + \vec{i}_R = i_{mE} e^{\theta_{fe}} \quad (3.23)$$

Onde,

$\vec{i}_{mE}$: Vetor da corrente de magnetização do estator.

Figura 3.4: Controle indireto

Por semelhança entre as Equações 3.22 e 3.23, o fluxo do estator é escrito de uma nova forma segundo a Equação 3.24.

$$\vec{\Psi}_E = L_M \vec{i}_{mE} \quad (3.24)$$

Pela Equação 3.24, considera-se a corrente de magnetização do estator como sendo a responsável direta pela produção do fluxo do estator. Sendo assim, o controle do fluxo do estator é realizado controlando a variável i_{mE} . Ela é utilizada para o controle da tensão e frequência do estator do GIDA ou no controle do torque de uma máquina de indução duplamente alimentada (29; 34).

O controle indireto de tensão e frequência do estator é feito regulando-se o fluxo do estator pela corrente de magnetização do estator, via componente d da corrente do rotor. A componente q é controlada para assegurar o alinhamento do fluxo, assim como ocorreu no controle direto (34).

O sistema de controle indireto é indicado na Figura 3.4

Para determinar a equação da componente d da corrente do rotor, primeiramente

substitui-se a Equação 3.10 na Equação 3.6. Com isso, obtém-se a Equação 3.25:

$$i_{dE} = \frac{v_{dE}}{R_E} - \frac{L_M}{R_E} \frac{di_{mE}}{dt} \quad (3.25)$$

O valor obtido por meio da Equação 3.25 é substituído na Equação 3.2, chegando-se ao resultado apresentado na Equação 3.26.

$$v_{dE} \left(\frac{L_E}{R_E L_M} \right) + i_{dR} = i_{mE} + \frac{L_E}{R_E} \frac{di_{mE}}{dt} \quad (3.26)$$

A Equação 3.26 mostra que desde que a influência de v_{dE} seja pequena, a corrente de magnetização pode ser controlada e, conseqüentemente, o fluxo por meio de i_{dR} (36; 39). Esse controle é apresentado na Figura 3.4.

Para determinar a Equação da corrente i_{qE} , substitui-se o valor da Equação 3.2 na Equação 3.7. O resultado dessa simplificação é apresentado na Equação 3.27.

$$i_{qE} = \frac{v_{qE}}{R_E} - \frac{\omega_s L_M i_{mE}}{R_E} \quad (3.27)$$

O valor da Equação 3.27 é substituído na Equação 3.3, obtendo-se a Equação 3.28.

$$i_{qR} = \frac{\omega_s L_E i_{mE}}{R_E} - \frac{L_E}{L_M R_E} v_{qE} \quad (3.28)$$

Com isso, existem duas formas de forçar a orientação do fluxo do estator, por meio da Equação 3.1 ou pela Equação 3.28. A Equação 3.1 é mais utilizada no controle indireto, já que a Equação 3.28 deriva da subtração de dois valores que estão sujeitos a ruídos e harmônicos (38; 39).

O controle da frequência do controle indireto é realizado da mesma forma que o controle direto. Isso é feito impondo-se a frequência da corrente do rotor igual ao escorregamento da máquina, como indicado nas Equações 3.16 e 3.17.

3.2 Simulação e Resultados

O controle de tensão e frequência do GIDA utilizado no trabalho foi o controle direto, apresentado na Secção 3.1.1. A simulação analisa o controle vetorial em condições de velocidade variável e cortes parciais de carga, para garantir a utilização do controle em geração de energia com velocidade variável.

A simulação do GIDA, conversor e controle vetorial foi feita no *software* Matlab®. Para aumentar a velocidade de construção do projeto utilizou-se algumas bibliotecas do *software*, como conversor e gerador.

Esta Secção, primeiramente, apresenta os parâmetros do GIDA utilizados e como foi realizada a simulação. A seguir, são apresentados os resultados do controle vetorial direto de tensão em velocidade variável e com corte parcial de carga, analisando o comportamento da tensão e frequência de saída do GIDA nessas situações.

3.2.1 Simulação

Os dados do GIDA do projeto são apresentados em (35), que possui os valores segundo a Tabela 3.1.

Parâmetros	Valor
Potência nominal	7.5 kW
Tensão de linha	415 V
Número de par de pólos	3
Resistência do estator	1.06 Ω
Resistência do rotor	0.8 Ω
Indutância do estator	0.2065 H
Indutância do rotor	0.0810 H
Indutância mútua	0.0644 H
Constante de inércia	7.5 kgm^2
Velocidade nominal	970 rpm

Tabela 3.1: Parâmetros de simulação do GIDA

A Figura 3.5 mostra um diagrama da simulação. O sistema de geração, composto pelo conversor e controle vetorial, alimenta duas cargas. São analisados dois casos que estudam o funcionamento do controle vetorial. Ambos analisam a tensão de saída do GIDA onde o primeiro caso tem a velocidade do eixo variável e o segundo um corte de metade da carga.

Figura 3.5: Diagrama da simulação

3.2.2 Resultados

Caso 1

O Primeiro caso analisado é o comportamento do sistema de controle de tensão e frequência com velocidade de rotação do eixo variável, conforme mostra a Figura 3.6. O

sistema analisado é o apresentado na Figura 3.5, com o gerador alimentando as cargas 1 e 2. A soma das potências das cargas é de 2 kW. A velocidade do gerador é variada no tempo de 4 a 4.7 segundos.

A Figura 3.6(a) mostra a velocidade do eixo que varia de aproximadamente 908 rpm para 935 rpm. Já a Figura 3.6(b) apresenta o sinal de tensão de linha v_{AB} . Observa-se que mesmo com a velocidade do eixo variável, a tensão de saída do estator do GIDA se manteve praticamente constante.

(a) Velocidade mecânica

(b) Tensão do estator

Figura 3.6: Simulação do sistema com velocidade variável

Caso 2

O segundo caso analisado é o comportamento do controle vetorial com um corte de carga. O sistema é o apresentado na Figura 3.5, com o GIDA alimentando as cargas 1 e 2. Ambas as cargas possuem potência de 3.75 kW. A partir de 4 segundos, $t=4s$, o gerador passa a alimentar somente a carga 1.

A Figura 3.7(a) apresenta a tensão de linha v_{AB} e a Figura 3.7(b) apresenta a corrente de linha na fase A. Observa-se que mesmo com um corte metade da carga, com a saída da carga 2, a tensão v_{AB} se manteve praticamente constante.

(a) Tensão do estator v_{AB}

(b) Corrente na fase A

Figura 3.7: Simulação do sistema com corte de carga

Identificação de faltas no GIDA

Durante o seu tempo de operação conectado ao sistema, o GIDA (gerador de indução duplamente alimentado) é submetido a situações críticas. Faltas externas ocorrem frequentemente e causam excessivo aquecimento, aumentam as correntes do gerador e causam *ripples* de torque. Por isso, um monitoramento de faltas no sistema elétrico é importante para aumentar o tempo de vida da máquina, sua confiabilidade e reduzir a quantidade de manutenção.

Uma das principais vantagens do GIDA, é que a magnitude, ângulo e frequência do fluxo podem ser controlados. Assim, além de ser importante para o funcionamento da máquina, um sistema de identificação de faltas (SIF) possibilita alternativas para minimizar os problemas decorrentes das faltas.

Os tipos de faltas que ocorrem frequentemente durante a operação do GIDA no sistema são faltas monofásicas, bifásicas e trifásicas (40). No entanto o sistema de identificação do trabalho será somente de faltas monofásicas, já que o controle em condições de faltas, como é apresentado no capítulo 5, é para faltas monofásicas.

Este capítulo apresenta o sistema de identificação de faltas monofásicas do GIDA. Primeiramente é apresentado o pré-processamento dos dados por meio de *Fast Fourier Transform* (FFT) e um meio similar ao *Principal Components Analysis* (PCA). A seguir, o sistema de identificação de faltas é realizado com Redes Neurais Artificiais (RNA). Por último, são simulados alguns casos de faltas monofásicas e condições adversas do GIDA e apresentados seus resultados.

4.1 Sistema de identificação de faltas

O SIF monofásicas do GIDA utiliza RNA, onde as variáveis de entrada são as correntes do estator. Para possibilitar a utilização das RNA no problema, as correntes são pré-processadas por meio da FFT. Os dados são pré-processados para diminuir a quantidade de neurônios da RNA.

O SIF pode ser compreendido segundo o diagrama apresentado na Figura 4.1. Secções 4.1.1, 4.1.2 e 4.1.3, para facilitar o entendimento do SIF.

Figura 4.1: Diagrama do SIF

4.1.1 *Fast Fourier Transform*

Em 1822, Jean Baptiste Joseph Fourier publicou seu trabalho *Théorie analytique de la chaleur* onde mostra que um sinal contínuo e periódico pode ser representado pela soma de apropriadas funções senoidais e cossenoidais. Esse trabalho gerou posteriormente a Transformada de Fourier, onde os dados do domínio do tempo são convertidos ao domínio da frequência, sem que seja alterada a informação do sinal. O novo domínio possui os valores de amplitude das ondas senoidais e cossenoidais (41).

Para que a transformada seja utilizada em um microprocessador, as amostras devem ser discretas e finitas. A categoria da transformada de Fourier que trabalha com esses dados é a *Discrete Fourier Transform* (DFT). A DFT é definida segundo a equação 4.1 (42).

$$\begin{aligned}\bar{X}_k &= \sum_{m=0}^{J-1} x_m W_{mk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \\ W &= e^{-i\frac{2\pi}{J}}, \quad i = \sqrt{-1}\end{aligned}\tag{4.1}$$

Onde:

x_m : sequência das amostras de um sinal $x(t)$;

J : quantidade total de amostras; e

$\bar{X}_k$: amostras x_m no domínio da frequência.

Um algoritmo computacional da DFT que reduz o tempo gasto pelo processador para efetuar uma análise espectral do sinal é a FFT. A DFT realiza N^2 operações de multiplicações para gerar o espectro de frequência enquanto a FFT necessita de $N \log_2 N$, aumentando assim a velocidade de processamento (41; 42).

4.1.2 Seleção das harmônicas

Analisando o conteúdo harmônico de saída da DFT, Equação 4.1, observa-se que a quantidade de dados de saída, conteúdo harmônico, depende da quantidade de dados de

entrada, possuindo $(\frac{N}{2} - 1)$ dados de saída, por cauda da simetria em relação ao ponto $\frac{N}{2}$ (41; 42).

Para que nem todas as frequências sejam parte do processo de identificação por meio da RNA, observa-se que algumas frequências de saída da FFT não são importantes no processo de identificação. Isso por que praticamente não existe mudança na saída dessa frequência quando uma falta acontecesse, quando comparado com a condição sem falta.

O método de eliminação das harmônicas que não são importantes na identificação ocorre de modo similar aos primeiros passos do método PCA, com o cálculo das médias das amostras e os desvios em relação a média. No PCA, um conjunto de dados multidimensional é representado em um espaço sub-dimensional de ordem mais baixa, sem perder informações do sinal (43).

Neste trabalho não ocorrerá redução da dimensão para um espaço sub-dimensional de ordem mais baixa. A redução dos dados ocorre baseada na variância da amostra, eliminando a redundância presente nos dados.

O primeiro passo da eliminação das harmônicas é calcular a média das amostras em cada frequência de saída, segundo a Equação 4.2.

$$\psi_N = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^J \Gamma_{n\mathbf{X}\mathbf{M}} \quad (4.2)$$

Onde:

M: quantidade total de frequências de saída da FFT;

N: varia de 1 até M;

ψ_N : vetor com a média das saídas em cada frequência; e

$\Gamma_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}}$: matriz que possui a quantidade total de amostras e suas respectivas frequências.

$\Gamma_{n\mathbf{X}\mathbf{M}}$: cada linha da matriz $\Gamma_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}}$.

Com a definição das médias, Equação 4.2, calcula-se o desvio de cada saída em relação a média de sua frequência, segundo a Equação 4.3.

$$\phi_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}} = \Gamma_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}} - \psi_N \quad (4.3)$$

Onde:

$\phi_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}}$: matriz que possui o desvio de cada saída em relação a média, de sua respectiva frequência.

A variância de uma amostra é calculada segundo a Equação 4.4.

$$\sigma_{\mathbf{N}}^2 = \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^M \phi_{\mathbf{J}\mathbf{X}\mathbf{M}}^2 \quad (4.4)$$

Onde:

$\sigma_{\mathbf{N}}$: vetor que possui a variância de cada saída em sua respectiva frequência.

Com os valores da variância em cada fase apresentados na Equação 4.4, algumas frequências foram eliminadas do processo de identificação. A eliminação foi feita excluindo os valores com menor variância. Isso é importante para reduzir a quantidade de entradas e consequentemente neurônios da RNA, conforme será apresentado no próximo tópico, Secção 4.1.3.

4.1.3 Redes Neurais Artificiais

Com os pré-processamentos apresentados nas Secções 4.1.1 e 4.1.2, parte-se para a identificação de faltas. O problema do trabalho é conhecido como classificação de padrões, que consiste em associar um padrão de entrada a uma classe previamente definida (19; 44). No problema do trabalho, os padrões de entrada são as amplitudes das saídas das FFT, após a seleção das harmônicas, e as classes de saída são as condições de falta monofásica e as condições sem falta.

Para solucionar o problema de classificação de padrões existem algumas técnicas consagradas como: RNA, Árvores de decisão, análise discriminante e algoritmo genético (44). O trabalho escolheu as RNA pela sua capacidade de mapear sistemas não lineares por meio de informações já existentes e sua facilidade de implementação, já que a fase de operação da rede não necessita de dados estatísticos anteriores (45).

As RNA são modelos computacionais desenvolvidos para executar uma tarefa de modo similar ao neurônio humano. Maiores detalhes sobre RNA podem ser observados no Apêndice A.

A arquitetura da rede neural utilizada pelo trabalho é a *perceptron* multicamadas, onde uma camada consiste em um conjunto de neurônios. Ela é composta por uma camada de entrada, que recebe os valores de entrada do problema, uma ou mais camadas intermediárias, que possuem uma quantidade de neurônios variável em função do problema e por um último uma camada de saída, onde possui os valores de saída que é a solução do problema.

Para que uma rede possa entrar em funcionamento, é necessário que ela passe por um processo de aprendizagem. O treinamento consiste nos ajustes dos pesos, que são as ligações entre os neurônios de camadas diferentes. No presente trabalho, o algoritmo de treinamento escolhido é o de Marquardt-Levenberg, que é uma aproximação do método de Newton (46).

4.2 Simulação

Para aplicação do SIF é necessário um banco de dados com várias condições de faltas e condições sem falta. Foram consideradas 275 operações, onde cada operação possuiu diferentes velocidades, tensões e cargas. Os valores de velocidade e tensão foram alterados em função dos valores nominais da máquina. Já a potência da carga teve valores variando de 10 a 100% da potência nominal da máquina. Essas operações geraram um banco de dados com 16500 condições.

A simulação é dividida em duas partes, pré-processamento e identificação de faltas, que são apresentadas nas Seções 4.2.1 e 4.2.2, respectivamente.

4.2.1 Pré-processamento

O pré-processamento foi apresentado nas Seções 4.1.1 e 4.1.2. Para utilizar a FFT, é necessário somente um ciclo da forma de onda fundamental da corrente do estator. Se eventualmente os dados da FFT forem coletados incorretamente, possuindo mais de um ciclo, ocorrem erros de fase que têm como consequência desvios de frequência (47).

O método de sincronismo utilizado pelo trabalho é o conhecido como janelamento com intervalo de guarda (47). Durante a simulação um dado novo obtido com o decorrer do tempo é inserido no banco de dados e outro é excluído. No banco existem dados que correspondem mais que um ciclo da fundamental e um algoritmo é responsável pela captação de somente um ciclo para aplicação da FFT.

Neste trabalho, cada ciclo de onda selecionado para aplicação da FFT tem em média 333 pontos. Pela Equação 4.1, observa-se que o conteúdo harmônico de saída da FFT terá 166 frequências, por causa da simetria da DFT em relação ao ponto $\frac{N}{2}$. Para que nem todas as frequências sejam entradas da RNA, é realizado a seleção das harmônicas apresentada na Seção 4.1.2.

Nas 16500 condições do banco de dados, aplicou-se o cálculo da variância proposto pela Equação 4.4 em cada uma das 166 frequências de saída e em cada uma das condições. Com um método de seleção de variância, admitindo uma variância máxima de 0.01, as frequências relevantes para o sistema de identificação caiu para 4 harmônicas em cada fase. Como o circuito é trifásico, a rede passa a possuir 12 entradas na RNA.

4.2.2 Identificação de faltas

A identificação de faltas, conforme apresentado na Seção 4.1.3, foi feita com RNA. A arquitetura escolhida foi a *perceptron* multicamadas com o algoritmo de treinamento Marquardt-Levenberg.

A primeira estratégia de identificação é em um ciclo de onda da frequência fundamental, ou seja, a falta será identificada após um ciclo do seu acontecimento. Em chaveamen-

tos de cargas a corrente do estator tem variações bruscas e a RNA pode detectar falta indevida em algumas situações, ou ainda dupla indicação de falta em fases diferentes.

A estratégia do trabalho foi realizar duas identificações. A primeira ocorre em $\frac{1}{4}$ do ciclo da onda fundamental e uma confirmação ocorre em um ciclo de onda. Esse é um meio de aumentar a confiabilidade da rede.

Com a estratégia de identificação definida, antes do treinamento da rede é necessário definir os códigos de cada classe, ou seja, definir os valores para cada saída. Isso faz que durante a falta a rede neural forneça um valor que corresponda a um defeito. Os códigos são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Códigos de saída.

Classe	Tipo da falta	Código
C1	Sem falta	1000000
C2	Falta em 1/4 de ciclo na fase A	0100000
C3	Falta em 1 ciclo na fase A	0010000
C4	Falta em 1/4 de ciclo na fase B	0001000
C5	Falta em 1 ciclo na fase B	0000100
C6	Falta em 1/4 de ciclo na fase C	0000010
C7	Falta em 1 ciclo na fase C	0000001

A estratégia do trabalho, com um sistema para identificação de faltas e outro para confirmação, a saída do SIF passa a ser representada pela Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Códigos de saída.

Classe	Tipo da falta	Código
S1	Sem falta	1000
S2	Falta na fase A	0100
S3	Falta na fase B	0010
S4	Falta na fase C	0001

Definidas as entradas da rede, os 4 harmônicos de cada fase das correntes do estator, e a saída, Tabela 4.1, a rede PMC pode ser treinada. Foram treinadas redes com uma e duas camadas escondidas, para comparação e determinar qual rede tem o melhor desempenho. Com a escolha feita pela porcentagem de acertos da rede, dando preferência para rede com menos neurônios.

4.3 Resultados

A RNA com o melhor desempenho foi a com 12 neurônios na camada de entrada, 10 na oculta e 7 na camada de saída. O método com identificação e confirmação proposto

pelo trabalho eliminou alguns erros da rede quando comparado com o método de somente uma identificação.

A figura 4.2 mostra o conteúdo harmônico das fases A e B em uma falta monofásica na fase B. Os resultados estão normalizados com a maior amplitude entre os valores das três correntes.

(a) Conteúdo harmônico na fase A normalizado

(b) Conteúdo harmônico na fase B normalizado

Figura 4.2: Conteúdo harmônico

Observa-se uma considerável diferença entre o conteúdo harmônico de uma fase nas três condições de saída da RNA. O mesmo ocorre quando compara o conteúdo harmônico entre diferentes fases. Essa diferença é importante para a RNA conseguir realizar o processo de identificação.

Com o objetivo de analisar o SIF proposto pelo trabalho, considera-se o sistema proposto na Figura 4.3. O GIDA é conectado a duas cargas, A e B. Desta figura são analisados 3 casos de operação, apresentados nas Secções 4.3.1, 4.3.2 e 4.3.3.

Figura 4.3: Diagrama da simulação

4.3.1 Caso A

Um GIDA alimenta duas cargas, A e B, conforme a Figura 4.3. Considera-se uma simulação com um tempo total de 5 segundos, $t=5s$. Quando $t=3s$, uma falta acontece na fase B na carga B. A falta permanece por um segundo e quando $t=4s$ a carga B é isolada. Assim, quando $t=4s$ o gerador alimenta somente a carga A.

A Figura 4.4 apresenta a saída do SIF relativa a fase B e os valores da corrente na mesma fase. Como a falta ocorre na fase B, o valor de saída do sistema tem que ser um para indicar que uma falta ocorreu.

4.3.2 Caso B

No segundo caso um GIDA alimenta duas cargas, A e B, conforme a Figura 4.3. Considera-se uma simulação com um tempo total de 4 segundos, $t=4s$. Quando $t=3s$, a carga B é isolada. Assim quando $t=3s$, o gerador passa a alimentar somente a carga A.

A Figura 4.5 apresenta a saída do SIF relativa a fase B e os valores da corrente na mesma fase. Como houve somente chaveamento de carga, sem a existência de falta, a saída do SIF tem que ser zero para indicar que não ocorreu falta.

4.3.3 Caso C

O ultimo caso, o GIDA alimenta uma carga desequilibrada. Considera-se uma simulação com um tempo total de 5 segundos, $t=5s$. Até $t=3s$ o GIDA alimenta uma carga trifásica equilibrada. A partir de 3 segundos, $t=3s$, o GIDA alimenta uma carga desequilibrada. O desequilíbrio é na fase B, sendo que a carga é 20% inferior às cargas A e C.

(a) Corrente na fase B

(b) Saída de identificação na fase B

Figura 4.4: Análise da corrente na fase B

A Figura 4.6 apresenta a saída do SIF relativa a fase B e os valores de corrente na mesma fase. Como ocorreu somente um desequilíbrio de carga, a saída do SIF X tem que ser zero para indicar que não ocorreu falta.

(a) Corrente na fase B

(b) Saída de identificação na fase B

Figura 4.5: Análise da corrente na fase B

(a) Corrente na fase B

(b) Saída de identificação na fase B

Figura 4.6: Análise da corrente na fase B

Capítulo 5

Controle em condições de falta

Durante condições normais de operação, o controle vetorial direto apresentado no Capítulo 3 controla a tensão de saída do GIDA. No entanto, em condições de falta quando o desequilíbrio de cargas se torna acentuado, o controle vetorial passa a ser instável. Isso por que ele utiliza a transformação ortogonal apresentada na Secção 2.3 considerando as cargas equilibradas.

Uma das características do GIDA é que com ele é possível realizar o controle do ângulo e magnitude dos fluxos, tanto do rotor quanto do estator. Isso abre a possibilidade de controle da tensão de saída em condições de acentuados desequilíbrio de cargas, assim como ocorre em faltas.

O controle apresentado no trabalho é empregado para se reduzir os valores da corrente do estator com o objetivo de proteger o gerador. O tempo de atuação do controle é durante a falta até que a carga defeituosa seja isolada.

Este capítulo apresenta a estratégia de controle adotada para operação em condições normais e em condições de falta. Primeiramente, é apresentada a modelagem do controle durante uma falta para que seja possível realizar o controle em condições de falta para a seguir apresentar o resultado de simulação de um sistema de geração.

5.1 Modelagem do controle durante uma falta

Para que o fluxo na fase em falta seja reduzido, o fluxo provocado pelo campo do rotor possuirá 90° em relação ao ângulo com falta monofásica. O eixo dq que tem esse valor de fluxo no eixo d é chamado de eixo de fluxo mínimo.

A Figura 5.1 mostra uma visualização do eixo a ser obtido, considerando uma falta na fase B.

Após a transformação $\alpha\beta$ apresentada na Secção 2.3, o circuito com dois enrolamentos do rotor tem a velocidade mecânica do eixo. Para transformar do eixo $\alpha\beta$ para o de fluxo mínimo, a matriz de transformação é segundo a Equação 5.1.

Figura 5.1: Eixo com fluxo mínimo

Figura 5.2: Transformação de eixos

$$K_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - 30) & \sin(\theta - 30) \\ \sin(\theta - 30) & -\cos(\theta - 30) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

A transformação dos eixos é descrita na Figura 5.2.

A equação do fluxo do rotor é escrita segundo a Equação 5.2

$$\vec{\Psi}_R = L_R \vec{i}_R + L_M \vec{i}_E \quad (5.2)$$

Para o controle no sistema desequilibrado, será desconsiderada a influência do enrolamento do estator sobre o campo do rotor. Assim, o fluxo do rotor é descrito segundo a Equação 5.3

$$\vec{\Psi}_R = L_R \vec{i}_R \quad (5.3)$$

Dividindo em componentes vetoriais e sabendo-se que quando ocorre o alinhamento a componente q do fluxo é igual a zero, obtém-se o resultado apresentado nas Equações 5.4 e 5.5.

$$\Psi_{dR} = L_R i_{dR} \quad (5.4)$$

$$\Psi_{qR} = 0 = L_R i_{qR} \quad (5.5)$$

A Equação 5.5 mostra que a corrente i_{qR} é igual a zero.

As Equações 2.21 e 2.22 são escritas na forma vetorial, segundo a Equação 5.6

$$v_{dr} + jv_{qr} = R_R(i_{dR} + ji_{qR}) + \frac{d}{dt}(\Psi_{dR} + j\Psi_{qR}) + j(\omega_\lambda - P\omega_{mec})(\Psi_{dR} + j\Psi_{qR}) \quad (5.6)$$

Duas conclusões importantes sobre as Equações 5.4 e 5.5 são:

- No alinhamento $\Psi_{qR} = 0$
- A equação 5.5 mostra que $i_{qR} = 0$

Essas duas conclusões simplifica a equação 5.6 na Equação 5.7.

$$\begin{aligned} v_{dR} &= R_R i_{dR} + \frac{d}{dt} \Psi_{dR} \\ v_{qR} &= -P\omega_{mec} \Psi_{dR} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Utilizando a Equação 5.4, a Equação 5.7 é escrita segundo a Equação 5.8.

$$\begin{aligned} v_{dR} &= R_R i_{dR} + L_R \frac{d}{dt} i_{dR} \\ v_{qR} &= -P\omega_{mec} L_M i_{dR} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Considerando somente a parte em regime, as equações de tensão no rotor são apresentada nas Equações 5.9 e 5.10.

$$v_{dR} = R_R i_{dR} \quad (5.9)$$

$$v_{qR} = -P\omega_{mec} L_R i_{dR} \quad (5.10)$$

Esses valores de tensão do rotor são utilizados no controle em condições de falta.

5.2 Simulação

O sistema de controle do GIDA proposto pelo trabalho é apresentado na Figura 5.3. Durante condições normais de operação, sem falta, o controle vetorial é utilizado para o controle da tensão de saída do estator. Quando o SIF identifica uma falta monofásica em qualquer uma das fases, o controle em condições de falta, com base no equacionamento matemático apresentado na Secção 5.1, é ativado.

Figura 5.3: Sistema de controle em faltas

5.3 Resultados

Um estudo de caso para analisar o controle em falta é feito com base na Figura 5.4. Um GIDA alimenta duas cargas, cargas 1 e 2. O gerador funciona com carga balanceada durante 1 segundo, $t=1s$. Após esse período uma falta acontece na fase B da carga 2. As próximas figuras apresentam os valores de tensão e corrente do estator, comparando o sistema sem controle em falta com o sistema com controle de falta.

A Figura 5.5 apresenta os valores de corrente na fase C, fase sem falta, tanto com controle quanto sem controle.

Figura 5.4: Sistema em análise

(a) Corrente na fase C sem controle

(b) Corrente na fase C com controle

Figura 5.5: Corrente na fase C

A Figura 5.6 apresenta os valores da corrente na fase com falta, fase B. Apresentando os valores com controle e sem controle.

Já a Figura 5.7 apresenta os valores de tensão na fase A, com controle e sem controle.

O valor da tensão na fase B não necessita ser apresentado, já que seu valor é nulo nesse caso de falta na fase B. Por último é apresentado o valor da tensão na fase C segundo a Figura 5.8.

(a) Corrente na fase B sem controle

(b) Corrente na fase B com controle

Figura 5.6: Corrente na fase B

(a) Tensão na fase A sem controle

(b) Tensão na fase A com controle

Figura 5.7: Tensão na fase A

(a) Tensão na fase C sem controle

(b) Tensão na fase C com controle

Figura 5.8: Tensão na fase C

Capítulo 6

Conclusão

A proposta do trabalho foi apresentar uma nova topologia de controle em faltas que fosse capaz de manter a tensão dentro de uma faixa e reduzir as correntes de rotor e estator, antes que as proteções do sistema passem a atuar.

Para que o controle em faltas atue, é necessário um eficiente sistema de identificação de faltas. O sistema de identificação de faltas monofásica do trabalho apresentou exatidão de 100% na fase de teste da RNA, o que é importante, pois o controle do gerador é alterado em função da resposta da rede, condição de falta ou condição normal.

O sistema de controle em faltas do trabalho permite que o gerador forneça tensão ao sistema, mesmo sob faltas monofásica, apenas nas fases que não estão em falta. Durante uma falta, as tensões do gerador se mantiveram dentro de uma faixa de apenas 10 % do valor nominal do gerador.

A corrente do estator no trabalho foi reduzida com o controle em condições de falta quando comparada com o controle vetorial direto, em condições de falta monofásica. A redução das correntes do gerador é importante para que o mesmo não sofra estresse quando da ocorrência de faltas, fazendo com que se reduza a quantidade de manutenções no gerador e consequentemente as suas paradas.

Para a continuação do projeto, trabalhos futuros podem ser realizados no sentido de reduzir ainda mais a corrente na fase sob falta, isso por que ela ainda ficou maior que a operação nominal. Uma solução para essa redução é considerar as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e os enrolamentos do rotor, que no trabalho estão sendo desprezadas. Também é possível realizar o controle de potência reativa, junto com a redução da corrente no gerador, para que sejam atendidas as novas normas de operação de aerogeradores.

Apêndice A

Redes neurais artificiais

Redes neurais artificiais (RNA) são modelos computacionais inspirados no cérebro humano. Ela é projetada para realizar uma tarefa do mesmo modo que o cérebro. O conhecimento é adquirido e mantido em uma rede por meio de um processo de aprendizagem. Em uma RNA existe um conjunto de neurônios conectados entre si e o conhecimento é armazenado pela força dessas conexões, conhecida como pesos sinápticos (19; 45).

Uma RNA adquire o conhecimento por possuir uma estrutura extremamente paralela entre os neurônios e pela sua habilidade em aprender e generalizar. Generalizar é a capacidade de produzir saídas para entradas que não estavam presentes no treinamento da rede (45).

A primeira publicação relacionada à neurocomputação data de 1943, no trabalho de McCulloch e Pitts. Neste trabalho eles realizam o primeiro modelo matemático baseado no neurônio artificial. Mas somente a partir dos anos 90, com o trabalho de Vapnik e coautores, ela começou a ser fortemente pesquisada, com a proposição de uma poderosa aprendizagem supervisionada do ponto de vista computacional (19).

Estudos na área de RNA são realizados embasados na alta velocidade de processamento do cérebro humano, sendo ele não linear, complexo e com alto paralelismo. Uma noção de sua velocidade é observada no processamento da função visual. O cérebro humano executa essa tarefa de 100-200ms, enquanto um computador pode levar dias para processar (45).

As redes neurais se encaixam na área conhecida como sistemas inteligentes juntamente com sistemas Fuzzy, computação evolutiva, inteligência coletiva, sistemas imunológicos artificiais e agentes inteligentes (19).

A principal característica das redes neurais artificiais são suas habilidades em mapear sistemas não lineares, aprendendo comportamentos por meio de informações já obtidas (45).

As potenciais áreas de aplicação das redes neurais artificiais são (19):

- Aproximador universal de funções;
- Reconhecimento e classificação de padrões;

- Agrupamento de dados;
- Sistemas de previsão;
- Otimização de sistemas; e
- Memórias associativas.

Os próximos tópicos explicam o funcionamento do neurônio e a construção de uma rede neural perceptron.

A.1 Neurônio humano

O estudo sobre o neurônio humano começou com o trabalho do neurologista espanhol Ramón y Cajal. Ele introduziu os neurônios como partes constituintes do cérebro humano. Hoje se estima que a rede neural seja constituída de 100 bilhões de neurônios, onde cada um é conectado a outros seis mil, totalizando 600 trilhões de ligações (19).

A velocidade de processamento de um neurônio é de 10^{-3} segundos, muito mais lenta que a de silício que é na ordem de 10^{-9} segundos. Mas essa diferença é compensada pela alta quantidade de neurônios conectadas entre si, além de sua eficiência energética que é de 10^{-16} joules por operação por segundo, enquanto os melhores computadores gastam 10^{-6} joules (45).

Um neurônio humano é representado pela Figura A.1. Ele é composto por diversas entradas e somente uma saída. Os sinais chegam na forma de pulsos elétricos, o neurônio processa e produz um pulso de saída. O neurônio é dividido em soma (corpo celular), dentritos, axônio e terminais sinápticos (48).

Figura A.1: Neurônio humano

Os dentritos são finos prolongamentos que formam a árvore dentrital. A sua função é captar os sinais de vários neurônios ou do meio externo. Os dentritos cobrem um volume muito maior que a soma (19; 48).

O Axônio é um prolongamento que fornece a saída do neurônio, tendo a missão de conduzir pulsos elétricos para outros neurônios. Um neurônio possui um axônio com ramificações (19; 48).

O corpo celular (soma) processa as informações dos dendritos, fornecendo o pulso elétrico de saída pelo axônio (19).

E por último vêm os terminais sinápticos, que são as conexões entre os neurônios. São elas que viabilizam a transferência de impulsos elétricos (45).

A.2 Neurônio artificial

O neurônio artificial foi desenvolvido a partir do modelo do neurônio humano. O modelo foi desenvolvido em 1943, por McCulloch e Walter Pitts. Eles fizeram o modelo mais simples de um neurônio artificial. A entrada é semelhante as entradas dos dendritos, do modelo humano. A relevância das entradas é representada pelos pesos sinápticos. A saída é a soma ponderada de todas as entradas multiplicada pelos respectivos pesos sinápticos. Se esse valor for maior que certo limiar, a saída é um pulso. Caso contrário não existe pulso de saída (19; 48).

A Figura A.2 apresenta o modelo do neurônio artificial:

Figura A.2: Neurônio artificial

A Figura é composta por (45):

- **Pesos:** São similares as sinapses, ou seja, um sinal de entrada é multiplicado pelo seu peso sináptico. Ao contrário da sinapse do cérebro, o peso sináptico pode ser positivo ou negativo.
- **Soma:** Todas as entradas são somadas, representado o corpo celular.
- **Limiar de ativação:** Especifica qual será o patamar que terá o valor do disparo.
- **Função de ativação:** Limita a amplitude do sinal de saída. Normalmente esse intervalo pode ser $[0,1]$ ou $[-1,1]$. As principais funções de ativação utilizadas são: Degrau, logística, hiperbólica e gaussiana.

Em funções matemáticas, o neurônio da Figura A.2 é escrito da seguinte forma:

$$u = \sum_{i=1}^n w(i) * x(i) \quad (\text{A.1})$$

$$Saída = g(u + (-\theta)) \quad (\text{A.2})$$

Onde:

Saída: Saída do neurônio após a função de ativação;

$x(i)$: Entradas do neurônio;

$w(i)$: Pesos do neurônio;

u : Saída do neurônio; e

g : Função de ativação.

A.3 *Perceptron* multicamadas

No final da década de 50, Rosenblatt criou uma rede com múltiplos neurônios e várias camadas, chamando-a de *perceptron* multicamadas (48).

A Figura A.3 ilustra uma rede *perceptron* multicamadas. Observa-se que ela é totalmente conectada, ou seja, todos os neurônios são interligados com todas as entradas de uma camada adjacente (45).

Figura A.3: *Perceptron* multicamadas

O fluxo de informações segue sempre uma única direção, da camada de entrada vai em direção a de saída, ou seja, da esquerda para a direita (19).

Uma rede *perceptron* multicamadas (RPM) é constituída por uma camada de entrada, uma ou mais camadas ocultas e uma camada de saída (45).

A camada de entrada possui os sinais aplicados nos neurônios, que vêm do meio externo.

As camadas ocultas realizam o aprendizado da rede, extraíndo as características do sistema. As entradas da primeira camada oculta são as entradas da rede. As entradas da segunda são as saídas da primeira camada oculta. E assim sucessivamente.

A camada de saída constitui a resposta da rede a um sinal fornecido pela camada de entrada.

A função de ativação dos neurônios é não-linear, sendo as mais utilizadas a função logística e a função hiperbólica.

O algoritmo de treinamento da rede é feito em dois passos: O primeiro é o “*forward*” (passo para frente), onde os dados de entrada são propagados até a saída. O objetivo desta fase é obter as saídas com os valores dos pesos sinápticos e limiares de ativação atuais. Com isso compara esses valores com as saídas reais da rede.

Na segunda fase do processo, a “*backward*” (passo para trás), ocorre o aprendizado por correção do erro, onde os pesos e os limiares são ajustados em função da minimização do erro quadrático. Esse processo de ajuste ocorre até que a defasagem do erro esteja dentro de valores aceitáveis. O nome “para trás” é por que o primeiro peso ajustado é o da camada de saída, para depois os da camada oculta, começando da direita para a esquerda (19). Esse treinamento é conhecido como “*backpropagation*”.

Referências

- [1] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). **BIG - Banco de Informações de Geração**. 2011. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.asp>> Acesso em 22 de setembro de 2011.
- [2] FILHO, P. L. D. **Análise de Custos na Geração de Energia com Bagaço de Cana-de-Açúcar: um Estudo de Caso em Quatro Usinas de São Paulo Paulo**. 2009. Tese (Mestrado em em energia), Universidade de São Paulo, 2009.
- [3] EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Plano nacional de energia - PNE 2030**. Rio de Janeiro, 2007.
- [4] INTERNATIONAL SUGAR ORGANIZATION. Cogeneration - Opportunities in the World Sugar Industries. **MECAS0905**. 2009.
- [5] INNOCENTE, A. F. **Cogeração a partir da biomassa residual de cana-de-açúcar - estudo de caso**. 2011. Tese (Mestrado em agronomia), Universidade estadual de São Paulo, 2011.
- [6] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). **Resolução normativa 235**. 2006.
- [7] FERREIRA, H. T. **Energia eólica: barreiras a sua participação no setor elétrico brasileiro**. 2008. Tese (Mestrado em energia), Universidade de São Paulo, 2008.
- [8] REIS, M. M.; OLIVEIRA, D. S. J.; CARVALHO, P. C. M.. **Estudo de viabilidade econômica de geradores eólicos de pequeno porte no modo autônomo**. Universidade federal do ceará, 2009. Disponível em: <http://www2.ufersa.edu.br/portal/view/uploads/setores/178/arquivos/Fontes%20Alternativas/analise_custo_ger_eolico_1kW.pdf> Acesso em 30 de junho de 2012.

-
- [9] FERREIRA, J. C. **Utilização da transformada de Wavelet para detectar variações anormais de frequência em sistemas de geração distribuída.** 2009. Tese (Mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal de Uberlândia, 2009.
- [10] SILVA, J. N. B. **Modelagem e simulação da máquina de indução de dupla alimentação em cascata sem escovas.** 2009. Tese (Mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [11] BOLDEA, I. **Variable speed generators.** Timisoara, Romênia: Taylor&Francis, 2006.
- [12] LIMA, K. N. A. **Aerogerador baseado em máquina de indução duplamente alimentada - suportabilidade para Afundamento de tensão.** 2009. Tese (Doutorado em engenharia elétrica), Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [13] MORALES, A.; ROBE, X.; SALA, M.; PRATS, P.; AGUERRI, C; TORRES, E. Advanced grid requirements for the integration of wind farms into the Spanish transmission system. **IET renewable power generation**, v. 2, n. 1, p. 47-59, 2008.
- [14] YAZIDI, A; HENAO, H; CAPOLINO, G.A.; CASADEI, D; FILIPPETTI, F; ROSSI, C. Simulation of a doubly-fed induction machine for wind turbine generator fault analysis. **2005 5th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives**, p. 5-6, 2005.
- [15] RAMROOP, S. A. D. **Fault detection of fault ride through for doubly-fed induction generator based wind energy systems.** 2003. Tese (Mestrado em engenharia elétrica), Ryerson University, Toronto, Canadá, 2003.
- [16] KHODJA, D.J.; CHETATE, B. Development of neural networks module for fault identification in asynchronous machine using various types of reference signals. **2005 International Conference Physics and Control**, p. 537-542, 2005.
- [17] OURICI, A. Fault Classification of a Doubly FED Induction Machine Using Neural Network. **World academy of science, engineering and technology**, p. 1016-1019, 2009.
- [18] PATTON, R. J.; FRANK, P. M.; CLARK, R. N. **Issues of fault diagnosis for dynamic systems.** Nova York, EUA: Springer, 2000.
- [19] SILVA, I. N.; SPATTI, D. H.; FLAUZINO, R. A. **Redes Neurais artificiais para engenharia e ciencias aplicadas - curso prático.** São Paulo: Artliber editora Ltda., 2010.
- [20] BOLDEA, I.; NASAR, S. A. **The induction machine handbook.** Florida, EUA: CRC Press LLC, 2002.

- [21] LEONHARD, W. **Control of electrical drives**. 3. ed. Braunschweig, Alemanha: Springer, 2001.
- [22] JOVANOVIĆ, M.G.; BETZ, R.E. The use of doubly fed reluctance machines for large pumps and wind turbines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 6, p. 1508-1516, 2002.
- [23] HANSEN, L. H.; HELLE, L.; BLAABJERG, F.; RITCHIE, E.; BINDNER, H.; SORENSEN, P.; BAK-JENSEN, B. **Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines**. Risoe National Laboratory, Roskilde, Denmark, 2001.
- [24] ADAMOWICZ, M.; STRZELECKI, R.; WOJCIECHOWSKI, D. Steady State Analysis of Twin Stator Cascaded Doubly Fed Induction Generator. **2007 Compatibility in Power Electronics**, p. 1-5, 2007.
- [25] HELLE, L. **Modeling and Comparison of Power Converters for Doubly Fed Induction**. 2007. Tese (Doutorado em engenharia elétrica), Institute of energy technology, Aalborg University, 2007.
- [26] ROBERTS, P. C. **A Study of Brushless Doubly-Fed (Induction) Machines**. 2004. Tese (Doutorado em engenharia elétrica), University of Cambridge, 2005.
- [27] ZHANG, Q.; LIU, H. Comparative Study of Brushless Doubly Fed Machine with Different Rotor Structures Used in Wind Power Generation System. **2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference**, p. 1-4, 2010.
- [28] SILVA, J. N. B. **Modelagem e simulação da máquina de indução de dupla alimentação em cascata sem escovas**. 2009. Tese (Mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2009.
- [29] AGUIAR, M. L. **Apostila da disciplina modelos dinâmico de máquinas** 2011. Disponível em: <<http://www.sel.eesc.usp.br:8085/Disciplinas/disciplinas/arq%20lista.jsp?id=23>> Acesso em 29 de junho de 2011.
- [30] BARBI, I. **Teoria fundamental do motor de indução**. Florianópolis: Editora da UFSC, 1985.
- [31] KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SCOTT, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**, 3. ed. West Lafayette, E.U.A.: IEEE PRESS, 2002.
- [32] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física 3 : Eletromagnetismo**. 4. ed. Rio de Janeiro: Afiliada, 2003.

- [33] ALAYA, J. B.; KHEDHER, A.; MIMOUNI, M. F. Nonlinear vector control strategy applied to a variable speed DFIG generation system. **Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices**, p. 1-8, 2011.
- [34] EL-HELW, H. M.; TENNAKOON, S. B. Vector Control of a Doubly Fed Induction Generator for Standalone Wind Energy Application. **2008 Wind Power to the Grid - EPE Wind Energy Chapter 1st Seminar**, p. 1-6, 2008.
- [35] NAIT-KACI, B.; DOUMBIA, M.; AGBOSSOU, K.; YOUSIF, A. Active and reactive power control of a doubly fed induction generator for wind applications. **IEEE EUROCON 2009**, p. 2034-2039, 2009.
- [36] LING, P.; YONGDONG, L.; JIANYUN, C.; GUOFENG, Y. Vector control of a doubly fed induction generator for stand-alone ship shaft generator systems. **ICEMS. International Conference on Electrical Machines and Systems**, p. 1033-1036, 2007.
- [37] FORCHETTI, D.; GARCIA, G.; VALLA, M.I. Vector control strategy for a doubly-fed stand-alone induction generator. , p. 991-995, 2002.
- [38] PENA, R. S.; AHSER, G. M.; CLARE, J. C.; CARDENAS, R. A constant frequency constant voltage variable speed stand alone wound rotor induction generator. **International Conference on Opportunities and Advances in International Power Generation**, p. 111-114, 1996.
- [39] PENA, R. S.; CLARE, J. C.; AHSER, G. M. A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 143, n.5, p. 380-387, 1996.
- [40] RAMROOP, S. A. D. **Fault detection of fault ride through for doubly-fed induction generator based wind energy systems**. 2008. Tese (Mestrado em engenharia elétrica e computação), Ryerson University, Toronto, Canada, 2009.
- [41] SMITH, S. W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. California, EUA: California Technical Publishing, 1999.
- [42] GONÇALVES, L. A. **Um estudo sobre a Transformada rápida de Fourier e seu uso em processamento de imagens**. 2004. Tese (Mestrado em matemática aplicada), Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2004.
- [43] SMITH, L. I. **A tutorial on Principal Components Analysis**. 2002. Disponível em: <http://www.sccg.sk/~haladova/principal_components.pdf> Acesso em 10 de julho de 2012.

-
- [44] JOHNSON, R. A.; WICHERN, D. W. **Applied multivariate statistical analysis**. 6. ed. New Jersey, EUA: Prentice Hall, 2007.
 - [45] HAYKIN, S. **Redes neurais - princípios e prática**. 2. ed. Porto Alegre: Bookman, 1999.
 - [46] MARQUARDT, D. An algorithm for least squares estimation of non-linear parameters. **J. Soc. Ind. Appl. Math.**, p. 431-441, 1963.
 - [47] PALIN, A.; RINNE, J. An algorithm for least squares estimation of non-linear parameters. **ICECS'99. 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems**, p. 431-441, 1963.
 - [48] KOVÁCS, Z. L. **Redes neurais artificiais - fundamentos e aplicações**. 4. ed. São Paulo: Livraria da Física, 2006.