

UNESP – UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO MESQUITA FILHO”
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ÁREA DE AUTOMAÇÃO

**DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM
CONVERSORES DE POTÊNCIA BACK-TO-BACK
UTILIZANDO MODELAGEM INVERSA**

por

Guilherme Augusto Marabezzi Clerice

Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson

Orientador

Prof. Dr. Paulo Sérgio da Silva (UNESP/FEB) e

Prof. Dr. Rui Manuel Esteves Araújo (FEUP)

Coorientador

Bauru, julho de 2019

UNESP – UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO MESQUITA FILHO”
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ÁREA DE AUTOMAÇÃO

**DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM
CONVERSORES DE POTÊNCIA BACK-TO-BACK
UTILIZANDO MODELAGEM INVERSA**

por

Guilherme Augusto Marabezzi Clerice

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Área de Automação, da Faculdade de Engenharia de Bauru (FEB) da Universidade Estadual Paulista (UNESP), como requisito para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica.**

Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson

Orientador

Prof. Dr. Paulo Sérgio da Silva (UNESP/FEB) e

Prof. Dr. Rui Manuel Esteves Araújo (FEUP)

Coorientador

Bauru, julho de 2019

C629d Clerice, Guilherme Augusto Marabezzi
Detecção e diagnóstico de falhas em conversores de
potência back-to-back utilizando modelagem inversa /
Guilherme Augusto Marabezzi Clerice. -- Bauru, 2019
121 p. : il., tabs.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista
(Unesp), Faculdade de Engenharia, Bauru
Orientador: José Alfredo Covolan Ulson
Coorientador: Paulo Sérgio da Silva

1. Conversor CC-CA. 2. Inversa dinâmica. 3. Geração
eólica. 4. Back-to-Back. 5. Diagnóstico e detecção de
falhas. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da
Faculdade de Engenharia, Bauru. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA TESE DE DOUTORADO DE GUILHERME AUGUSTO MARABEZZI CLERICE, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 30 dias do mês de julho do ano de 2019, às 14:00 horas, no(a) Anfiteatro da Seção Técnica de Pós-graduação da FEB, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. JOSÉ ALFREDO COVOLAN ULSON - Orientador(a) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru - UNESP, Prof. Dr. ROGERIO ANDRADE FLAUZINO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação / Escola de Engenharia de São Carlos - USP, Prof. Dr. RODRIGO AUGUSTO MODESTO do(a) Departamento Acadêmico de Elétrica / Universidade Tecnológica Federal do Paraná/UTFPR, Prof. Dr. PAULO JOSÉ AMARAL SERNI do(a) Departamento de Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia - UNESP - Câmpus de Sorocaba, Prof. Dr. FERNANDO DE SOUZA CAMPOS do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru - UNESP, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da TESE DE DOUTORADO de GUILHERME AUGUSTO MARABEZZI CLERICE, intitulada **APLICAÇÃO DA MODELAGEM INVERSA NA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA CC-CA**. Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

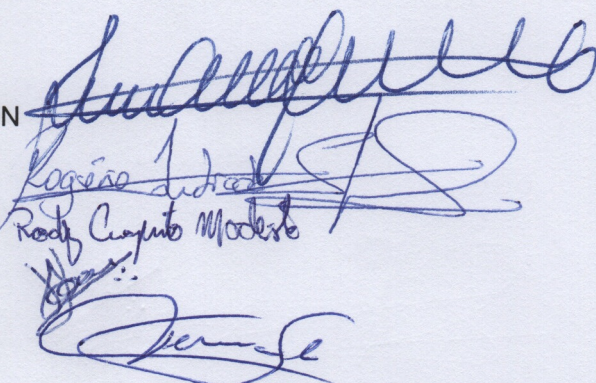
Prof. Dr. JOSÉ ALFREDO COVOLAN ULSON

Prof. Dr. ROGERIO ANDRADE FLAUZINO

Prof. Dr. RODRIGO AUGUSTO MODESTO

Prof. Dr. PAULO JOSÉ AMARAL SERNI

Prof. Dr. FERNANDO DE SOUZA CAMPOS



[Handwritten signatures of Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson, Prof. Dr. Rogério Andrade Flauzino, Prof. Dr. Rodrigo Augusto Modesto, Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni, and Prof. Dr. Fernando de Souza Campos]

PROPOSTA DE ALTERAÇÃO DO TÍTULO

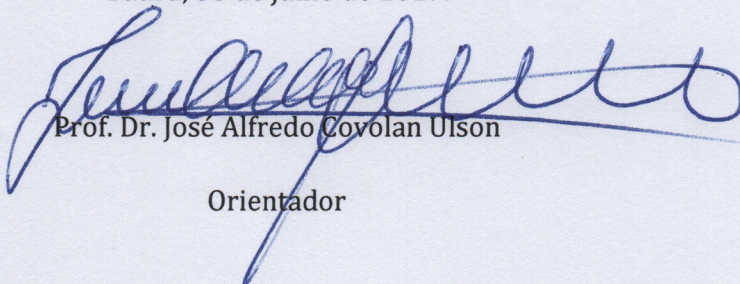
A COMISSÃO EXAMINADORA PROPÕE A ALTERAÇÃO DO TÍTULO DO TRABALHO DO ALUNO:
GUILHERME AUGUSTO MARABEZZI CLERICE

DE: "APLICAÇÃO DA MODELAGEM INVERSA NA DETECÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM
CONVERSORES DE POTÊNCIA CC-CA"

PARA:

Detecção e diagnóstico de falhas em
conversores de potência back-to-back
utilizando modelagem inversa.

Bauru, 30 de julho de 2019.



Prof. Dr. José Alfredo Covolan Ulson

Orientador

Dedico esta tese aos meus pais, Maria Silvia Marabezzi Clerice e José Natal Clerice por serem a minha base de ensinamentos como: honestidade, dignidade, solidariedade e amor; este trabalho se encerra pois, um dia ele começou quando criança; eu curioso desmontava televisão, videocassete, sintonizadores UHF, carrinhos de controle remoto, etc. Sempre obtive incentivo deles, pois sempre viram como processo de aprendizado.

À minha esposa Ana Claudia Visentin Clerice que sempre me apoiou, me incentivou e, em dias difíceis vinha com bombons, livros e canecas para me animar.

Sem dúvida eles foram essenciais nessa caminhada e tenho certeza que sofreram tanto quanto sofri em certos momentos. Jamais deixaria de dedicar ao meu avô Sylvio Marabezzi (*in memoriam*), pois foi com ele que toda minha curiosidade de ‘como funcionam as coisas’ começou. Para finalizar, dedico ao meu professor de graduação, que pelas grandes oportunidade da vida tive o privilegio de ser seu amigo de trabalho, Professor Dr. Ivo Reis Fontes (*in memoriam*).

Agradecimentos

A Deus por todas as graças que recebi na vida e proteção nas rodovias.

Ao Professor Dr. José Alfredo Covolan Ulson pelas ótimas conversas, pelos conselhos de vida e acadêmicos, pela motivação, compreensão e confiança, que com toda certeza sempre levarei comigo sua amizade e admiração. Ao Professor Dr. Paulo Sérgio da Silva por sempre ter um tempo disponível para sanar as minhas dúvidas, sempre de maneira gentil. Ao Professor Dr. Rui Manuel Esteves Araújo por me aceitar à coorientar esta tese e me receber tão bem nos dias que passei na Faculdade de Engenharia do Porto, momentos que levarei comigo sempre.

Aos Professores Dr. André Luiz Andreoli, Dr. Rudolf Ribeiro Riehl, Dr. Paulo José Amaral Serni, Dr. Renato Crivellari Creppe e Dr. Fernando de Souza Campos que sempre estavam de braços abertos e dispostos a conversar, tirar dúvidas e dar conselhos.

Agradeço ao meu amigo Nelson Medeiros da Silva Filho por sempre me esperar no laboratório didático de elétrica com café, bolos e pães de queixos após dias difíceis. Aos meus amigos Marco Aurélio Rocha, Caio Cesar Oba Ramos, Tiago Forti da Silva e a todos dos laboratórios LABQEE, LADAPS e LTAD por todo apoio, entre outros que não caberiam aqui. A todos os professores do departamento de engenharia elétrica que tive o prazer de conviver, aos técnicos do laboratório de elétrica Elton, Osmar e Edison pelas conversas e aprendizados. A Regiane, Alessandra, Célia, Gustavo e Manoel que sempre receptivos me ajudaram de uma maneira ou outra.

Agradeço ao meus sogros Claudio Visentin e Simoni Gissoni Visentin por sempre me apoiar e me ajudar em momentos difíceis. Aos meus padrinhos Flávio Luiz Marabuzzi e Maria Helena dos Santos Marabuzzi, por sempre orar por mim e compreender a minha ausência.

À CAPES pela bolsa de doutorado e à Faculdade de Engenharia de Bauru (UNESP) pelo intenso período de aprendizado.

*“Provamos através da lógica,
mas descobrimos a partir da intuição.”*

— HENRI POINCARÉ

Resumo

Neste trabalho, é realizado o estudo da aplicação da inversão de sistemas dinâmicos para diagnóstico de falhas nos IGBTs dos conversores de potência de dois níveis CA-CC-CA bi-direcionais (*back-to-back*) aplicados na geração de energia elétrica com fonte eólica por meio de geradores de indução duplamente alimentados. Inicialmente à falha detectada, pode-se avançar para o diagnóstico do IGBT que apresenta a mesma; para tal propósito, utiliza-se o método do produto interno L_2 . Desta forma, com a detecção da falha e o diagnóstico do componente, esta tese aborda um modo de tornar o conversor aqui estudado tolerante às falhas oriundas nos IGBTs. Com isso, adiciona a redundância física com a adição de um braço extra que permanece ocioso na ausência de falha e, caso contrário, assume o lugar do braço que apresenta a falha. O principal objetivo é demonstrar que a inversão dinâmica de sistemas pode ser utilizada como uma ferramenta de redundância analítica baseada em modelo; método que reduz custos por estimar sinais sem a necessidade de utilizar sensores, ou até mesmo utilizar o método para redundância do sensor. Para validar as ferramentas matemáticas aplicadas por esta tese, um conversor boost foi ensaiado em bancada de teste e sua inversa dinâmica foi discretizada, onde constatou sua funcionalidade em sistema embarcado utilizando um (*DSP*). Simulações no ambiente Matlab/Simulink/SymPowerSystems foram realizadas em pequena escala (gerador de 1,1kVA). Durante as simulações foram inseridas as falhas e verificou-se a robustez dos métodos estudados para detecção, diagnóstico e tolerância a falha, com o funcionamento do conversor CC-CA do lado da rede elétrica. Conclui-se que a inversão de sistemas dinâmicos em conjunto com o produto interno L_2 podem ser utilizados como ferramentas de detecção e diagnóstico de falhas em conversores de potência; ainda ao adicionar a técnica de redundância física, o sistema apresentou tolerância a falha o que permitiu a operação do conversor sem danos ao sistema elétrico.

Palavras-chave: Conversor CC-CA, Inversa dinâmica, Geração eólica, Back-to-Back, Diagnóstico e detecção de falhas. Sistemas tolerantes a falha.

Abstract

This thesis, the study of the application of the inversion of dynamic systems to diagnose failures in the IGBTs of two-level converter back-to-back applied in the generation of electric energy with a wind power source through double-fed induction generators. Initially to the detected fault, one can proceed to the diagnosis of the IGBT that presents the same; for this purpose, the L_2 -inner product method is used. Thus, with the fault detection and component diagnosis, this thesis approaches a way to make the converter studied here fault tolerant from the IGBTs. This adds physical redundancy to the addition of an extra arm that remains idle in the absence of failure and otherwise takes over the arm that has the fault. The main objective is to demonstrate that dynamic system inversion can be used as a model-based analytical redundancy tool; a method that reduces costs by estimating signals without the need to use sensors, or even use the method for sensor redundancy. In order to validate the mathematical tools applied by this thesis, a boost converter was tested on the test bench and its dynamic inverse was discretized, where it verified its functionality in an embedded system using a (DSP). Simulations in the Matlab/Simulink/SymPowerSystems environment were performed on a small scale (1.1kVA generator). During the simulations, the faults were inserted and the robustness of the methods studied for detection, diagnosis and fault tolerance was verified with the operation of the DC-AC converter on the side of the power grid. It is concluded that the inversion of dynamic systems together with the L_2 -inner product can be used as tools for detecting and diagnosing failures in power converters; even when adding the technique of physical redundancy, the system presented fault tolerance which allowed the operation of the converter without damage to the electrical system.

Keywords: Converter DC-AC, inversion of dynamic systems, DFIG, Back-to-Back. Fault-detection and diagnosis. Fault-tolerance.

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| FIGURA 1.1 – Energia solar fotovoltaica <i>versus</i> eólica na matriz energética brasileira. | 21 |
| FIGURA 1.2 – Fluxograma de tomada de decisão em sistemas tolerantes a falhas em geradores eólicos. | 23 |
| FIGURA 1.3 – Diagnóstico de falhas baseado em modelo. | 24 |
| FIGURA 1.4 – Fluxograma de sistemas tolerantes a falhas. | 24 |
| FIGURA 2.1 – Curva típica do coeficiente de potência em função de λ . | 29 |
| FIGURA 2.2 – Conexão do DFIG com a turbina e a rede elétrica. | 30 |
| FIGURA 2.3 – Classificação dos geradores frequentemente utilizados em conversão de energia eólica. | 30 |
| FIGURA 2.4 – Classificação dos geradores utilizados com maior frequência em conversão de energia eólica. | 31 |
| FIGURA 2.5 – Exemplos de um conversor back-to-back de dois níveis | 32 |
| FIGURA 2.6 – Modelo de comutação média em tempo contínuo | 33 |
| FIGURA 2.7 – Diagrama de blocos do conjunto DFIG-Convertor | 33 |
| FIGURA 2.8 – Conversor do lado da rede | 35 |
| FIGURA 2.9 – Representação da orientação vetorial do eixo d_r conforme direção de V_r . | 38 |
| FIGURA 2.10 – Representação por diagrama de blocos dos controladores no back-to-back | 39 |
| FIGURA 2.11 – Malha de controle do conversor do lado da rede | 40 |
| FIGURA 2.12 – Malha de controle de corrente i_{de} no domínio s. | 40 |
| FIGURA 2.13 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão V_{CC} . | 41 |
| FIGURA 2.14 – Tensões de fase e de linha do estator e o sistema de eixos $\alpha \beta$. | 42 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 2.15 – Posicionador do fluxo do estator com PLL. | 42 |
| FIGURA 2.16 – Alinhamento do fluxo λ_s com o eixo d_s | 43 |
| FIGURA 3.1 – Estrutura geral de um sistema de controle tolerante a falhas | 46 |
| FIGURA 3.2 – Estrutura geral de um sistema de controle tolerante a falhas ativo . | 48 |
| FIGURA 3.3 – Arquitetura de um sistema de controle tolerante a falha com sub sistema com supervisão | 49 |
| FIGURA 3.4 – Representação da detecção de falhas por análise de sinais | 51 |
| FIGURA 3.5 – Representação da invertibilidade de um sistema. | 53 |
| FIGURA 3.6 – Integrações em cascata | 53 |
| FIGURA 3.7 – Exemplo da inversão à esquerda e da inversão à direita | 54 |
| FIGURA 3.8 – Bloco de realimentação inverso. | 55 |
| FIGURA 3.9 – Circuito RLC série em ambiente Matlab/Simulink. | 57 |
| FIGURA 3.10 – Entrada estimada (fonte de corrente - $u_1(t)$ e fonte de tensão - $u_2(t)$). . | 60 |
| FIGURA 4.1 – Circuito do conversor CC-CC boost. | 62 |
| FIGURA 4.2 – Circuito do conversor CC-CC boost ambiente Matlab/Simulink. . . | 64 |
| FIGURA 4.3 – Representação do espaço de estados em diagrama de blocos do sis- tema inverso do boost. | 66 |
| FIGURA 4.4 – Ambiente Matlab/Simulink com aquisição de sinais por DSP e bloco de inversão dinâmica. | 67 |
| FIGURA 4.5 – Diagrama de blocos em ambiente Matlab/Simulink com o conversor boost discretizado a operar com dinâmica inversa. | 67 |
| FIGURA 4.6 – Montagem do circuito boost e o periférico de processamento de sinais. . | 68 |
| FIGURA 4.7 – Circuito de acionamento do MOSFET pelo DSP. | 68 |
| FIGURA 4.8 – Ambiente de simulação do sistema de geração eólica. | 70 |
| FIGURA 4.9 – Curva de velocidade do vento. | 71 |
| FIGURA 4.10 – Controlador do <i>pitch</i> das pás. | 72 |
| FIGURA 4.11 – Diagrama de blocos para obtenção do torque mecânico com relação à velocidade do vento. | 73 |
| FIGURA 4.12 – Simulação das cargas de 0,86 e 0,92 de fator de potência. | 74 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 4.13 –Diagrama de bloco Transformada de Clarke da tensão e corrente da rede elétrica. | 75 |
| FIGURA 4.14 –Diagrama de bloco Transformada de Park da tensão e corrente da rede elétrica. | 76 |
| FIGURA 4.15 –Controlador do lado da rede. | 76 |
| FIGURA 4.16 –Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de tensão CC. | 77 |
| FIGURA 4.17 –Controlador do lado do rotor. | 80 |
| FIGURA 4.18 –Representação de um inversor de frequência. | 83 |
| FIGURA 4.19 –Diagrama de blocos da modelagem inversa do conversor. | 84 |
| FIGURA 4.20 –Evolução da falha do tipo circuito aberto. | 85 |
| FIGURA 4.21 –Conversor com seletores de falhas. | 85 |
| FIGURA 4.22 –Representação de um TRIAC no simulink. | 86 |
| FIGURA 4.23 –Lógica combinacional para identificação o braço com falha. | 86 |
| FIGURA 4.24 –Lógica combinacional para o acionamento da tolerância e isolamento da falha. | 87 |
| FIGURA 4.25 –Diagrama de blocos do produto interno L_2 | 87 |
| FIGURA 4.26 –Diagrama de blocos da norma euclidiana-2. | 87 |
| FIGURA 5.1 – Tensão de saída do conversor boost utilizado como teste. | 91 |
| FIGURA 5.2 – Corrente do conversor boost utilizado como teste. | 92 |
| FIGURA 5.3 – Sinal de entrada estimado por meio da inversa dinâmica no conversor boost. | 92 |
| FIGURA 5.4 – Potência mecânica na turbina. | 93 |
| FIGURA 5.5 – Torque mecânico na turbina. | 93 |
| FIGURA 5.6 – Torque mecânico na turbina no instante de transitório de potência. | 94 |
| FIGURA 5.7 – Velocidade no gerador. | 94 |
| FIGURA 5.8 – Torque eletromagnético no gerador. | 95 |
| FIGURA 5.9 – Potência reativa da carga. | 95 |
| FIGURA 5.10 –Potência ativa na carga. | 96 |
| FIGURA 5.11 –Potência ativa na carga no instante de transitório de potência. | 96 |

| | |
|--|-----|
| FIGURA 5.12 –Tensão na carga no instante de transitório de potência. | 97 |
| FIGURA 5.13 –Corrente na carga no instante de transitório de potência. | 97 |
| FIGURA 5.14 –Corrente no rotor. | 98 |
| FIGURA 5.15 –Corrente no estator do DFIG. | 98 |
| FIGURA 5.16 –Corrente no estator do DFIG no instante de transitório de potência. | 98 |
| FIGURA 5.17 –Potência ativa na rede. | 99 |
| FIGURA 5.18 –Potência ativa na rede no instante de transitório de potência. | 99 |
| FIGURA 5.19 –Potência reativa da rede. | 100 |
| FIGURA 5.20 –Potência ativa no rotor. | 100 |
| FIGURA 5.21 –Potência ativa no rotor no instante de transitório de potência. | 100 |
| FIGURA 5.22 –Potência reativa no rotor. | 101 |
| FIGURA 5.23 –Potência reativa no rotor no instante de transitório de potência. | 101 |
| FIGURA 5.24 –Potência ativa no DFIG. | 102 |
| FIGURA 5.25 –Potência ativa no DFIG no instante de transitório de potência. | 102 |
| FIGURA 5.26 –Potência reativa no DFIG no instante de transitório de potência. | 102 |
| FIGURA 5.27 –Tensão no barramento CC. | 103 |
| FIGURA 5.28 –Tensão no barramento CC no instante de transitório de potência. | 103 |
| FIGURA 5.29 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação sem falha no interruptores). | 104 |
| FIGURA 5.30 –Saída estimada pelo modelo inversor - sem falha nos interruptores. | 104 |
| FIGURA 5.31 –Topologia com conversor Back-to-Back tolerante a falha com braço redundante. | 105 |
| FIGURA 5.32 –Topologia com conversor do lado da rede tolerante a falha com braço de redundante. | 106 |
| FIGURA 5.35 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço C superior). | 106 |
| FIGURA 5.33 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço A superior). | 107 |
| FIGURA 5.34 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço B superior). | 107 |

| | |
|--|-----|
| FIGURA 5.36 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço A inferior). | 108 |
| FIGURA 5.37 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço B inferior). | 108 |
| FIGURA 5.38 –Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço C inferior). | 109 |
| FIGURA 5.39 –Corrente na carga com a inserção e compensação da falha. | 110 |
| FIGURA 5.40 –Tensão de fase na carga com a inserção e compensação da falha. . . | 110 |
| FIGURA 5.41 –Corrente no estator do DFIG com a inserção e compensação da falha. | 110 |
| FIGURA 5.42 –Corrente no rotor do DFIG com a inserção e compensação da falha. | 111 |
| FIGURA 5.43 –Torque elétrico no DFIG com a inserção e compensação da falha. . . | 111 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| TABELA 2.1 – Exemplos de geradores amplamente utilizados em sistemas de conversão de energia eólica | 31 |
| TABELA 4.1 – Estados do interruptor | 63 |
| TABELA 4.2 – Parâmetros do conversor CC-CC boost. | 64 |
| TABELA 4.3 – Parâmetros do gerador da simulação | 71 |
| TABELA 4.4 – Parâmetros do controlador PI do <i>pitch</i> | 72 |
| TABELA 4.5 – Parâmetros do controlador PI do lado da rede - Malha de tensão no barramento CC | 77 |
| TABELA 4.6 – Parâmetros do controlador PI do lado da rede - Malha da potência reativa | 77 |
| TABELA 4.7 – Parâmetros do controlador PR do lado da rede - Malha de corrente | 78 |
| TABELA 4.8 – Parâmetros dos controladores PI_1 e PI_2 do lado do rotor | 81 |
| TABELA 4.9 – Parâmetros dos controladores PI_3 e PI_4 do lado do rotor | 81 |
| TABELA 4.10 – Parâmetros do conversor <i>back-to-back</i> | 82 |

Lista de Abreviaturas e Siglas

| | |
|------------|---|
| A | Área das pás |
| C_p | Coefficiente de potência |
| CA | Corrente Alternada |
| CC | Corrente Contínua |
| CLI | Conversor Lado Inversor |
| CLR | Conversor Lado Retificador |
| DDF | Detecção e Diagnóstico de Falhas |
| DFIG | Double Fed Induction Generator |
| E | Energia cinética |
| F_s | Fluxo magnético no estator |
| FDD | <i>Fault Detection and Diagnosis</i> |
| FDI | <i>Fault Detection and Isolation</i> |
| FOC | <i>Field-Oriented Control</i> |
| GSC | <i>Grid Side Converter</i> - Conversor do lado da rede elétrica |
| H | Intensidade do campo magnético |
| IGBT | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> |
| i_{dr} | Corrente no eixo de quadratura d do rotor |
| i_{qr} | Corrente no eixo de quadratura r do rotor |
| i_{rede} | Corrente RMS na rede elétrica |
| L_m | Indutância de magnetização |
| L_s | Indutância do estator da máquina |
| L_r | Indutância do rotor da máquina |
| MIMO | <i>Multiple Input – Multiple Output</i> |
| MPPT | <i>Maximum Power Point Tracking</i> |
| N | Número de dentes nas caixa de transmissão |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> |
| V_r | Tensão da rede elétrica |
| V_m | Tensão do rotor da máquina |
| R | Raio das pás |
| r | Resistência elétrica do fio do indutor |

| | |
|------------|--|
| RSC | <i>Rotor Side Converter</i> - Conversor do lado do rotor |
| SISO | <i>Single-Input – Single Output</i> |
| SLIT | Sistemas Lineares e Invariantes no Tempo |
| v | Velocidade do vento instantânea |
| V_{cc} | Tensão no barramento CC |
| V_{dr} | Tensão no eixo-d da rede elétrica |
| V_{qr} | Tensão no eixo-q da rede elétrica |
| V_{dm} | Tensão no eixo-d do rotor |
| V_{qm} | Tensão no eixo-q do rotor |
| V_w | Velocidade do vento |
| V_{rede} | Tensão RMS na rede elétrica |
| VOC | <i>Voltage-Oriented Control</i> |
| P_m | Potência ativa no lado do rotor |
| P_r | Potência ativa no lado da rede elétrica |
| Q_m | Potência reativa no lado do rotor |
| Q_r | Potência reativa no lado da rede elétrica |
| P_v | Potência total disponível na área ocupada pelas pás |
| P_m | Potência mecânica |
| P | número de par de polos do motor |
| PLL | <i>Phase-Locked Loop</i> |
| SCR | <i>Silicon Controlled Rectifier</i> |
| T_{ch} | Período de chaveamento |
| T_e | Torque elétrico |
| T_m | Torque mecânico na saída da caixa de transmissão |
| T_{wt} | Torque no eixo das pás da turbina |
| TRIAC | <i>Triode for Alternating Current</i> |

Lista de Símbolos

| | |
|---------------------------|---|
| β | Ângulo de passo |
| θ_r | Deslocamento angular do lado da rede elétrica |
| σ | Coefficiente de dispersão do fluxo total da máquina |
| ω_r | Velocidade angular do rotor da máquina |
| $\omega_{escorregamento}$ | velocidade relativa ao escorregamento da máquina |
| ΔV_{CC} | Oscilação da tensão no barramento CC |
| λ | Relação de velocidades |
| φ | Ângulo de incidência do vento |
| ρ_{ar} | Densidade do ar |

Sumário

| | | |
|-------|---|----|
| 1 | INTRODUÇÃO | 20 |
| 1.1 | Objetivo Geral | 25 |
| 1.2 | Objetivo Específico | 25 |
| 1.3 | Estrutura do Trabalho | 26 |
| 2 | GERAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA POR MEIO DE TURBINAS EÓLICAS | 27 |
| 2.1 | Turbinas Eólicas com Geradores de Indução Trifásicos com Duplo Enrolamento | 27 |
| 2.2 | Conversor de Potência Bidirecional (Back-to-Back) | 31 |
| 2.3 | Sistema de Controle de Geradores de Indução Trifásicos com Du- plo Enrolamento | 33 |
| 2.3.1 | Controle do Lado da Rede Elétrica | 35 |
| 2.3.2 | Controle do Lado do Rotor | 41 |
| 3 | SISTEMAS DE DIAGNÓSTICO E DETECÇÃO | 45 |
| 3.1 | Classificação de Sistemas de Controle Tolerante a Falhas | 46 |
| 3.2 | Diagnóstico e Isolação de Falhas Aplicado em Conversores de Potência | 50 |
| 3.3 | Modelagem de Sistemas Inverso | 53 |
| 3.3.1 | Estudo de caso: Invertibilidade dinâmica esquerda de um circuito RLC série | 57 |
| 4 | ESTUDOS DE CASOS | 61 |
| 4.1 | Ambiente de simulação com invertibilidade dinâmica esquerda no conversor CC-CC boost | 61 |

| | | |
|------------|--|-----|
| 4.2 | Ambiente de simulação de geração eólica | 69 |
| 4.2.1 | Simulação da dinâmica do vento no MPPT | 69 |
| 4.2.2 | Cálculos de elementos passivos dos conversores | 82 |
| 4.2.3 | Aplicação da inversão dinâmica do conversor operando como inversor de frequência | 83 |
| 4.2.4 | Circuito do conversor com adição de falhas nos interruptores | 84 |
| 4.2.5 | Circuito do conversor tolerante à falha | 86 |
| 4.2.6 | Deteção e diagnóstico da falha | 87 |
| 4.3 | Modelagem inversa da dinâmica do conversor do lado da rede | 88 |
| 5 | RESULTADOS E DISCUSSÕES | 91 |
| 5.1 | Resultados do Conversor boost | 91 |
| 5.2 | Conversor back-to-back operando sem falha | 93 |
| 5.3 | Resposta do modelo inverso esquerdo com o conversor operando sem falha | 103 |
| 5.4 | Resposta do modelo inverso esquerdo com o conversor operando com falhas | 105 |
| 6 | CONCLUSÃO | 112 |
| 6.1 | Trabalhos Futuros | 113 |
| | REFERÊNCIAS | 115 |

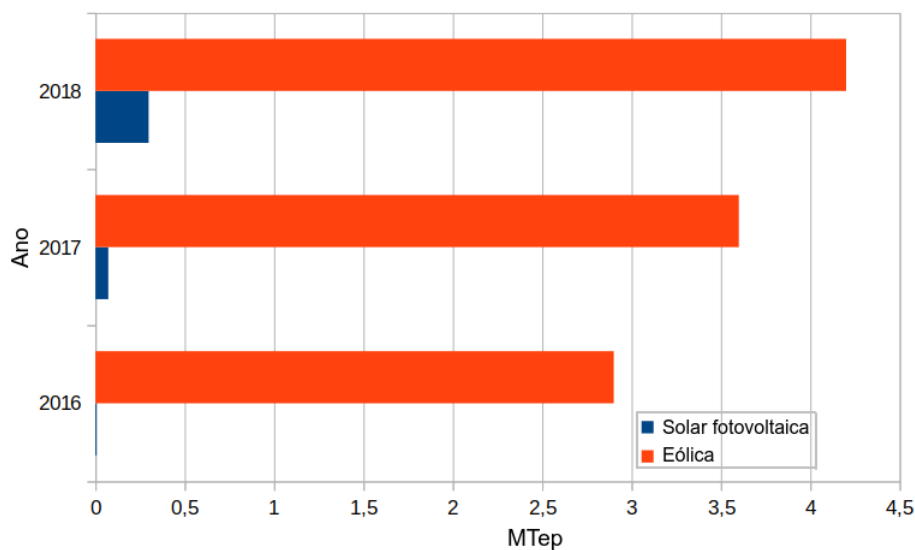
1 Introdução

Nas últimas décadas, além do aumento da preocupação com os níveis de emissão de gás carbônico, contribuinte do aquecimento global e das mudanças climáticas, as fontes convencionais de energia, tais como, carvão, petróleo e gás acarretam em riscos financeiros, uma vez que geram constantes oscilações de preço e problemas técnico-econômicos em virtude do esgotamento das reservas. Este fato associado à crescente demanda por eletricidade, ocasionada pelo franco desenvolvimento mundial, faz com que o uso e estudo das fontes não convencionais de energia se destaquem (PINTO, 2012).

Neste cenário, tanto a comunidade científica quanto as principais potências mundiais estão dedicando esforços para que haja o atendimento da crescente demanda de energia com o mínimo impacto ao meio ambiente. Este esforço se dá principalmente na busca em pesquisar e aprimorar as fontes renováveis de energia, visando ampliar a exploração de recursos naturais até então pouco aproveitados e contribuindo para o aumento no rendimento global dessas fontes (LEI *et al.*, 2017). A Figura 1.1, mostra a relação da energia solar fotovoltaica em comparação a eólica na matriz energética brasileira nos últimos anos.

Devido a sua natureza limpa e renovável, a energia eólica tem se tornado uma das mais importantes fontes renováveis de energia em todo o mundo (BOUTOUBAT *et al.*, 2013). Em comparação com as demais, a eólica se destaca pela sua viabilidade econômica, baixa relação custo/benefício de exploração e por apresentar rápido desenvolvimento tecnológico, crescendo exponencialmente ao longo dos anos (ACKERMANN, 2005); (SALLES, 2009); (TAPIA *et al.*, 2003).

Neste contexto, a tecnologia de sistemas de energia eólica está se desenvolvendo rapidamente. Estes sistemas são normalmente classificados em duas categorias: velocidade fixa e velocidade variável. A maioria das turbinas eólicas que operam em velocidade constante utilizam o gerador de indução em gaiola de esquilo conectado diretamente à rede elétrica. Essa topologia foi muito aplicada durante as décadas de 1980 e 1990, principalmente devido à sua simplicidade, custo relativamente baixo e boa robustez. Por outro lado, esta tecnologia apresenta limitada eficiência aerodinâmica, necessidade de manutenção de sua caixa de transmissão e instalação de banco de capacitores para compensação

FIGURA 1.1 – Energia solar fotovoltaica *versus* eólica na matriz energética brasileira.

Adaptado de : (BRASIL, 2019) e (BRASIL, 2018).

de reativos. Além disso, sua principal desvantagem é o fato da extração de potência não ser otimizada (PINTO, 2012); (REKIOUA, 2014); (SLOOTWEG, 2003).

Com o crescimento da eletrônica de potência, a fabricação de turbinas eólicas operando em velocidade variável passou a ganhar espaço. A utilização de conversores de potência conectados entre a turbina eólica e a rede elétrica permite o desacoplamento entre a velocidade do rotor e a frequência da rede, tornando possível o controle da velocidade do gerador e garantindo que a flutuação da potência e do torque esteja dentro dos limites (MARQUES, 2004); (SALLES, 2009).

Desse modo, esta tecnologia vem recebendo atenção por apresentar uma maior eficiência e melhorar a qualidade de energia elétrica, tendo como vantagens: a redução do estresse mecânico, a possibilidade de extrair a máxima potência, a compensação dinâmica das pulsações de torque e potência e redução acústica, por trabalharem em baixa velocidade (MULLER *et al.*, 2002). Em sistemas de energia eólica operando com velocidade variável, se destacam a utilização de dois tipos de geradores: geradores síncronos e geradores de indução. Ambas topologias são amplamente utilizadas em parques eólicos instalados por todo o mundo, em que cada tipo de máquina possui vantagens e desvantagens, fazendo com que cada uma dessas topologias sejam úteis para determinadas aplicações.

A vantagem da utilização do gerador síncrono se encontra na sua característica construtiva, possibilitando sua construção com um grande número de polos, uma vez que possibilita a operação em baixa velocidade rotacional mecânica, ou seja, não necessita de multiplicador de velocidade. Outra vantagem associada a esse tipo de máquina é a não apresentação de escovas. Por outro lado, o conversor eletrônico empregado entre

seus terminais e a rede é dimensionado para uma potência de 100% da potência nominal do sistema, fazendo com que haja um maior custo e aumento das perdas (ABAD *et al.*, 2011); (CARRASCO *et al.*, 2006); (REKIOUA, 2014).

Dessa maneira, o gerador de indução duplamente alimentado, do inglês *Double Fed Induction Generator (DFIG)* é uma tecnologia interessante para aplicações em sistemas de energia eólica de velocidade variável, uma vez que apresenta como principal vantagem o dimensionamento do conversor eletrônico para cerca de 30% da potência nominal do sistema (potência máxima no rotor do DFIG), reduzindo o custo do conversor e diminuindo a perda de potência. O conversor eletrônico aplicado à este tipo de configuração é o back-to-back que permite o fluxo bidirecional de potência, controle de potência ativa e reativa nos quatro quadrantes, além de estar conectado entre o rotor do DFIG e a rede elétrica (MULLER *et al.*, 2002); (REKIOUA, 2014); (XU; CARTWRIGHT, 2006).

Por apresentar o fluxo bidirecional de energia, facilidade do ajuste da tensão de barramento de corrente contínua, controle de potência ativa e reativa separadamente, além de, com o uso do controlador proporcional ressonante e o indutor *choke* obtém-se a corrente senoidal na rede, com essas vantagens faz o conversor back-to-back ser amplamente utilizado em várias aplicações, tais como acionamentos elétricos e sistemas de conversão de energia renovável (SAINI *et al.*, 2017) e (RODRIGUES, 2010).

No entanto, uma vez que uma falha ocorra em qualquer chave de potência do back-to-back, a operação contínua do sistema é interrompida. Isso muitas vezes não é desejável, pois há a necessidade de manutenção da continuidade de operação (ZHAO; CHENG, 2018); (ZHOU *et al.*, 2016a). Segundo (SOARES *et al.*, 2018), os conversores de potência são responsáveis por 25% das falhas de um sistema de geração de energia eólica e métodos baseados em modelos matemáticos para diagnóstico de falhas nas chaves de potência podem ser empregados em sistemas dotados com DFIG até 1,5 MW. Dessa forma, o diagnóstico de falhas e implementação de sistemas tolerantes a falhas tornou-se uma área de pesquisa de suma importância (DONGSHENG *et al.*, 2015). Sistemas tolerantes a falhas e diagnóstico de falhas já são amplamente utilizados em processos aeroespaciais e indústria automotiva, em que sistemas de interrupções podem levar a perdas econômicas imensuráveis (ZHOU *et al.*, 2016a). A tomada de decisão em sistemas tolerantes a falhas em geração de energia eólica pode ser vista na Figura 1.2.

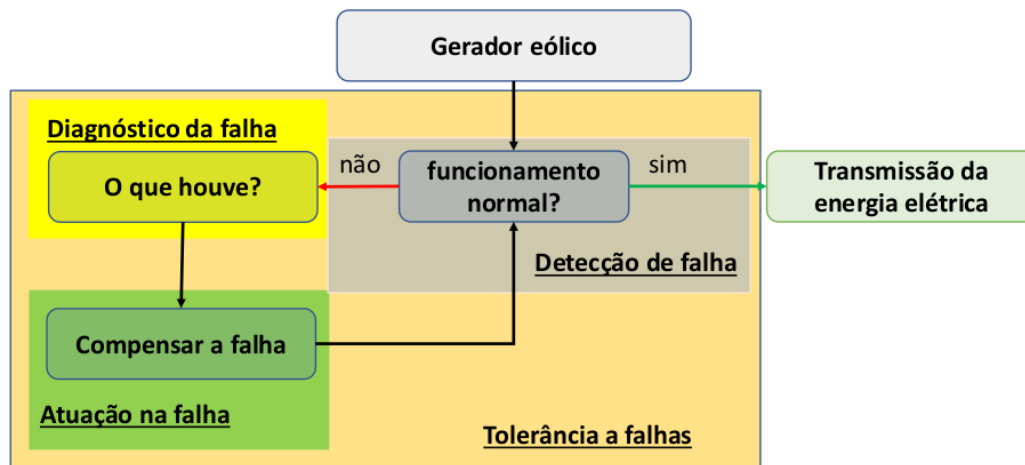


FIGURA 1.2 – Fluxograma de tomada de decisão em sistemas tolerantes a falhas em geradores eólicos.

Com a crescente expansão de sistemas utilizando a energia eólica operando com velocidade variável, tendo como máquina primária um gerador de indução duplamente alimentado com o emprego de um conversor back-to-back, faz com que haja um grande investimento de recursos e estudos para que a tecnologia tolerante a falha seja empregada para esta aplicação. Estes sistemas estão geralmente sujeitos a difíceis condições ambientais, onde o conversor eletrônico é submetido a altas temperaturas e estresse mecânico, fazendo este dispositivo ser o elemento com maior susceptibilidade de falha em turbinas eólicas.

Estudos estatísticos mostram ainda, que a frequência de falhas no conversor back-to-back é muito maior do que nas demais partes das turbinas eólicas (ZHAO; CHENG, 2018). Dessa maneira, com o intuito de não existir perdas econômicas e interrupção de operação neste tipo de sistema eólico, vários são os trabalhos na literatura que abordam a aplicação de sistemas tolerantes a falha em sistemas de geração eólica baseado em DFIG.

O diagnóstico de falha pode ser abordado em dois métodos: técnicas de redundância de hardware são baseados em sensoriamento e aquisição de sinais. Esses dados são obtidos por meio de vários tipos de sensores, tais como: elétrico; químico; térmico e vibração (CONG *et al.*, 2007); (MASRIE *et al.*, 2009). Entretanto, o custo da redundância dos sensores para cada medida é alto. Entretanto, a técnicas de software, método baseado em modelo conforme a Figura 1.3, requerem um bom entendimento analítico do sistema e o conhecimento de seu funcionamento para a detecção de falhas, tais como analisados nos seguintes trabalhos (ANDRIAMALALA *et al.*, 2008); (HUANG *et al.*, 2007); (PUIG *et al.*, 2008). Além disso, este conhecimento analítico do sistema pode fornecer base para a construção de observadores não lineares ou sistemas inteligentes para a estimação de variáveis.

Com isso, em muitas aplicações, é importante não só a detecção da falta como também tratar-la o mais rápido possível.

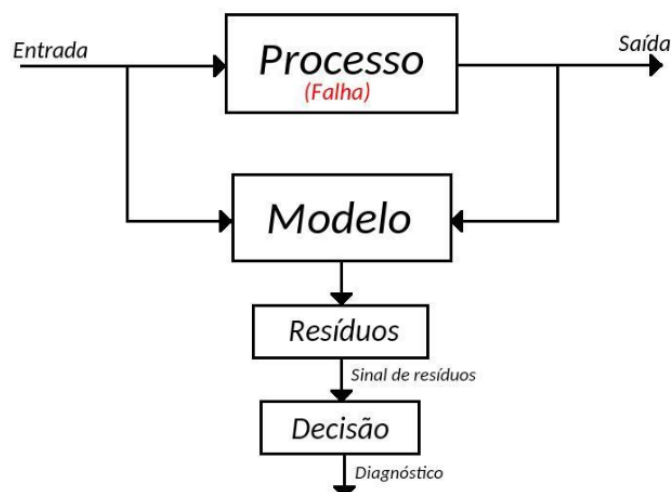


FIGURA 1.3 – Diagnóstico de falhas baseado em modelo.

Conforme a Figura 1.4, sistemas tolerantes a falhas apresetam características interessantes e alguns trabalhos que abordam sistemas tolerantes a falha podem ser encontrados em (DIAO; PASSINO, 2001); (DONGSHENG *et al.*, 2015); (HUANG *et al.*, 2012); (SAKULCHOTRUANGDET; KHWAN-ON, 2016); (ZHOU *et al.*, 2016a) e (MENDES, 2005).

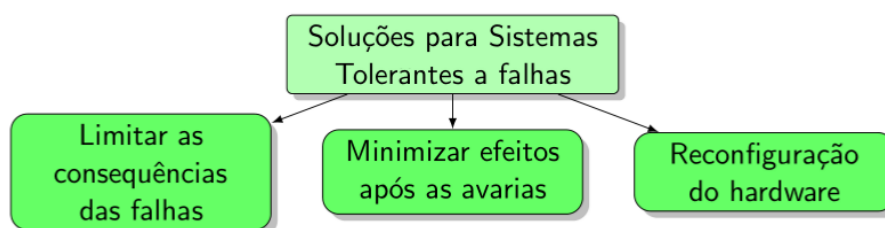


FIGURA 1.4 – Fluxograma de sistemas tolerantes a falhas.

Fonte: (MENDES, 2005).

Assim, este trabalho tem como principal contribuição, aumentar a confiabilidade na operação do conversor por meio do algoritmo de inversão dinâmica de sistemas baseado em modelo, método pouco explorado na literatura e sem publicação de trabalhos no Brasil. Entretanto tal método é capaz de realizar a detecção da falha nos interruptores do conversor de potência back-to-back e implementar um sistema tolerante a falha, de modo que o conversor acoplado no lado da rede não sofra interrupção em nenhum momento de sua operação, eliminando transitórios indesejados na rede elétrica e garantindo o bom funcionamento do mesmo quando aplicado a sistemas de geração eólica equipados com

DFIG. Cabe destacar-se que os conversores de dois níveis são mais suscetíveis às falhas, pois não apresentam uma topologia com redundância de interruptores como os conversores de potência de três e cinco níveis, por exemplo.

1.1 Objetivo Geral

Realizar um estudo sobre o potencial da inversa dinâmica para diagnóstico e detecção de falhas em dispositivos chaveados, desenvolvimento de um conversor boost para ensaio em bancada a fim de comprovar a eficácia do método com aquisição de sinais em tempos real, desenvolver em ambiente de simulação Matlab/Simulink de um sistema de geração de energia eólica equipada DFIG, conversor back-to-back com controle de reativo a fim de aplicar a inversa dinâmica e estimar possíveis falhas nos braços do inversor de frequência acoplado na lado da rede.

1.2 Objetivo Específico

Os objetivos específicos são:

- Levantar a fundamentação teórica sobre invertibilidade dinâmica;
- Analisar métodos de detecção e diagnóstico de falhas em dispositivos chaveados eletronicamente;
- Estudar métodos de tolerância a falhas em inversores de frequência;
- Discretizar a inversa dinâmica do conversor CC-CC tipo boost, com o propósito de validar a funcionalidade da ferramenta para operar em tempo real com o sistema embarcado em DSP;
- Desenvolver ambiente de simulação em ambiente Matlab/Simulink de um sistema de geração de energia eólica dotado com DFIG e conversor back-to-back com controle de reativo na rede e velocidade do vento variável;
- Inserir falhas nos IGBTs do conversor no lado da rede, pois uma vez validada a metodologia desse trabalho, pode-se aplicar no conversor do lado da máquina;
- Aplicar a inversa dinâmica no dispositivo a fim de detectar e diagnosticar qual braço do dispositivo apresenta a falha;
- Implementar algoritmo de tolerância a falha do tipo redundância física no braço com avaria detectada por meio da inversa dinâmica associada ao produto interno L_2 ;

- Realizar simulações para obter os transitórios que as falhas impõem no sistema e dinâmica para o circuito de tolerância restabelecer o regime permanente na rede.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho encontra-se dividido em seis capítulos. O primeiro consiste em acontecimentos históricos, introdução, objetivos e procedimentos metodológicos. O segundo capítulo traz a fundamentação teórica necessária para explicar o funcionamento do sistema de geração de energia eólica com o uso do DFIG e o conversor back-to-back. O terceiro capítulo oferece ênfase no processo do sistema de detecção e diagnóstico de falhas, destaca-se o equacionamentos da invertibilidade dinâmica e exemplo de um circuito linear em tempo contínuo. Têm-se no quarto capítulo os materiais e método utilizados por esse trabalho como, o desenvolvimento do conversor boost para ensaios em bancada para verificação do sinal estimado por meio da inversa dinâmica em tempo real via DSP em interface com Matlab/simulink e a simulação do sistema de geração de energia eólica com o inversor do lado da rede com disposição a falhas nos IGBTs, aplicados os métodos de diagnóstico/detecção das falhas e a tolerância a falha. Entretanto, o quinto capítulo reúne o estudo dos resultados obtidos da análise da operação do protótipo do conversor boost como resultado experimental em bancada e o sistema de geração de energia eólica com todas as respostas dinâmicas e estáticas provando o funcionamento dos métodos propostos por esse trabalho. Por último, o sexto capítulo descreve o alcance dos objetivos, a conclusão do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

2 Geração de Energia Elétrica por meio de Turbinas Eólicas

2.1 Turbinas Eólicas com Geradores de Indução Trifásicos com Duplo Enrolamento

No início das aplicações de energia eólica em meados de 1990, os geradores eram máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo. Com isso, eram usadas as turbinas com controle da potência quando os valores da velocidade do vento era superior à nominal da máquina. Isso foi possível através do desenho das pás. Ao atingir a velocidade nominal, as turbinas, nessa configuração, denominadas na literatura como *stall*, entram em perda aerodinâmica, deste modo limitando a potência mecânica transmitida. Com as principais vantagens de serem: simples, robustas e com baixo custo em relação a outras tecnologias.

A desvantagem se dá por operar em velocidade única (mais precisamente em uma faixa restrita de velocidade), o que não possibilita o máximo aproveitamento da energia disponível nos ventos. Além disso, variações na velocidade do vento resultam em variações na potência ativa gerada pela turbina. Porém, o conjunto máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo, com a regulação de potência por turbinas *stall* foram utilizadas por bastante tempo na geração eólica (SANTOS, 2007) e (NAKATA, 2018). O controle *stall* é um sistema passivo onde não se pode ajustar os ângulos das pás, obtendo-se assim velocidade sempre fixa. Com isso, surgiu a necessidade de encontrar um meio de ajustar as pás da turbina conforme a velocidade do vento e, assim, extrair o máximo de potência mecânica. O meio de resolver o problema da velocidade fixa se deu, com o posicionamento do ângulo das pás da turbina (ABIR *et al.*, 2016). Desta forma, surgiu a estratégia de controle de um gerador eólico de velocidade variável, denominado controle de pitch, que tem o objetivo de calcular o torque do aerogerador e ajustar o ângulo das pás, de modo a extrair a máxima energia do vento, manter e operar a turbina em modo seguro, permitindo o controle da potência produzida, da velocidade do aerogerador e o torque. Esse método de controle minimiza as tensões mecânicas impostas à turbina, pois não há variações abruptas de vento. Para converter o fluxo do vento em energia cinética rotacional aplicada no eixo

mecânico da turbina tem-se a energia cinética (2.1) (SOHN, 2014).

$$E = \frac{1}{2}m_{ar}v^2 \quad (2.1)$$

A energia cinética associada ao fluxo de ar de m_{ar} e velocidade v . O fluxo de ar que flui pela região circular, corresponde à área ocupada pelas pás da turbina. Sendo A a área das pás, de raio R que desloca a massa de ar em um período m_{ardest} conforme (2.2).

$$m_{ardest} = \rho_{ar}AV \quad (2.2)$$

adota-se ρ_{ar} a 1 atm e a 25°C como 1,225 kg/m³.

Substituindo 2.2 em 2.1:

$$P_v = \frac{1}{2}\rho_{ar}Av^3 \quad (2.3)$$

P_v é a potência total disponível na área ocupada pelas pás. Como há perda de energia entre a conversão da energia do vento e o eixo mecânico, surge o coeficiente de potência C_p . A (2.4) expressa a potência extraída do vento e a conversão da potência mecânica absorvida pelas pás da turbina.

$$P_m = \frac{1}{2}\rho_{ar}C_pAv^3 \quad (2.4)$$

O ângulo de passo ou *pitch* é conhecido como β , o ângulo de incidência φ e o ângulo de ataque α os parâmetros de velocidades: relativa v_{rel} , da ponta das pás v_{pp} . λ é a relação de velocidades (2.5) e o ângulo de incidência pode ser obtido através de (2.6).

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{v_{pp}} \quad (2.5)$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\lambda}\right) \quad (2.6)$$

A potência mecânica da turbina pode ser expressa por (2.7) e o torque aerodinâmico por (2.8).

$$P_m = \frac{1}{2}\rho_{ar}C_p(\lambda, \beta)\pi R^2v^3 \quad (2.7)$$

$$T_a = \frac{1}{2\lambda}\rho_{ar}C_p(\lambda, \beta)\pi R^3v^2 \quad (2.8)$$

Para (SOHN, 2014) pode-se concluir, que a conversão de energia eólica em mecânica pode ser controlada pela variação do ângulo β e pela variação da relação de velocidades λ conforme as variações do vento v . Como o comprimento das pás R são contantes, variações de λ existem, conforme ocorram variações da velocidade angular do rotor da turbina (ω_t) e variações da velocidade do vento v . A Figura 2.1 mostra o coeficiente de potência para um aerogerador em função do parâmetro λ , para um determinado ângulo β . O ponto de operação ótimo da turbina é o máximo da curva, calculada a partir de (2.9) onde v_{esp} é a velocidade específica do vento.

$$\lambda_{t\acute{o}m\acute{o}} = \frac{\omega_{esp}R}{v_{esp}} \quad (2.9)$$

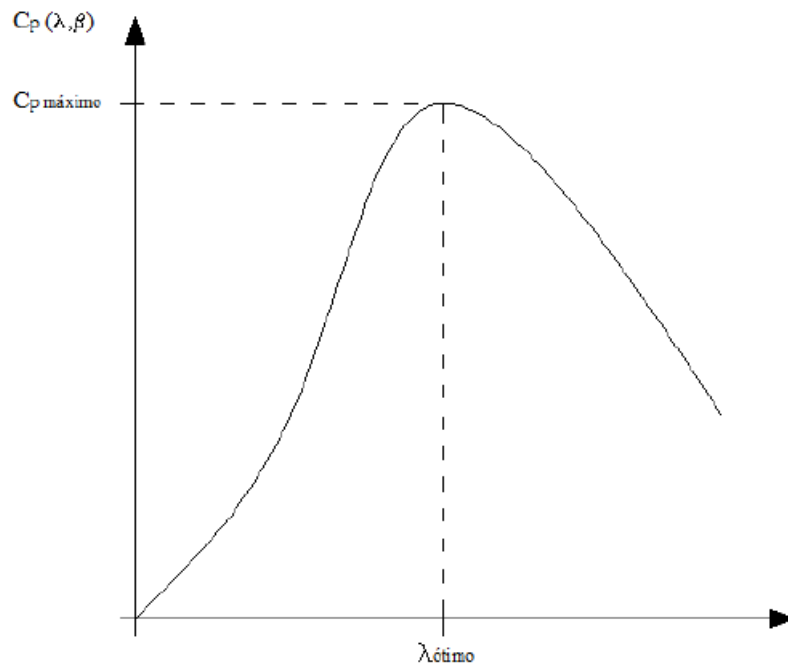


FIGURA 2.1 – Curva típica do coeficiente de potência em função de λ .

Fonte: (SOHN, 2014).

Normalmente, as curvas referentes ao coeficiente de potência são obtidas por experimentos para cada aerogerador. Para os geradores elétricos, o gerador síncrono de ímã permanente e o gerador de indução duplamente alimentado (DFIG), são duas das tecnologias mais utilizadas nas turbinas de velocidade variável (NAKATA, 2018). Turbinas eólicas usando DFIG foram amplamente utilizados em todo o mundo durante as últimas décadas, porque elas têm regulação de potência reativa e regulação de potência ativa, operando em velocidade variável e são facilmente conectadas com uma rede elétrica graças o modo de excitação do DFIG como demonstrado na Figura 2.2 (TUKA *et al.*, 2017).

Conforme a Figura 2.4 apresenta, existem diversos tipos de motores que podem ser

utilizados em sistemas de geração de energia eólica, portanto, cada motor tem seu melhor desempenho e, pode ser exemplificado na tabela 2.1. A Figura 2.4 mostra a relação entre o diâmetro do rotor versus a velocidade do vento e máxima potência extraída.

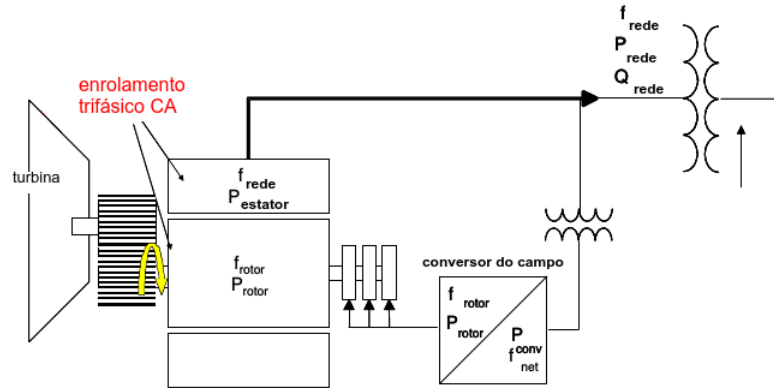


FIGURA 2.2 – Conexão do DFIG com a turbina e a rede elétrica.

Adaptado de: (MILLER; SANCHEZ-GASCA, 2003).

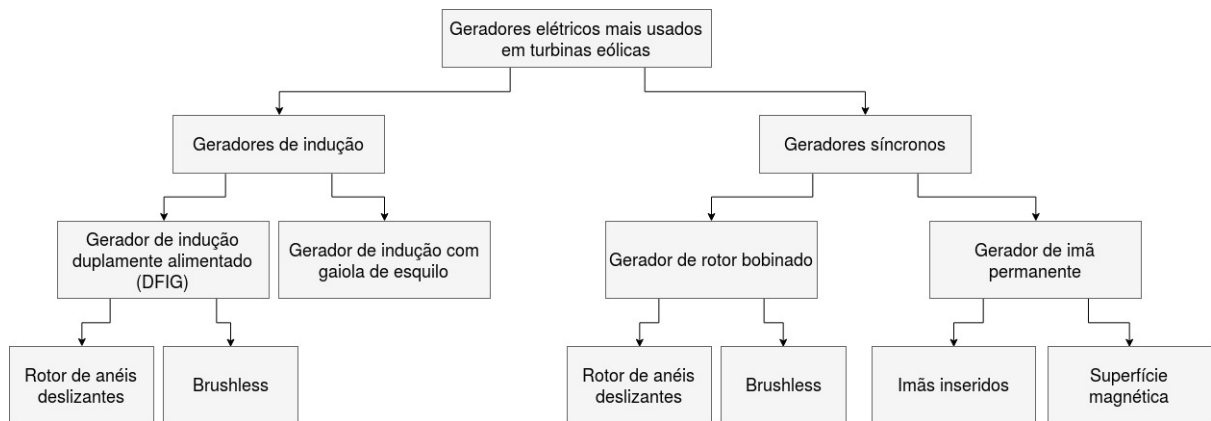


FIGURA 2.3 – Classificação dos geradores frequentemente utilizados em conversão de energia eólica.

Adaptado de: (WU *et al.*, 2011).

TABELA 2.1 – Exemplos de geradores amplamente utilizados em sistemas de conversão de energia eólica

| Tipo de gerador gerador | Dupla alimentação (DFIG) | Gaiola de esquilo (SCIG) | Rotor com duplo enrolamento (WRSG) | Imã permanente (PMSG) |
|-------------------------|--------------------------|--------------------------|------------------------------------|-----------------------|
| Tensão de linha | 690 V | 690 V | 400 V | 3 kV |
| Potência | 2 MW | 2.3 MW | 2.3 MW | 5.32 MW |
| Freq. do estator | 50 Hz | 50 Hz | – | 19.6 Hz |
| Velocidade | 900-1900 rpm | 600-1600 rpm | 6-21.5 rpm | 58.6-146.9 rpm |
| Número de pólos | 4 | 4 | 72 | 28 |
| Marca-modelo | Gamesa G90 | Siemens SWT-2.3-101 | Enercon E-70 | Muktibrid M5000 |

Adaptado de: (WU *et al.*, 2011).

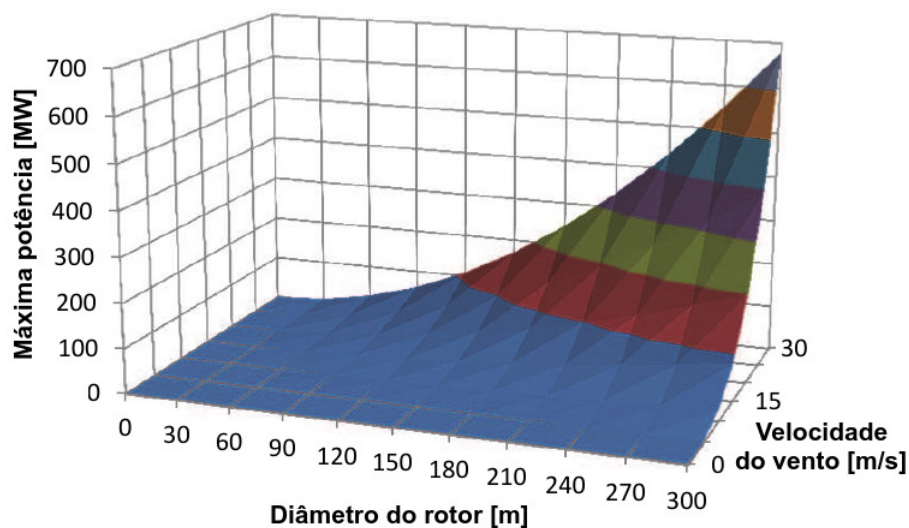


FIGURA 2.4 – Classificação dos geradores utilizados com maior frequência em conversão de energia eólica.

Adaptado de: (RAGHEB; RAGHEB, 2011).

Apesar do DFIG necessitar de um maior número de manutenção em relação ao gerador de indução com rotor de gaiola de esquilo, por apresentar caixa de transmissão, porém, o seu uso se justifica por gerar maior potência e como já visto, o benefício dos controles de potências ativas e reativas, conforme a variação da velocidade do vento.

2.2 Conversor de Potência Bidirecional (Back-to-Back)

Devido à geração sazonal da energia eólica necessitar de estratégias para seu funcionamento com a velocidade variável do vento, os sistemas de geração necessitam superar esse obstáculo. Assim, máquinas elétricas acopladas diretamente às turbinas apresentam tensão trifásica em seus terminais com amplitude e frequência variáveis. Para o

acoplamento desse gerador à rede elétrica é necessário inserir um conversor estático bidirecional (Figura 2.5). Essa topologia é largamente utilizada por apresentar versatilidade de operação regenerativa em acionamentos de máquinas de indução e síncronas e também para geração de energia elétrica com conexão à rede elétrica e, desse modo, e com isso, pode-se corrigir o de fator de potência. O Conversor é composto de um estágio retificador controlado (CLR) conectado a um estágio inversor PWM também a IGBTs (CLI), ambos em operação de fonte de tensão, através de um barramento de CC. Tal topologia possui uma grande flexibilidade, uma vez que os dois estágios são constituídos por módulos semicondutores equivalentes e possuem estratégias similares de controle. A tensão do barramento CC é mantida acima do nível da tensão nos lados CA dos conversores, o que possibilita o fluxo bidirecional de potência ativa e reativa mesmo em velocidades elevadas do gerador (SOARES *et al.*, 2012); (AMIRAT *et al.*, 2007); (TIMBUS *et al.*, 2009).

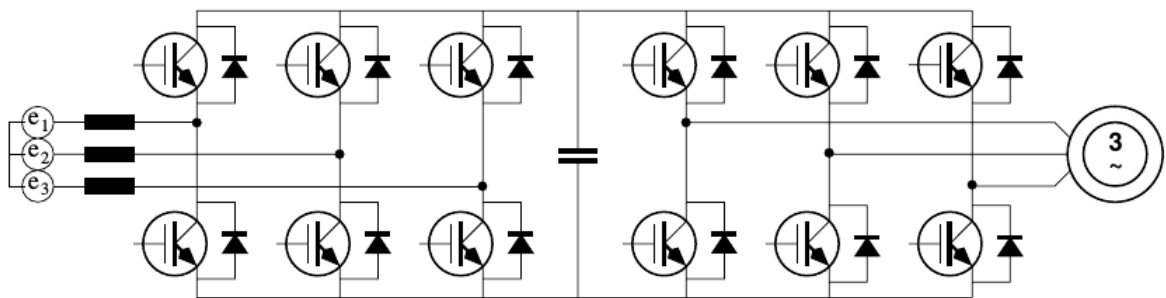


FIGURA 2.5 – Exemplos de um conversor back-to-back de dois níveis

Adaptado de: (CARLSSON, 1998)

Segundo (CRISPIM, 2018), os conversores eletrônicos são compostos por chaves eletrônicas de potência que podem operar em alta eficiência.

Analisa-se o modo de operação do conversor conectado ao lado da rede elétrica, conforme o sentido do fluxo da potência no back-to-back. Se o conversor consumir a potência, o conversor opera como um retificador, porém, quando o gerador está injetando potência na rede o conversor funciona como um inversor. Para a análise, o circuito é modelado e linearizado em um ponto de operação (Figura 2.6), isso permite ponderá-lo em tempo contínuo, substituindo todos os valores instantâneos por seus equivalentes médios. A frequência de chaveamento do back-to-back é assumida como suficientemente alta para tornar válida tal análise. O suficientemente alto, neste caso, significa que a ondulação de comutação deve ser insignificante em comparação com os valores médios (CARLSSON, 1998).

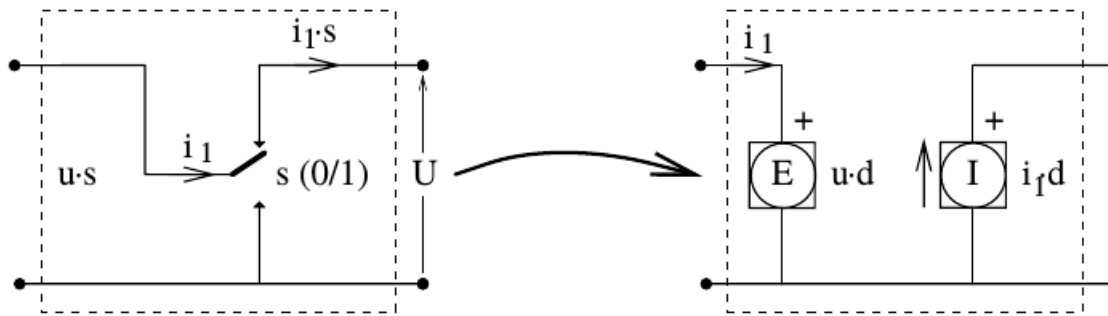


FIGURA 2.6 – Modelo de comutação média em tempo contínuo

adaptado de: (CARLSSON, 1998)

2.3 Sistema de Controle de Geradores de Indução Trifásicos com Duplo Enrolamento

Para se conectar com a rede elétrica e melhorar a qualidade de energia transferida à rede elétrica, os DFIGs são equipados com um conversor back-to-back. O diagrama de blocos típico do uso do DFIG em conjunto com o conversor back-to-back ligada à rede elétrica por meio do (GSC) e o enrolamento do rotor é conectado ao (RSC), representado na Figura 2.7.

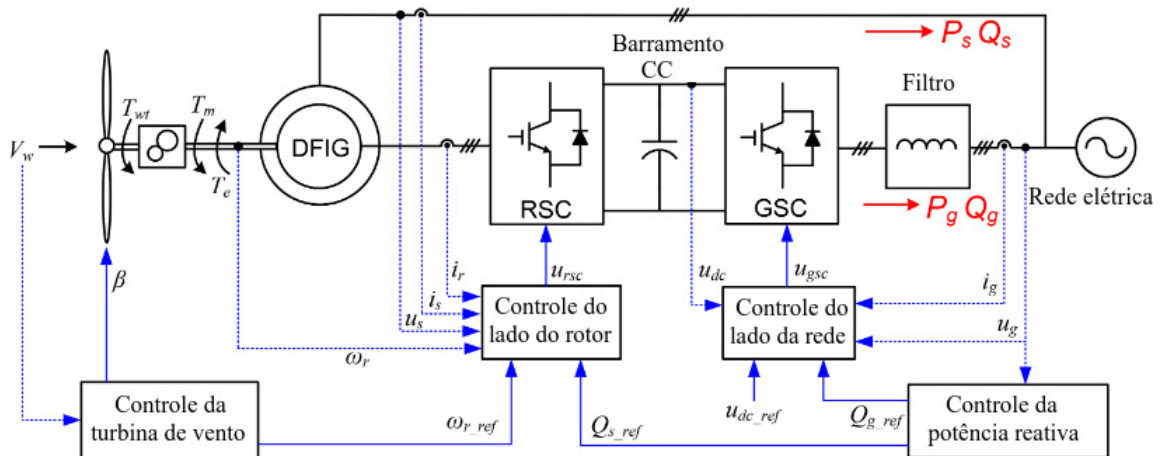


FIGURA 2.7 – Diagrama de blocos do conjunto DFIG-Convertor

adaptado de: (ZHOU; BLAABJERG, 2017)

Segundo (TUKA *et al.*, 2017), para obter eficientemente a potência disponível do vento e permitir um fluxo de energia estável nos terminais da máquina, o controle do DFIG é de grande relevância. Como a variação de tensão está diretamente relacionada à potência ativa e variações de potência reativa, especialmente no caso de uma rede elétrica instável,

onde a tensão sofre flutuações, o DFIG pode ser controlado a fim de produzir ou absorver uma quantidade de potência reativa, de acordo com os requisitos necessários de operação com a finalidade de controle e estabilidade de fluxo. O conversor do lado do rotor (RSC) é usado para controlar a potência ativa e reativa; enquanto o conversor do lado da rede (GSC) controla a tensão do circuito intermediário (barramento CC) para ser usada como fonte de tensão estável. O método de orientação do fluxo do estator e a orientação da tensão da rede são técnicas de controle mais utilizadas (ZHOU; BLAABJERG, 2017).

O circuito do estator do DFIG é diretamente ligado à rede elétrica, ou é necessário o uso de transformador, enquanto o lado do rotor está conectado à rede elétrica através dos conversores do back-to-back, são denominados conversor do lado do rotor (RSC) e o conversor do lado da rede (GSC) devido às suas posições. Em relação ao tipo de controle do conversor do lado do rotor, o controle vetorial e o controle direto são as técnicas mais utilizadas. O controle vetorial pode ser dividido ainda em controle orientado ao fluxo do estator (FOC) e no controle orientado à tensão do estator (VOC) pelas diferentes orientações da estrutura rotativa síncrona. Se o fluxo do vetor está alinhado ao eixo d (transformada de Park) do quadro rotativo, o controle por desacoplamento do torque eletromagnético e a corrente de excitação no FOC podem ser alcançados. No caso em que o vetor de tensão estiver alinhado, independente da potência ativa ou da potência reativa pode-se utilizar o VOC. Enquanto isso, o controle direto pode ser ainda classificado como o controle direto do torque e o controle direto de energia com os objetivos de controle do torque eletromagnético juntamente com o fluxo do rotor e a potência ativa em conjunto com a potência reativa, respectivamente. Comparado com o controle vetorial, embora o controle direto possa ter vantagens como: fácil implementação, resposta rápida e melhor robustez, a frequência de comutação não é fixa, o que resulta em flutuações do torque eletromagnético, da corrente e no fluxo do gerado (TUKA *et al.*, 2017) e (ZHOU; BLAABJERG, 2017).

Segundo (DINESH *et al.*, 2014), o valor do capacitor no barramento CC pode ser obtido através de (2.10):

$$C \geq \frac{T_{ch}P_e}{\Delta V_{CC}V_{CC}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_L}{V_{CC}} \right) \quad (2.10)$$

e em (CARLSSON, 1998), o valor do indutor de saída do conversor do lado da rede é obtido por (2.11):

$$L_f = \frac{1}{2} \frac{T_{ch}V_L}{\Delta i_e} \left(1 - \frac{V_L}{\sqrt{2/3}V_{CC}} \right) \quad (2.11)$$

Sendo: P_e a potência nominal do conversor, V_L a tensão rms de linha, V_{CC} tensão no

barramento CC, T_{ch} o período de chaveamento, ΔV_{CC} a variação de tensão do barramento CC e Δi_e a variação de corrente do barramento CC.

2.3.1 Controle do Lado da Rede Elétrica

A Figura 2.8 apresenta o conversor do lado da rede acoplado à rede elétrica através de uma reatância com indutância L e resistência interna r .

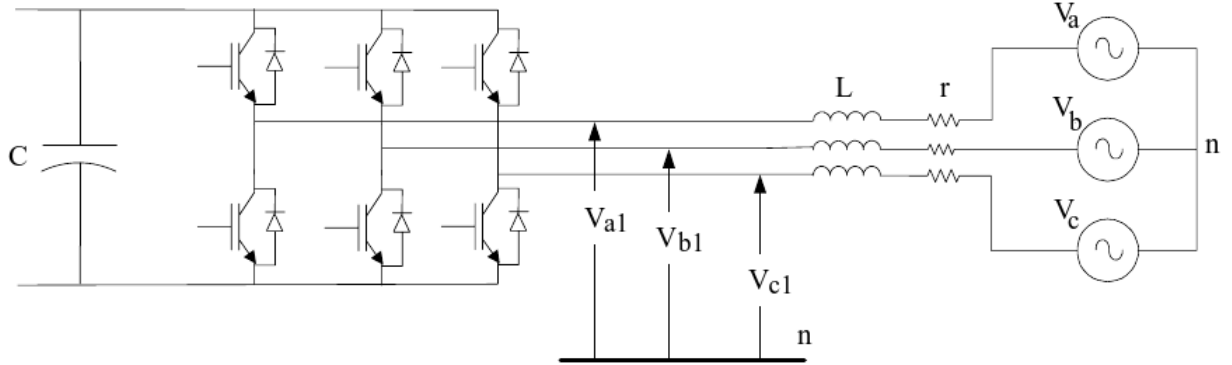


FIGURA 2.8 – Conversor do lado da rede

Fonte: (VOLTOLINI, 2007)

Ao aplicar a lei das tensões de Kirchoff, obtém-se a Equação(2.12):

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ao reescrever a equação (2.12) em espaço de estados é obtida a equação (2.13).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = -\frac{r}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Considerando o sistema trifásico equilibrado, pode-se representar as mesmas variáveis num sistema bifásico ortogonal dq_r com posição instantânea θ_r em relação à fase a. Aplica-se a transformada direta (2.14) e inversa (2.15) de Park nas tensões V_a , V_b e V_c onde subscrito r representa a análise do lado da rede.

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = T_{abc \rightarrow dq} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T_{dq \rightarrow abc} \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Aplicando-se as transformações (2.14) e (2.15) tem-se (2.16) (2.17):

$$T_{abc \rightarrow dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$T_{dq \rightarrow abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Segundo (VOLTOLINI, 2007) aplicando a transformação de *Park* em (2.18) tem-se (2.19) e (2.20).

$$[T_{abc \rightarrow dq}] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = r [T_{abc \rightarrow dq}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L [T_{abc \rightarrow dq}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [T_{abc \rightarrow dq}] \begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Parte-se da dedução:

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L [T_{abc \rightarrow dq}] [T_{dq \rightarrow abc}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L [T_{abc \rightarrow dq}] \frac{d}{dt} [T_{dq \rightarrow abc}] \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{de} \\ V_{qe} \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

sendo ω a frequência angular (2.21) :

$$\omega = \frac{d}{dt}\theta \quad (2.21)$$

Tem-se (2.22) a simplificação de (2.20):

$$\begin{cases} V_{dr} = r i_{dr} + L \frac{di_{de}}{dt} - \omega L i_{qe} + V_{d1} \\ V_{qr} = r i_{qr} + L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L i_{de} + V_{q1} \end{cases} \quad (2.22)$$

Para o controle vetorial do conversor do lado da rede utiliza-se a tensão resultante da rede (V_r) como referência na orientação dos eixos dq. As potências ativa e reativa são calculadas considerando as componentes das tensões e correntes nos eixos ortogonais dq, conforme a equação (2.23):

$$\begin{cases} P_e = \frac{3}{2}(V_{qr}i_{qr} + V_{dr}i_{dr}) \\ Q_e = \frac{3}{2}(V_{qr}i_{dr} - V_{dr}i_{qr}) \end{cases} \quad (2.23)$$

Pode-se orientar os eixos de referência dq_r de tal modo que o eixo d_r seja alinhado com o vetor tensão da rede e tal orientação expressa em (2.24), as potências definidas em (2.23).

$$\begin{cases} V_{de} = V_c \\ V_{qe} = 0 \end{cases} \quad (2.24)$$

O sistema dq conforme a Figura 2.9, com velocidade angular ω_s é obtida através da frequência da rede e, com o eixo de orientado segundo a direção e sentido do vetor V_r da tensão da rede. Define-se a posição instantânea do eixo d_r em relação à fase a por meio de θ_r .

Utilizando o modelo nos eixos de referência dq_r orientado conforme (2.24), as potências ativa e reativa pode controlar de forma independentemente as correntes i_{dr} e i_{qr} , conforme (2.25) a tensão V_{dr} é constante e somente dependente da amplitude da tensão da rede.

$$\begin{cases} P_e = \frac{3}{2}V_{dr}i_{dr} \\ Q_e = -\frac{3}{2}V_{dr}i_{qr} \end{cases} \quad (2.25)$$

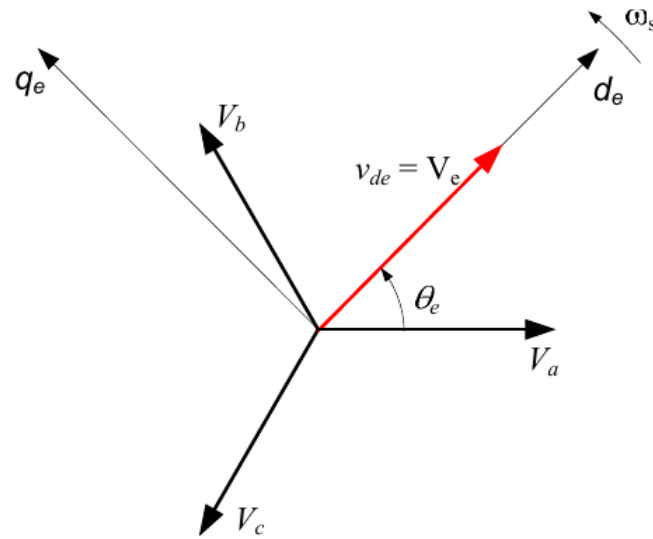


FIGURA 2.9 – Representação da orientação vetorial do eixo d_r conforme direção de V_r .

fonte: (VOLTOLINI, 2007)

A topologia de controle clássica mostrado na Figura 2.10 para o DFIG, utilizando de controladores PI é o método de controle das malhas de corrente e tensão mais utilizado atualmente (PINTO, 2012) e (PENA *et al.*, 1996). Onde a tensão no barramento de tensão contínua (tensão nos terminais do capacitor) é controlada usando o controlador PI_5 , que gera na sua saída a referência da malha interna a corrente i_{gd}^* . Nesse trabalho o asterico (*) representa o valor de referência para os controladores. A corrente de referência do eixo de quadratura i_{gq}^* deve ser zero, tendo em vista que o conversor opera com fator de potência unitário. Os sinais de erro das correntes dos eixos direto e quadratura são processados pelos controladores PI_6 e PI_7 gerando respectivamente as tensões v'_{gd} e v'_{gq} que são a saída do conversor. Onde no controlador do lado da rede (CLR), os diagramas de blocos da Figura 2.10, representados por $\omega_e Li_{gd}^e$ e $\omega_e Li_{gq}^e$ são representações do acoplamento que existe no sistema físico que devem ser compensados para garantir o desacoplamento entre o eixo direto e quadratura. As tensões de referências v_{gd}^{e*} e v_{gq}^{e*} passam pela transformação dq/abc , que geram as razões cíclicas (v_{g1}^* , v_{g2}^* , v_g^*) sendo moduladas por PWM para o acionamento das chaves do conversor do lado da rede elétrica (PINTO, 2012) e (BOLDEA, 2016).

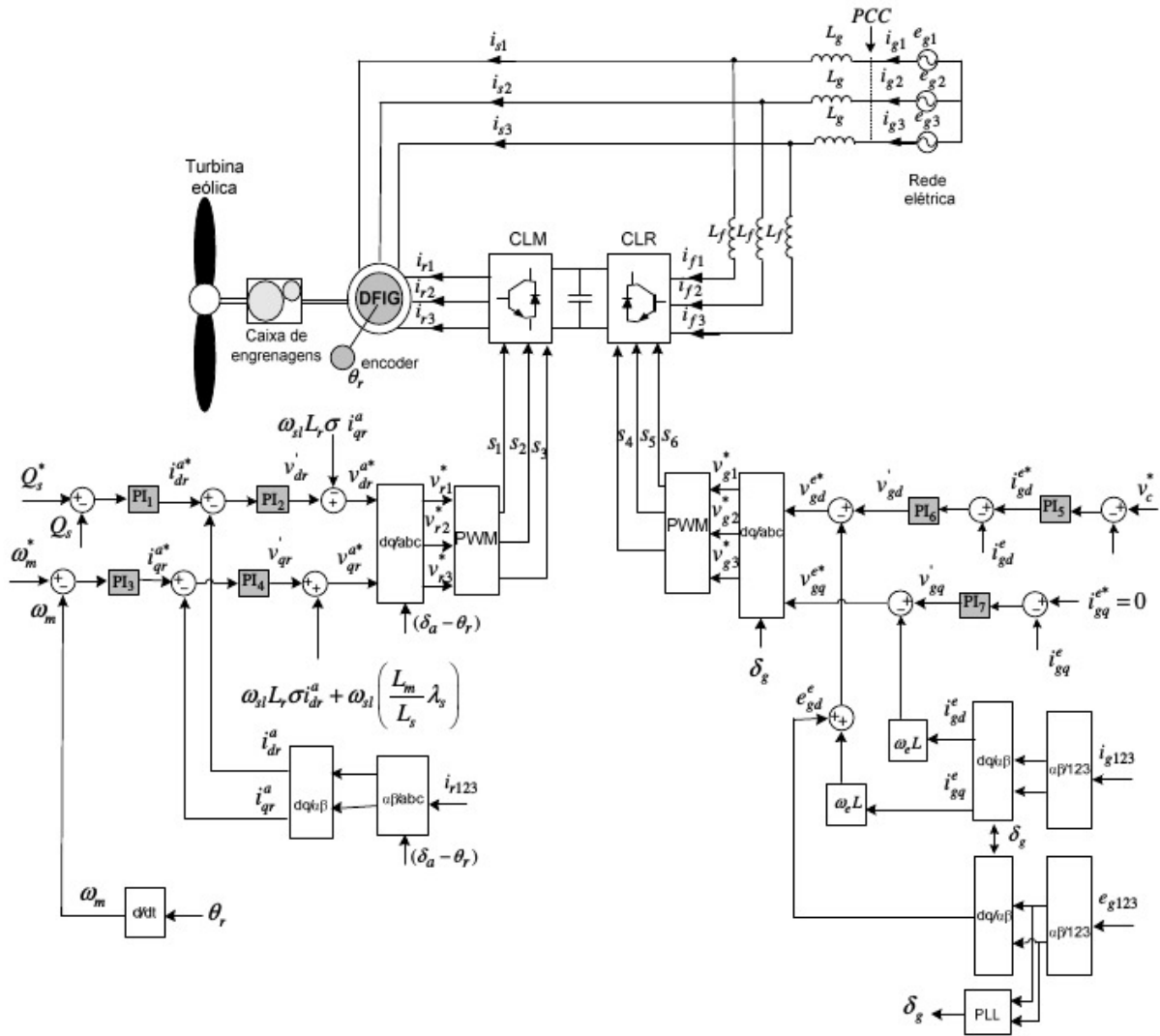


FIGURA 2.10 – Representação por diagrama de blocos dos controladores no back-to-back

fonte: (PINTO, 2012)

A Figura 2.11 apresenta de forma simplificada as malhas de controle do conversor do lado da rede. Desta forma, (2.26) é a equação linearizada que apresenta os estados do CSG e (2.27) é a função de transferência da malha da rede (Figura 2.12). Conforme (PINTO, 2012), essa estratégia de controle é referêcia em diversas literaturas aplicada no controle do DFIG e evidencia o uso dos controladores clássicos PI, cujos ganhos e constantes de tempo são ajustados por pelo método de alocação de polos.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

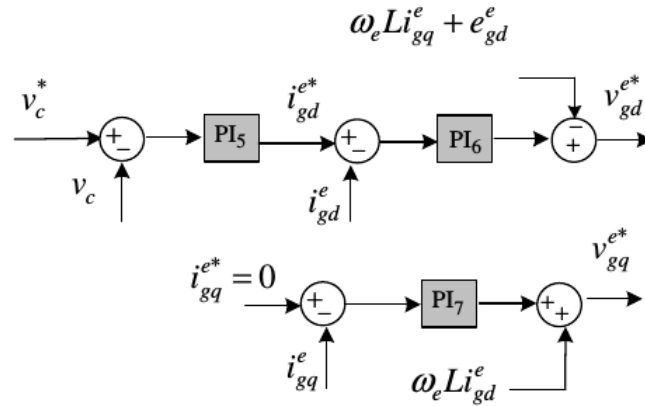


FIGURA 2.11 – Malha de controle do conversor do lado da rede

fonte: (PINTO, 2012)

A função de transferência (2.27) representa a malha de controle da corrente i_{de} :

$$G_{ie}(s) = \frac{i_{de}(s)}{v_{gd}(s)} = \frac{i_{gq}(s)}{v_{gq}(s)} = \frac{1}{Ls + r} \quad (2.27)$$

A Figura 2.12 simplifica a malha a ser controlada:

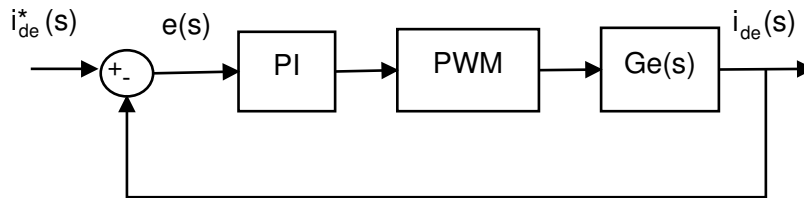


FIGURA 2.12 – Malha de controle de corrente i_{de} no domínio s.

Segundo (VOLTOLINI, 2007), a tensão no barramento CC deve ser controlada através do sentido da potência entre os conversores do lado do rotor e o do lado da rede. A elevação ou atenuação de $V_c = V_{CC}$ é feito por meio do aumento ou diminuição da potência absorvida da rede pelo conversor. A potência ativa, definida através do modelo dq , deve ser igual à potência no barramento CC do conversor se as perdas forem desconsideradas, visto em (2.28):

$$P_e = \frac{3}{2} V_{de} i_{de} = V_{CC} i_O \quad (2.28)$$

sendo a Equação 2.29 a dinâmica da tensão no barramento CC:

$$\frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{3V_{de}i_{de}}{2V_{CC}} - i_L \right) \quad (2.29)$$

Ainda em (VOLTOLINI, 2007), a tensão V_{CC} pode ser controlada através da corrente i_{de} que define a potência ativa do conversor. A Figura 2.13 mostra o controle de corrente e da tensão V_{CC} , faz-se-á dinâmica da malha de tensão no barramento muito mais lenta que a da malha de corrente.

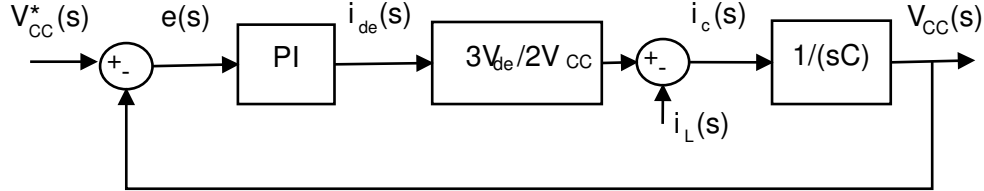


FIGURA 2.13 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão V_{CC} .

2.3.2 Controle do Lado do Rotor

Como o enrolamento do estator do DFIG está conectado à rede elétrica a magnitude e frequência da tensão no estator pode-se considerar como iguais à da rede elétrica. Então DFIG geralmente adota a estratégia de controle orientado ao fluxo do estator. Os componentes da ligação de fluxo do eixo d e q são adotados como: $\Psi_{ds}=\Psi_s$, $\Psi_{qs}=0$ (SUN *et al.*, 2009).

Ao transformar as tensões e as correntes de linhas em respectivas tensões e correntes nos eixos de referência estacionários $\alpha \beta$ do estator. O enrolamento do estator ligado em delta, o eixo α_s alinha-se com a tensão V_{abs} , conforme a Figura 2.14 (VOLTOLINI, 2007).

As tensões e correntes nos eixos $\alpha\beta_s$ são calculadas em (2.30) e (2.31).

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = V_{abc} \\ V_{\beta s} = -\frac{\sqrt{3}}{3}(V_{ab} + 2V_{ca}) \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = \frac{1}{2}(i_a + i_b) \\ i_{\beta s} = -\frac{\sqrt{3}}{6}(i_a + i_b - 2i_c) \end{cases} \quad (2.31)$$

O fluxo produzido pelo enrolamento do estator é calculado através da integração da força contra-eletromotriz visto em (2.32).

$$\begin{cases} \lambda_{\alpha s} = \int (V_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\ \lambda_{\beta s} = \int (V_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (2.32)$$

A integração da força contra-eletromotriz tem-se o cálculo do fluxo. Ao adotar os

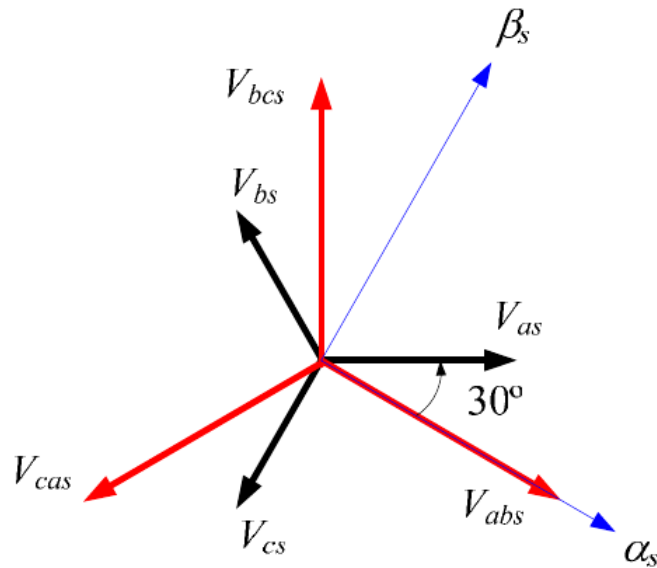


FIGURA 2.14 – Tensões de fase e de linha do estator e o sistema de eixos $\alpha \beta$.

fonte: (VOLTOLINI, 2007).

fluxos $\alpha \beta$ e a posição θ_s , obtém-se os fluxos conforme os eixos girantes dqs visto na Equação(2.33).

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_{\alpha s} \cos(\theta_s) + \lambda_{\beta s} \sin(\theta_s) \\ \lambda_{qs} = -\lambda_{\alpha s} \sin(\theta_s) + \lambda_{\beta s} \cos(\theta_s) \end{cases} \quad (2.33)$$

A posição do fluxo θ_s é obtida por meio de um PLL de acordo com a Figura 2.15.

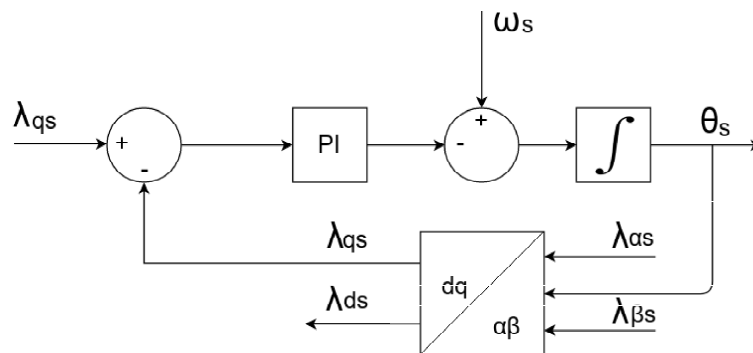


FIGURA 2.15 – Posicionador do fluxo do estator com PLL.

Segundo (VOLTOLINI, 2007) na Figura (2.16), considera um erro de posição de $\Delta\theta_s$ entre a posição do fluxo λ_s e a posição do fluxo estimada pelo PLL. A posição θ_s é obtida através da integração do sinal de velocidade que é constantemente ajustado pelo

controlador PI de tal forma que o fluxo λ_s na direção do eixo q_s seja nulo conforme (2.34).

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = \lambda_s \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

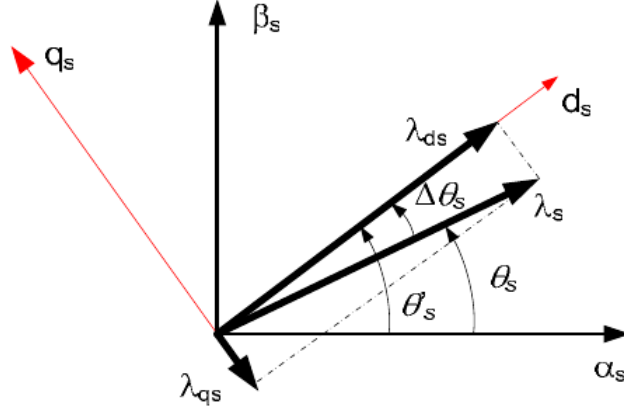


FIGURA 2.16 – Alinhamento do fluxo λ_s com o eixo d_s .

Fonte: (VOLTOLINI, 2007).

Considerando a dinâmica do rotor expressa nas equações 2.35 e 2.36, o controle pode ser feito através das correntes do rotor i_{dr} e i_{qr} respectivamente, de forma que o conversor do rotor seja controlado por correntes, porém modelado como fonte de tensão.

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} (V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_{sl} L_r \sigma i_{qr}) \quad (2.35)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma} \left(V_{qr} - R_r i_{qr} - \omega_{sl} L_r \sigma i_{dr} - \frac{\omega_{sl} L_m}{L_s} \lambda_s \right) \quad (2.36)$$

A malha interna de corrente do rotor é projetada utilizando (2.35) e (2.36) linearizadas, portanto o modelo linearizado pode ser representado como equação de estados 2.37:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Para a malha externa de velocidade pode-se representar na seguinte equação de estados 2.38:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{D_t}{2H} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_m \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2H} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Segundo (PINTO, 2012) aplicando o modelo linearizado no projeto dos controladores do conversor do lado da máquina pode-se obter a equação de estados:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_{sl} & 0 \\ -\omega_{sl} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_t}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_r} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ T_e \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Assim, o sistema recebe como entrada as tensões V_{dr} , V_{qr} e T_e .

Por meio de (2.39) e com a utilização dos controladores P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , pode-se controlar as correntes do rotor i_{dr} , i_{qr} e a velocidade do eixo da turbina ω_m , de forma que o CLM seja controlado por correntes, porém modelado como fonte de tensão.

Segundo (DOBBIN, 2014), os conversores das correntes de rotor possuem resposta muito rápida e o sistema em malha fechada deve atuar em uma fração de ciclo (60Hz ou 50Hz). Dessa maneira, estas são sintonizadas para que atendam ao critério de tempo de resposta menor ou igual a 0,01s para operação em 60Hz. Caso seja utilizada a lei de controle que possui o controlador PI e a compensação dos termos cruzados das correntes, há um desacoplamento entre as potências ativa e reativa do DFIG. Assumindo um conjunto de parâmetros para o ajuste dos controladores, faz-se com que os reguladores das correntes de rotor direta e em quadratura, sejam sintonizados para que apresentem ganho estático unitário. É adotada uma função de primeira ordem com constante de muito menor que o tempo de assentamento da malha de corrente interna, para obter um bom desempenho da malha. Sendo assim, o sistema em malha fechada deve ser sintonizado para que responda como um sistema criticamente amortecido, ou um valor cerca de dez vezes maior que o tempo de resposta da malha interna (DOBBIN, 2014).

3 Sistemas de Diagnóstico e Detecção

Com o contínuo desenvolvimento da ciência e da tecnologia, os sistemas de controle ficaram essenciais nos processos, sendo eles responsáveis pelas decisões a serem tomadas. Isso significa que, quando o sistema, em caso de falha pode causar prejuízos pessoais e financeiros, estes precisam ter alta confiabilidade e segurança. Sendo assim, o controle tolerante a falhas abre uma nova maneira de melhorar a confiabilidade e a segurança de sistemas de controle complexos (LEI *et al.*, 2017).

O SCTF (Sistema de Controle Tolerante a Falhas) é composto por três áreas de pesquisas bem definidas:

- detecção e diagnóstico de falhas (DDF);
- controle robusto;
- controle reconfigurável.

Após a DDF localizar e identificar a origem da falha, esta informação é transmitida para um mecanismo de reconfiguração, cujo controlador tentará adaptar-se à falha ocorrida a fim de minimizar seus efeitos sobre a estabilidade e desempenho do sistema. O controlador robusto, mais limitado, é utilizado somente em falhas previamente conhecidas (PINHEIRO, 2013). Dentro de um Sistema de Controle Tolerante a Falha (SCTF) há duas divisões importantes, são elas: supervisão e execução. Dois blocos principais constituem o nível de supervisão:

- O bloco de Reestruturação do Controlador, que resulta em novos parâmetros para o controlador ou nova configuração de estrutura de controle;

- O bloco de Diagnóstico que detecta e isola as falhas, filtrando os sinais de entradas e saídas do processo do sistema.

Deste modo, o nível de supervisão torna o controle uma malha fechada tolerante a falhas quando, através do bloco de diagnóstico, identifica a falha e ajusta o controlador à nova situação no bloco de reestruturação do controlador. Esta forma de identificar os subsistemas que compõem um SCTF, constitui em uma arquitetura clássica, conforme Figura 3.1 (PINHEIRO, 2013).

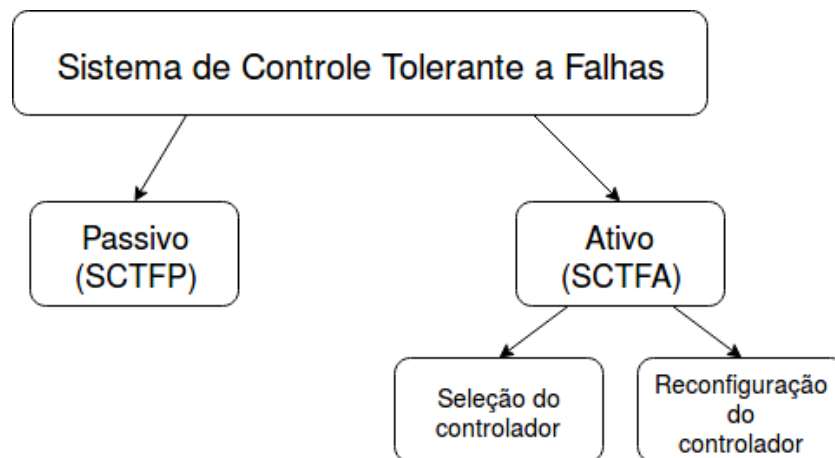


FIGURA 3.1 – Estrutura geral de um sistema de controle tolerante a falhas

Adaptado de: (MAHMOUD *et al.*, 2003)

3.1 Classificação de Sistemas de Controle Tolerante a Falhas

Uma forma esquemática, idealizada por (MAHMOUD *et al.*, 2003) e (PATTON, 2014), classifica os SCTF basicamente em dois tipos: passivos (SCTFP) e ativos (SCTFA).

Os Sistemas de Controle Tolerante a Falhas Passivos (SCTFP), são utilizados em sistemas que possuem uma redundância física limitada, que não permite alterações ao nível físico e da configuração. O que os distingue basicamente dos SCTFP é a inclusão dos esquemas DDF e dos controladores reconfiguráveis na estrutura geral.

Em termos gerais, diante de uma falha, o sistema de DDF detecta e localiza sua origem e como representado na Figura 3.2, porém em um Sistema de Controle Tolerante a Falhas Ativos (SCTFA) se desenvolve da seguinte forma:

- a informação é transmitida para reconfiguração;
- o controlador reconfigurável deverá não só adaptar-se à falha ocorrida, bem como, preservar ao máximo a estabilidade do sistema.

Nesta abordagem, um sistema pode tolerar apenas um número limitado de falhas que se supõe serem conhecidas antes do projeto do controlador. Uma vez que o controlador é projetado, ele pode compensar as falhas antecipadas sem acesso a informações de falha on-line. O SCTFP trata as falhas como se fossem fontes de incerteza de modelagem, porém, possui uma capacidade de tolerância a falhas muito limitada. Ao executar on-line, um controlador passivo é robusto apenas para as falhas presumidas. Portanto, é bastante arriscado confiar apenas nessa técnica de controle. Em geral, o SCTFP possui as seguintes características (MAHMOUD *et al.*, 2003):

- Robusto para falhas antecipadas;
- Utiliza redundância de hardware (múltiplos atuadores e sensores, etc.)

Já os SCTFA (Sistemas de Controle Tolerantes a Falhas Ativos) utilizam de um sistema de diagnóstico para obter a informação de uma falha e reconfigurar as ações de controle para manter a estabilidade e o desempenho de todo o sistema. Com a mesma finalidade, mas com apenas uma degradação aceitável do sistema, os SCTFP já partem de um projeto de controle robusto perante falhas e incertezas previamente conhecidas, o que torna desnecessário o diagnóstico e identificação de falhas e, eventualmente, a reconfiguração do controlador.

O método SCTFA permite a divisão em duas classes: métodos baseados no projeto e métodos de reconfiguração automática dos parâmetros do controlador. O que se baseia no projeto, seleciona, dentre leis de controle pré-computadas, aquela apropriada ao tipo de falha isolada. A reconfiguração automática se utiliza do cálculo automático de novos parâmetros do controlador para a falha ocorrida.

Para (MAHMOUD *et al.*, 2003) na maioria dos sistemas de controle convencionais, os controladores são projetados para sistemas sem falhas. Em outros casos, o sistema a ser controlado pode ter uma redundância física limitada e não é possível aumentar ou alterar a configuração de hardware devido ao custo ou restrições físicas. Nestes casos, um SCTFA pode ser projetado usando os recursos disponíveis e empregando redundância física e analítica do sistema para acomodar falhas imprevistas. A Figura 3.2 mostra

um diagrama esquemático geral para SCTFA. O SCTFA compensa os efeitos das falhas, selecionando uma lei de controle pré-calculada ou sintetizando uma nova lei de controle on-line em tempo real. Ambas as abordagens precisam de um algoritmo de Detecção e Isolação de Falhas (FDI - do inglês *Fault detection and isolation*) para identificar as mudanças induzidas por falhas e para reconhecer a lei de controle necessária para sanar a falha. Para (MAHMOUD *et al.*, 2003) é um campo interdisciplinar complexo que abrange uma ampla gama de áreas de pesquisa, como sistemas estocásticos, estatísticas aplicadas, análise de risco, confiabilidade, processamento de sinal, controle e modelagem dinâmica.

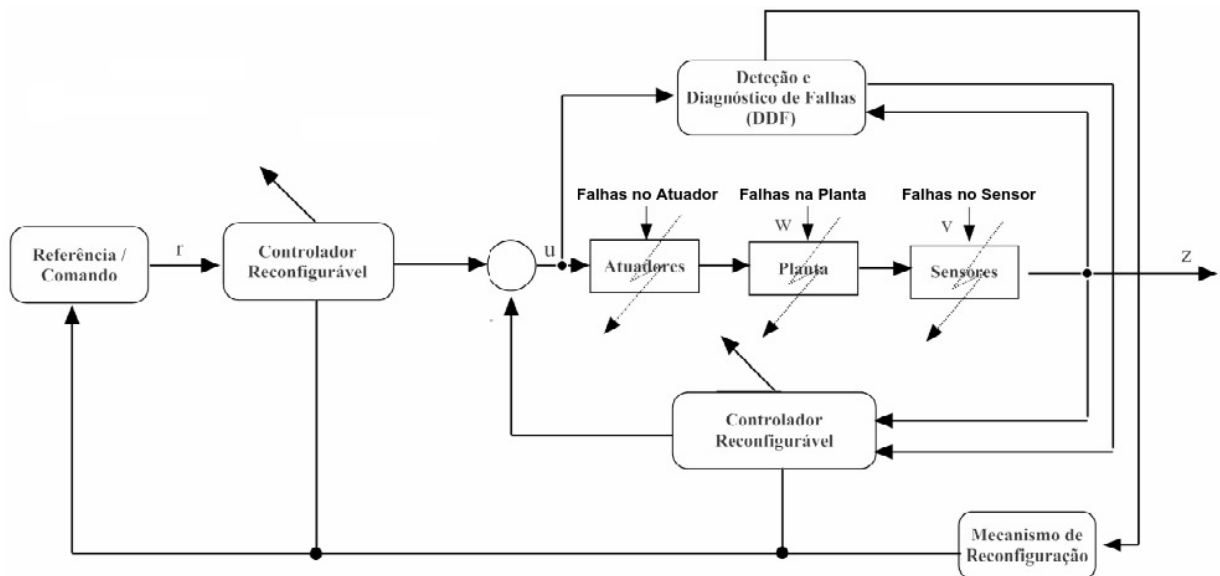


FIGURA 3.2 – Estrutura geral de um sistema de controle tolerante a falhas ativo

Adaptado de: (ZHANG; JIANG, 2008)

Um sistema é dito ser tolerante a falhas sempre que em uma ocorrência de falha, for capaz de recuperar sua tarefa original com a mesma performance ou uma operação menos eficiente, mas ainda mantendo seu funcionamento. Geralmente, um sistema tolerante a falhas é composto por dois módulos em cascata:

- Detecção e diagnóstico de falhas (DDF ou do inglês *Failure Detection Diagnosis - FDD*): é um módulo de monitoramento que é usado para detectar falhas e diagnosticar sua localização e significado em um sistema. Declarando precisamente, ele realiza as seguintes tarefas:
 - detecção de falhas: indica se ocorreu uma falha ou não no sistema;
 - isolamento de falhas: para determinar a localização de uma falha ocorrida;

- identificação de falhas: para estimar com precisão o tamanho e a natureza de uma falha.
- Supervisor: é um módulo de recuperação que leva as ações necessárias para que o sistema defeituoso (ou seja, o sistema sob uma ocorrência de falha) possa atingir os objetivos de controle quase em qualquer momento. Essas ações podem exigir a reconfiguração do conjunto de atuadores, sensores ou a lei de controle. Geralmente, na literatura, este módulo também é denominado como o módulo de Acomodação de Falhas (FA ou do inglês *Failure Accommodation*) ou o módulo de Reconfiguração do Controlador (RC ou do inglês *Controller configuration -CR*)(JAIN *et al.*, 2018).

O esquema funcional geral de um sistema de controle tolerante a falhas é visto na Figura 3.3 com quatro componentes principais: a própria planta (incluindo sensores e atuadores), a unidade de detecção e diagnóstico de falhas, o controlador de feedback (ou feed-forward) e o sub-sistema de supervisor. A atividade do controlador principal ocorre na unidade de execução e é representada pela linha contínua, enquanto a linha tracejada representa a operação da unidade FDD com uma linha pontilhada que representa a adaptação (ajuste, agendamento, acomodação e reconfiguração). Na Figura 3.3 considera-se que a planta possui falhas potenciais nos sensores, atuadores (ou outros componentes do sistema). Em um caso sem falhas, a unidade FDD permanece ociosa.

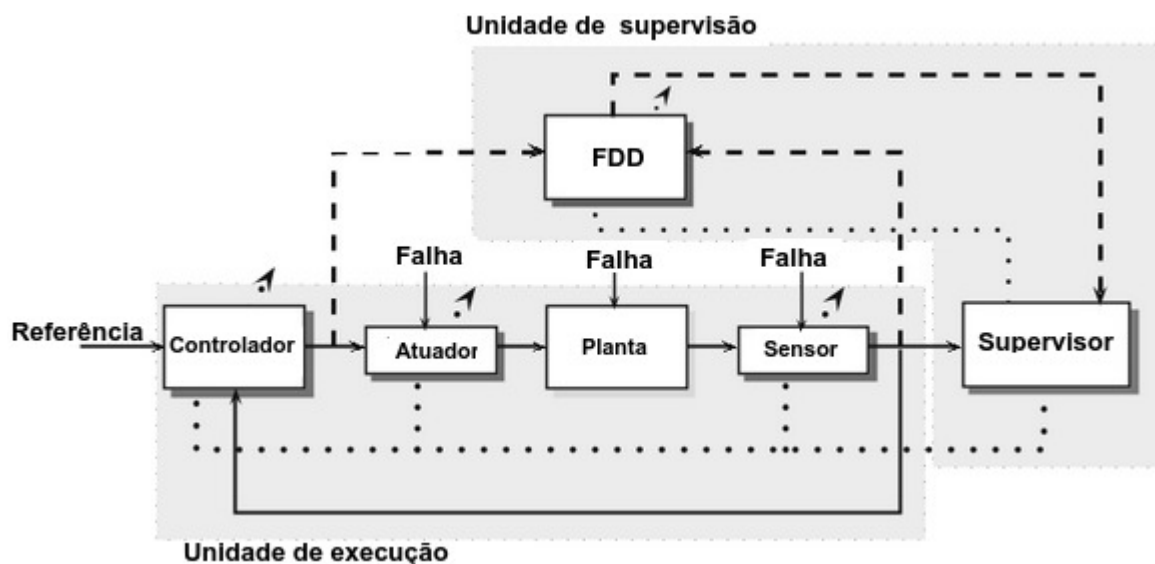


FIGURA 3.3 – Arquitetura de um sistema de controle tolerante a falha com sub sistema com supervisão

Adaptado de: (JAIN *et al.*, 2018)

O controlador de *feedback* nominal atenua os distúrbios e assegura o ponto de ajuste, garante-se assim a satisfação de outros requisitos no sistema de em malha fechada. O

trabalho da unidade FDD é extrair a informação sobre o início, localização e gravidade das falhas ocorridas. Acredita-se que, se uma falha for tolerável, deve ser diagnosticada o mais cedo possível, pois pode levar a sérias consequências com a evolução do tempo. No nível de supervisão, o bloco de diagnóstico simplesmente reconhece a presença de falhas. Se não existir falha, então não é necessária nenhuma alteração da lei de controle ou da estrutura do sistema. Por outro lado, sempre que surge uma falha, o sub-sistema de supervisão, juntamente com as informações precisas recebidas do bloco de diagnóstico, tornam o tolerante a falhas em malha fechada (JAIN *et al.*, 2018). Com base nas entradas e saídas do sistema e juntamente com as informações precisas, reconfigura-se o conjunto de sensores e/ou atuadores para isolar as falhas e sintonizar ou adaptar o controlador para acomodar os efeitos de falha.

Historicamente, uma quantidade significativa de pesquisa em sistemas de controle tolerantes a falhas foi motivada por projetos de sistemas de controle de voo de aeronave. O objetivo era proporcionar capacidade de auto-reparação para garantir um pouso seguro em caso de falhas graves na aeronave. Para (JAIN *et al.*, 2018) o objetivo das pesquisas em sistemas de controle tolerantes a falhas é desenvolver métodos genéricos para alcançar um aumento da tolerância a falhas por meio da sintetização de ações corretivas para um sistema defeituoso de operação.

3.2 Diagnóstico e Isolação de Falhas Aplicado em Conversores de Potência

O aumento dos requisitos e melhor desempenho na produtividade acarretam as mais exigentes condições operacionais de muitos sistemas de engenharia. Tais condições aumentam a possibilidade de o sistema falhar, caracterizada por mudanças críticas e imprevisíveis na dinâmica do sistema. Em geral, algoritmo de controle de *feedback*, que é projetado para controlar as perturbações externas, que podem surgir sob condições normais de funcionamento, não pode acomodar o comportamento anormal, devido à falha em um componente, o sistema pode entrar em colapso por completo. A maioria semi-condutores de potência, normalmente, operam em ambiente onde ocorrem transitórios de corrente e tensão (KHANNICHE; MAMAT-IBRAHIM, 2001). Os circuitos estão sujeitos a solicitações constantes de sobrecarga e sobretensões. Embora os dispositivos de proteção, como os circuitos de amortecimento (*Snubbers*) sejam comumente usados, eles são termicamente frágeis. Mesmo um pequeno distúrbio elétrico pode causar sobre aquecimento, resultando em rápida destruição do componente. Em muitos casos, falhas ocasionais podem ser toleradas, mas, no caso de sistemas de alto custo em sistemas de potência, são utilizados sistemas automáticos com multi conversores e sistemas críticos de segurança.

Uma identificação avançada no desempenho incomum, que pode levar à falha súbita do sistema, é obrigatória. Portanto, o conhecimento e a informação sobre o comportamento de falha nos semicondutores de potência é importante para melhorar o projeto do sistema, com circuitos de proteção e sistema de controle tolerante a falhas (KHANNICHE; MAMAT-IBRAHIM, 2001). Na literatura são encontradas várias pesquisas envolvendo uma vasta gama de técnicas aplicadas à tarefa de detectar falhas em sistemas dinâmicos, conforme Figura 3.4 que dá uma noção geral dessas tecnologias (SILVA, 2008).

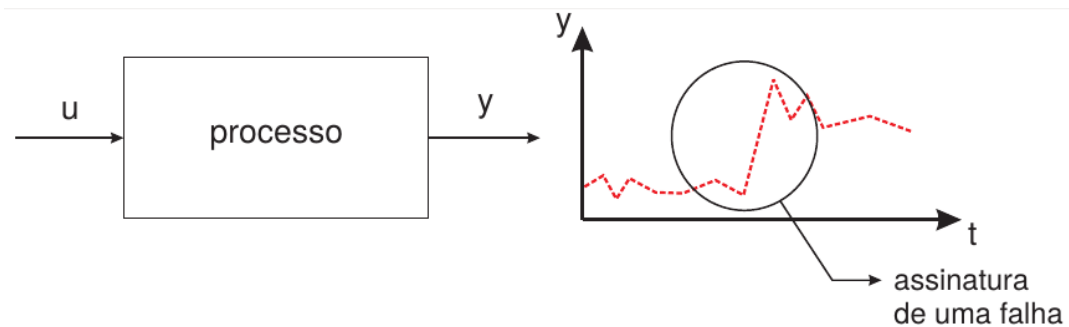


FIGURA 3.4 – Representação da detecção de falhas por análise de sinais

Adaptado de: (SILVA, 2008)

Para (KHANNICHE; MAMAT-IBRAHIM, 2001) o monitoramento da condição dos dispositivos de eletrônica de potência no sistema elétrico não recebem a atenção necessária em comparação com o diagnóstico de falhas de motor, porém nos últimos anos pesquisas na área estão em evidência. Um estudo inicial feito por (RENFREW; TIAN, 1993) que investigaram a detecção de falhas do conversor ao usar critérios mais simples disponíveis na forma de onda de entrada e saída. O valor da componente CC na corrente e a tensão foi utilizada como fator principal para detectar falhas. Em (HARIKRANTH; KUMAR, 2015) usaram processamento de sinal digital e abordagem baseada no conhecimento para detectar e analisar todas as possíveis falhas no circuito de um inversor de frequência. Sistemas Fuzzy e Redes Neurais Artificiais são ferramentas de extrema importância no cenário de diagnóstico de falhas em dispositivos eletrônicos. Conforme (MENDES *et al.*, 1998) apresentaram uma abordagem vetorial na detecção e diagnóstico de falha em inversor de frequência; um protótipo foi construído para provar esta técnica, onde foi obtido sucesso para detectar e identificar a ocorrência de falha em circuito aberto ou curto-circuito no transistor.

Segundo (POON *et al.*, 2015), os atuais esforços estão em sistemas de distribuição de energia de mais eficientes e menos redundantes, mantendo alta confiabilidade e tolerância a falhas. Em muitas aplicações de segurança que não podem sofrer interrupções de funcionamento, o diagnóstico de falhas baseado em modelo é um método eficaz de alcançar esses objetivos, minimizando custos adicionais e complexidade do sistema. Na atual lite-

ratura, o diagnóstico de falhas baseado no modelo é aplicado com sucesso em dispositivos de conversão de energia. No entanto, a maioria dessas abordagens descrevem falhas específicas que ocorrem em uma topologia de conversor em particular, como uma falha do interruptor em curto-circuito em um inversor de frequência trifásico, e não são facilmente expansíveis para diferentes topologias de conversores ou tipos de falhas. Ainda (POON *et al.*, 2015) afirma que pesquisas estão caminhando em direção a um quadro generalizado para o diagnóstico de falhas baseado em modelo do conversor de potência. Nos trabalhos publicados por (DING *et al.*, 2013) e (LEVIN *et al.*, 2010) é feita uma abordagem baseada em observadores para detecção e identificação de falhas em retificadores trifásicos usando uma plataforma computacional auxiliada a fim de resolver o observador em tempo real.

Para (ZHOU *et al.*, 2016b) o diagnóstico de falhas é um assunto novo e amplamente utilizado no campo do sistema eletromecânico, sendo de extrema importância na aplicação nos veículos elétricos. A falha comum do conversor de potência tem grande influência na operação do sistema; portanto, é necessário estudar o diagnóstico de falhas no mesmo. Vários métodos de diagnóstico de falhas on-line baseados na corrente são propostos em termos de características de mudança de corrente do barramento, corrente de fase e na corrente de roda livre durante a operação do conversor. Procedimento de falha elétrica no conversor de potência é analisado com o ponto chave de pesquisa nos dias atuais.

É importante notar que o sistema de diagnóstico e isolamento de falhas, do inglês *fault detection isolation (FDI)*, em geral, não substitui aos dispositivos de proteção, como fusíveis, disjuntores e inter-proteção do módulo semicondutor. Em vez disso, um sistema de FDI fornece informações pontuais on-line sobre o estado do conversor, que pode ser usado para monitoramento, prognóstico e correção automatizada de falhas (POON *et al.*, 2017a). Nos dias atuais, os autores se concentraram na detecção e identificação de falhas nos componentes específicos (por exemplo, circuito aberto e curto-circuito, falhas do interruptor, falhas do driver do gate, falhas do capacitor), em conversores CC-CC, conversores CA-CC conectados à rede e conversores CC-CA e, em conversores de vários níveis. As metodologias utilizadas para o diagnóstico em conversores de potência podem ser classificadas como baseadas em: modelo e livre de modelo. O Método livre de modelo utiliza o conhecimento analítico do sistema que conforme resíduos são gerados e utilizados para estimativa de parâmetros; já o sistema baseado em modelo, equações de paridade ou observadores do estado são utilizados para diagnóstico de possíveis falhas. As técnicas de processamento de sinais, que são um subconjunto de modelos, monitoram a diferença entre valores nominal e o defeituoso que são estados encontrados nos sinais para indicar anormalidades, chamado de resíduo. No processamento de sinal FDI as abordagens podem estar tanto no domínio do tempo ou no domínio da frequência. É evidente que sistemas analógicos podem identificar falhas relativamente rápidas (cerca de 1-100 μ s), no entanto, a implementação analógica é limitada, sendo assim, utilizar sistemas embarcados geralmente

oferece maior flexibilidade em termos de reconfiguração e durabilidade (POON *et al.*, 2017a).

3.3 Modelagem de Sistemas Inverso

Segundo (PINHEIRO, 2013) a invertibilidade de Sistemas Lineares e Invariantes no Tempo (SLIT) tem sido uma área de interesse na engenharia de controle iniciado por volta de 1950, com o pai da teoria da informação Claude Shannon e com o engenheiro Hendrik Bode, o pioneiro da moderna teoria de controle.

Em sistemas SISO não há dificuldades no processo de inversão de sistemas, sendo tratado somente na função de transferência. Entretanto, a aplicação em sistemas MIMO exige maior complexidade e conhecimento teórico mais profundo, sem contar que são muito mais exigentes em termos computacionais. A inversão de um sistema consiste em obter a entrada desconhecida a partir de uma saída conhecida, visto na Figura 3.5.

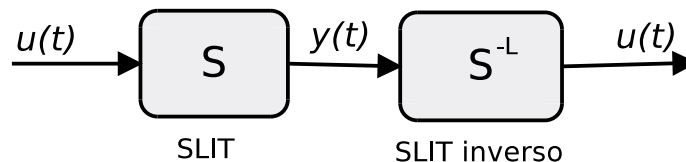


FIGURA 3.5 – Representação da invertibilidade de um sistema.

A inversão de sistemas dinâmicos surgiu da necessidade de avaliar a existência de uma inversa, assim, caracterizar suas propriedades e a reconstruir utilizando as variáveis de estado com recurso para inversão de sistemas MIMO. Dois trabalhos se destacaram para a inversão de sistemas, sendo eles: (SAIN; MASSEY, 1969) e (MOYLAN, 1977). Em (SAIN; MASSEY, 1969) é proposto um modelo matemático para equacionamento em tempo contínuo e expandido para o tempo discreto. A técnica vista em (SAIN; MASSEY, 1969) é baseada em integrações em cascata (Figura 3.6), assim, o método resulta em um algoritmo de construção do sistema inverso que realiza o número mínimo de derivações necessárias para reverter os atrasos introduzidos pelo sistema.

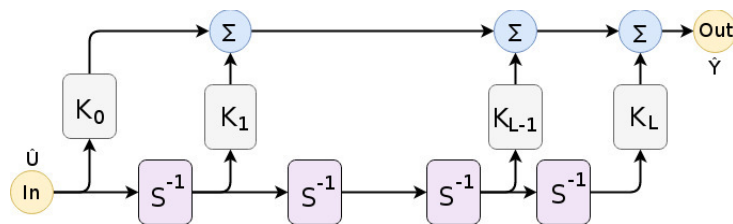


FIGURA 3.6 – Integrações em cascata

Para (SAIN; MASSEY, 1969), a inversão de sistemas poderia ser aplicada: em pesquisas na área de filtros, na teoria de previsão, desacoplamento de multi-variáveis de controle,

teoria de jogos e na teoria de sensibilidade clássica. (FALB; WOLOVICH, 1967) pesquisaram a importância da inversão em desacoplamento de variáveis em sistemas de controle realimentados e, (ANDERSON; MOORE, 1968) estudaram a importância de inverter um sistema para modelagem de processos aleatórios. Conforme (BENH; HO, 1968) propuseram estratégias da teoria de jogos estocásticos usando invertibilidade. Apesar dos artigos citados acima terem mais de 40 anos, eles são de extrema importância para a compreensão da evolução sobre a inversão de sistemas de controle apresentados nas últimas décadas. Ao surgir o estudo de inversão de sistemas, logo depara-se com dois modos de inverso, sendo encontrado na literatura a inversa à direita e à esquerda. De acordo com (PINHEIRO, 2013), a inversa à esquerda conhecida como S^L , obtém a entrada do sistema a partir de sua saída. Desta forma, a inversa à direita conhecida como S^R de um sistema, calcula a entrada necessária para que o sistema produza uma saída. Em um sistema podem existir ambas inversas, elas não apresentam distinção entre si. Isso acontece quando o número de entradas é igual ao número de saídas. Conforme a Figura 3.7, o sistema com inversa à esquerda reconstrói u através da saída do sistema S e o sistema inverso à direita apresenta qual a entrada que S deve ter para produzir uma saída y . As equações (3.1) e (3.2) representam a forma de representar a invertibilidade de sistemas como função de transferência. As equações de (3.3) a (3.7) apresentam a modelagem para inversão de sistemas propostas por (SAIN; MASSEY, 1969).

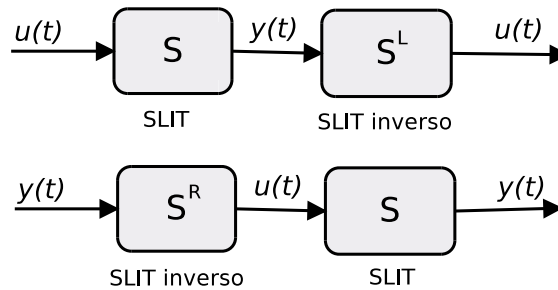


FIGURA 3.7 – Exemplo da inversão à esquerda e da inversão à direita

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$S(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.2)$$

sendo assim, a inversa fica evidente em (3.7):

$$S^{-1}(s) = \frac{U(s)}{Y(s)} \quad (3.3)$$

A inversa existe, desde que o determinante de $S(s)$ seja não nulo. Para sistemas SISO tem-se $m=r=1$, entretanto, sistemas MIMO são mais comuns.

O algoritmo de inversão proposto por (SAIN; MASSEY, 1969) é capaz de modelar um SLIT em seu inverso se existir em um modelo por espaço de estados. Seguindo o método de inversão, a matriz \mathbf{M} representada como M_i conforme a Equação (3.4) e para verificar se o sistema é possível de ser invertido, a Equação (3.5) tem que ser verdadeira (TANWANI *et al.*, 2011).

$$M_0=D;$$

$$M_i = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & D & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & D & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ CA^{(i-1)}B & CA^{(i-2)}B & CA^{(i-3)}B & \dots & D \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Sendo M_i uma matriz $(i+1)r \times (i+1)m$. O sistema dinâmico pode ser representado em espaço de estados (A, B, C e D), $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ sendo o estado, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C \in \mathbb{R}^{r \times n}$ e $D \in \mathbb{R}^{r \times m}$. Além disso $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^m$, é a entrada e $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{R}^r$ a saída do sistema.

$$posto(M_i) - posto(M_{i-1}) \leq m \quad (3.5)$$

Sendo M_i a matriz fundamental para construção do bloco da integração inerente (Figura 3.6) pode-se reescrever pela eq. 3.6 e assim, o bloco de realimentação pode ser ilustrado pela Figura 3.8 e definindo C_k na Equação 3.7.

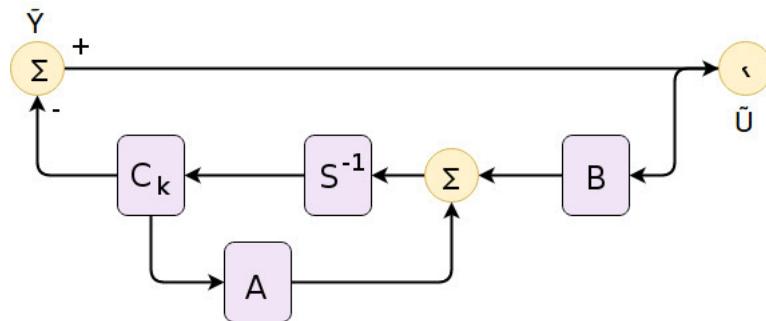


FIGURA 3.8 – Bloco de realimentação inverso.

$$\begin{aligned}
K_0.D &= 0 \\
K_0.(C.B) + K_1.D &= 0 \\
&\vdots \\
K_0.(CA^L) + \dots + K_L.D &= I_m
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$C_k = K_0.C.A^L B + K_1.C.A^{L-1} + \dots + K_L.C \tag{3.7}$$

L é o resultado do cálculo do posto.

De acordo com (KULCSAR; VERHAEGEN, 2012), o método da inversão de SLITs contribui para o campo de detecção de falhas baseado em inversão de sistemas dinâmicos. Porém, como visto anteriormente (MOYLAN, 1977) propôs o segundo modelo para obter a inversa de um sistema (3.8).

$$M(\lambda) = \begin{bmatrix} A - \lambda I & B \\ C & D \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Para (MOYLAN, 1977), um sistema é invertível se e somente se:

$$\text{posto}(M(\lambda)) = n + m \tag{3.9}$$

Portando, λ deve ter no mínimo um valor que satisfaça (3.9). Assim, torna-se possível determinar os valores de λ_i com $i = 1, \dots, k$ obtém-se (3.11).

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ u_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_i x_i \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Para alguns x_i e u_i com pelo menos um valor não nulo. Então, é possível encontrar α_i que reconstrua uma entrada pela Equação (3.8).

$$u(t) = \sum_{i=1}^k \alpha_i e^{\lambda_i t} u_i \tag{3.11}$$

Esta abordagem apresenta desvantagens em relação ao método de (SAIN; MASSEY, 1969), como já foi visto, é possível verificar se o sistema tem uma inversa sem ter que utilizar o método de iteração (3.9) de (MOYLAN, 1977). Por outro lado, o trabalho de (MOYLAN, 1977) teve especial importância pelo desenvolvimento de um método de inversão de sistemas que garanta sua estabilidade. Para (PINHEIRO, 2013), no âmbito de Detecção e Diagnóstico de Falhas (DDF), tem-se como o objetivo de estimação de uma entrada de um dado sistema S , correspondente à ocorrência de uma falha, a partir da

saída do mesmo. Para facilitar o entendimento, esse trabalho irá adotar apenas a inversa à esquerda, pois o interesse é obter o sinal de entrada a partir da saída, então por simplicidade será adotado o termo sistema inverso. Com o interesse de aplicar a inversão em sistemas comutados, diversos autores propuseram linearizações em torno de um ponto de operação nos conversores, já que os estados dos interruptores eletrônicos alteram os modelos matemáticos dos conversores. Conforme (SILVEIRA *et al.*, 2016) ao introduzir o conceito de pares singulares, (um modelo para cada estado da chave) é possível a condição para invertibilidade de sistemas lineares chaveado de tempo contínuo, sendo assim, cada subsistema deve ser invertível e não haverá pares singulares em relação ao conjunto de saída. O problema de invertibilidade para sistemas de comutação discreta permanece um problema aberto (VU; LIBERZON, 2008). Para (TANWANI *et al.*, 2011) a realização de DDF usando invertibilidade pode ser aplicada em diagnóstico de falhas abruptas e em falhas graduais, a detecção é equivalente a detectar presença de um distúrbio na entrada do sistema, para isso é necessário a identificação de forma exclusiva da mudança dos parâmetros que possam interferir na entrada estimada pelo modelo inverso.

3.3.1 Estudo de caso: Invertibilidade dinâmica esquerda de um circuito RLC série

O circuito RLC (resistor, capacitor e indutor) série apresentado na Figura 3.9 tem como principal objetivo apresentar a construção da invertibilidade dinâmica de maneira didática em seguida comprovar que o método proposto em ((SAIN; MASSEY, 1969)) realiza a inversão esquerda, desta forma, através do sinal de saída estimar o sinal de entrada.

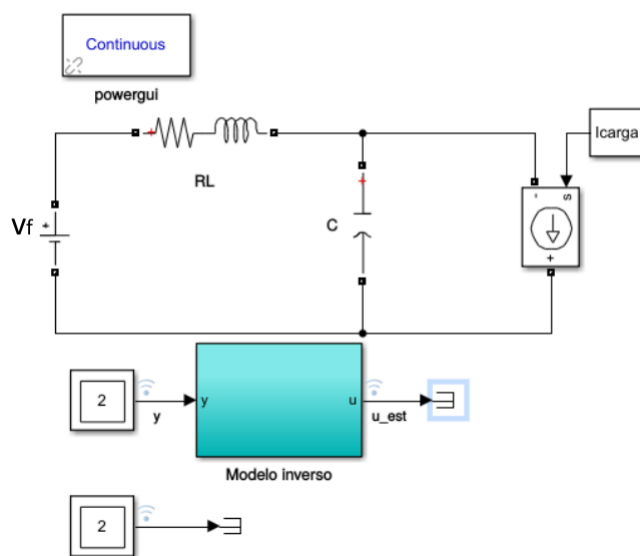


FIGURA 3.9 – Circuito RLC série em ambiente Matlab/Simulink.

A fim de obter um sistema MIMO foram inseridas duas fontes de entradas no circuito é composto pelas fontes de tensão V_f e corrente I_{carga} , os parâmetros do circuito são: $R = 1\Omega$; $L = 10\text{mH}$; $C = 100\text{nF}$; $V_f = 10\text{V}$ e $I_{carga} = 15\text{mA}$.

Cria-se o modelo por espaço de estados, conforme a Equação 3.12 e estabelece o vetor de estados $[\mathbf{i}_l(\mathbf{t}) \ \mathbf{v}_c(\mathbf{t})]^T$, sendo $i_l(t)$ a corrente no circuito e $v_c(t)$ a tensão no capacitor.

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_l(t)}{dt} \\ \frac{d v_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_f(t) \\ I_{carga} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

As matrizes $\mathbf{C} = I_2$ e $\mathbf{D} = 0_{[2 \times 2]}$.

Aplicando o método de invertibilidade dinâmica esquerda, pode-se construir as matrizes do sistema inverso:

$$M_0 = D \Rightarrow M_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Conforme o passo de iteração para montar \mathbf{M}_i de acordo com (SAIN; MASSEY, 1969) é possível construir \mathbf{M}_1

$$M_1 = \begin{bmatrix} D & 0 \\ CB & D \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Ao determinar o $\text{posto}(\mathbf{M}_1) - \text{posto}(\mathbf{M}_0)$ o resultado é 2, assim confirma o número de entradas do sistema. Para montar a matriz \mathbf{K} faz-se:

$$K = \begin{bmatrix} I_2 & 0_2 \end{bmatrix} \text{inv}(\mathbf{M}_1) \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -C \\ 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Deste modo, pode-se determinar o conjunto das matrizes inversas representadas pelo subscrito "i", assim, indica-se que a matriz pertence ao sistema inverso.

$$A_i = A - BK \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$B_i = BK \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$C_i = -K \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$D_i = K \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -C \\ 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Portanto, o sistema inverso esquerdo pode ser representado em espaço de estados adotado a forma de sistemas discretos como visto em (SAIN; MASSEY, 1969) encontra-se:

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu[k] \quad (3.20)$$

$$x[k+1] = Ax[k] + Bu \begin{bmatrix} y[k] \\ y[k+1] \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Por analogia aplica-se a modelagem em espaço de estado em tempo contínuo, desta forma, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{d i_l(t)}{dt} \\ \frac{d v_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \\ \frac{d i_l(t)}{dt} \\ \frac{d v_c(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

As entradas estimadas são obtidas através da Equação.

$$u(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -C \\ 0 & 1 & L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \\ \frac{d i_l(t)}{dt} \\ \frac{d v_c(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Isolando as entradas as $u_1(t)$ e $u_2(t)$:

$$u_1(t) = i_l(t) - C \frac{d v_c(t)}{dt} \therefore u_1(t) = i_l(t) - i_c(t) \quad (3.24)$$

e

$$u_2(t) = Ri_i(t) + v_c(t) + L \frac{d i_i(t)}{dt} \quad (3.25)$$

Pode concluir-se que $u_1(t) = I_{carga}$ e $u_2(t) = V_f$ conforme a Figura 3.10, repectivamente.

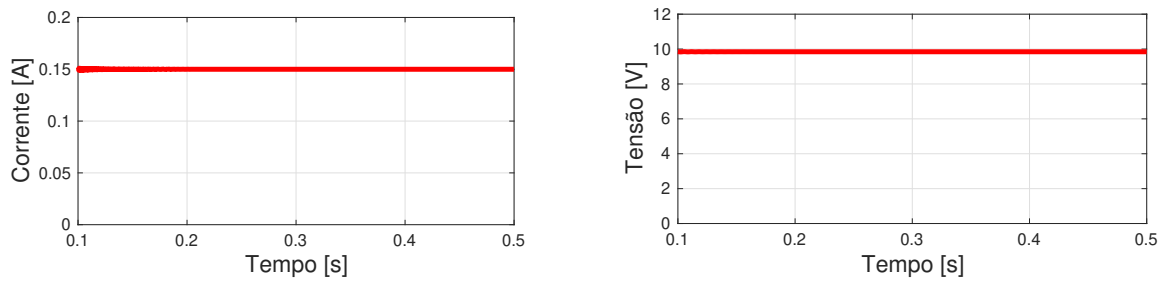


FIGURA 3.10 – Entrada estimada (fonte de corrente - $u_1(t)$ e fonte de tensão - $u_2(t)$).

O sistema de inversa dinâmica será aplicada no conversor *back-to-back* em um sistema de geração eólica, para detecção de falhas oriundas nos interruptores eletrônicos.

4 Estudos de Casos

Nesse capítulo serão apresentados os estudos de casos empregados nesse trabalho. Tais quais: um projeto de conversor boost com sua inversa dinâmica discretizada e embarcada em DSP; e a implementação em ambiente Matlab/Simulink para a simulação do sistema de geração de energia eólica com o gerador de indução com dupla alimentação (DFIG) operando em modo super síncrono, com conversor back-to-back e seus respectivos controladores do lado da rede e do lado do rotor. Também será apresentada a modelagem do conversor CC-CA e todo desenvolvimento matemático para a obtenção do modelo inverso do mesmo.

4.1 Ambiente de simulação com invertibilidade dinâmica esquerda no conversor CC-CC boost

Com o propósito de verificar a aplicabilidade do método da invertibilidade dinâmica esquerda em sistemas chaveados, por esses apresentam um modelo médio, ou seja, há uma dinâmica quando o interruptor está fechado; e outra, no modo complementar de operação da chave. Após verificar-se a modelagem da inversa dinâmica o modelo será discretizado e embarcado em DSP. O conversor boost (Figura 4.1) é um conversor CC-CC não isolado e elevador de tensão, apesar de ser um conversor consolidado, ainda é muito estudado por suas aplicações na indústria e no mercado de energia renováveis.

Quando o interruptor está aberto a corrente i_L circula pelo indutor L e o capacitor C filtra as ondulações na tensão de saída. Desta forma, aplica-se as Leis Kirchoff da tensão e corrente obtém-se as equações 4.1 e 4.2 respectivamente a tensão no indutor e a corrente no capacitor.

$$\begin{cases} V_L = V_f - V_R \\ L \frac{di(t)}{dt} = V_f - V_R \end{cases} \quad (4.1)$$

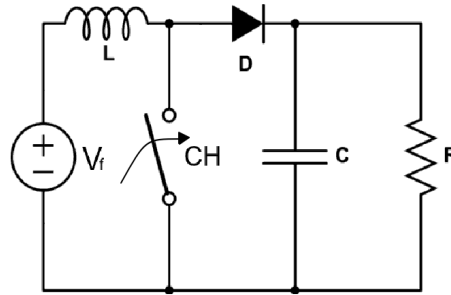


FIGURA 4.1 – Circuito do conversor CC-CC boost.

$$\begin{cases} i_R = i_L - i_C \\ V_R = R \cdot i_R \end{cases} \quad (4.2)$$

Quando o interruptor estiver conduzindo, o indutor do circuito armazena energia, o diodo de roda livre D fica polarizado de maneira reversa e deixa de conduzir, desta maneira, pode-se representar pelas equações (4.3) e (4.4).

$$\begin{cases} V_L = V_f \\ L \frac{di(t)}{dt} = V_f \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\begin{cases} i_R = C \frac{dv_c(t)}{dt} \\ V_R = R \cdot i_R \end{cases} \quad (4.4)$$

Ao calcular a razão cíclica (d) é possível obter a variação de I_L em (4.5) para o interruptor fechado ($ch=1$) e (4.6) quando o interruptor operar aberto ($ch=0$).

$$I_{L_{ch=0}} \rightarrow \frac{di(t)}{dt} = \left(\frac{V_f - V_R}{L} \right) \cdot d \quad (4.5)$$

$$I_{L_{ch=1}} \rightarrow \frac{di(t)}{dt} = \left(\frac{V_R}{L} \right) \cdot (1 - d) \quad (4.6)$$

Conforme visto em (CLERICE *et al.*, 2018), pode-se rearranjar em equações no espaço de estados, tendo selecionado as variáveis de estados $\mathbf{x} = [\mathbf{i}_L(\mathbf{t}) \ \mathbf{V}_C(\mathbf{t})]^T$, a variável de entrada $\mathbf{u} = \mathbf{V}_f$, bem como as variáveis de saída \mathbf{y} , escreve-se a equação 4.7.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{\sigma(t)} \begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{\sigma(t)} \mathbf{u}(t) \quad (4.7)$$

A partir das variáveis de estado pode expressar as saídas do sistema SIMO em (4.8):

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

As possíveis posições do interruptor estão descritas na Tabela 4.1 e obter a matriz \mathbf{A}_σ e o vetor \mathbf{B}_σ , apenas \mathbf{A}_σ varia conforme o estado do interruptor, como pode ser visto em (4.9) e (4.10).

TABELA 4.1 – Estados do interruptor

| | | |
|-------------|---|---|
| $\sigma(t)$ | 1 | 2 |
| ch | 0 | 1 |

$$\mathbf{A}_{\sigma=1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{\sigma=1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$\mathbf{A}_{\sigma=2} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{\sigma=2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Deste modo, para modelar o circuito é necessário equacioná-lo como sistema híbrido linear nas condições idealizadas para cada estado do interruptor de potência, pode adotar-se (4.11) e substituir em (4.7).

$$\mathbf{A}_\sigma(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{ch}{L} \\ \frac{ch}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_\sigma(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Para a simulação do conversor em ambiente Matlab/Simulink (Figura 4.2) foram ado-

tados os parâmetros da Tabela 4.2 para posterior aplicação e verificação do método da invertibilidade dinâmica esquerda.

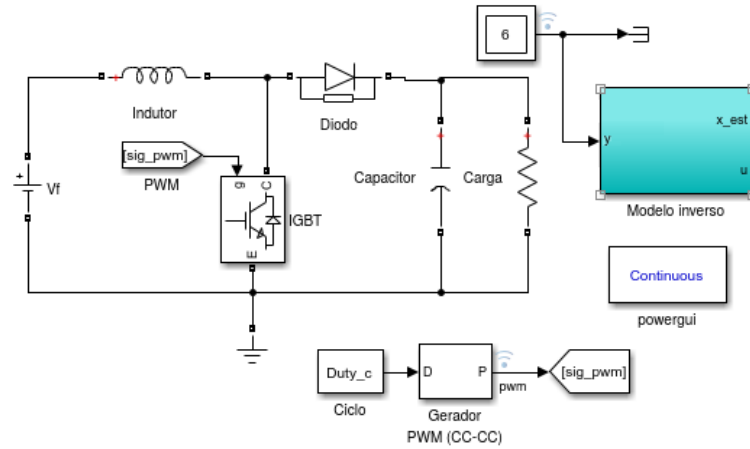


FIGURA 4.2 – Circuito do conversor CC-CC boost ambiente Matlab/Simulink.

TABELA 4.2 – Parâmetros do conversor CC-CC boost.

| | |
|---------------------------|-------|
| Tensão de entrada | 10V |
| Tensão de saída | 33V |
| Frequência de chaveamento | 20kHz |
| Carga (R) | 2,2kΩ |
| Indutância (L) | 5,6mH |
| Capacitância (C) | 20μF |

A invertibilidade dinâmica esquerda para interruptor fechado ($\sigma=1$) tem-se o sistema 1, conforme as equações de (4.12) a (4.25).

$$M_{1,0} = D_1 \rightarrow D_1 = 0_{[2 \times 1]} \quad (4.12)$$

$$M_{1,1} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 \\ C_1 B_1 & D_1 \end{bmatrix} \Rightarrow M_{1,1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Calcula-se a diferença entre os postos: $\text{posto}(M_{1,1}) - \text{posto}(M_{1,0}) = 1$.

$$K_1 = [I_1 O_1] \text{inv}(M_{1,1}) \rightarrow K_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$A_1^i = \left[A_1 - B_1 K_1 \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1 A_1 \end{bmatrix} \right] \rightarrow A_1^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$B_1^i = B_1 K_1 \rightarrow B_1^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$C_1^i = -K_1 \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1 A_1 \end{bmatrix} \rightarrow C_1^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$D_1^i = K_1 \rightarrow D_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Por outro lado, a invertibilidade dinâmica esquerda para interruptor aberto ($\sigma=2$) tem-se o sistema 2, conforme as equações de (4.19) a (4.25).

$$M_{2,0} = D_2 \rightarrow D_2 = 0_{[2 \times 2]} \quad (4.19)$$

$$M_{2,1} = \begin{bmatrix} D_2 & 0 \\ C_2 B_2 & D_2 \end{bmatrix} \Rightarrow M_{1,1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Calcula-se a diferença entre os postos: $\text{posto}(M_{2,1}) - \text{posto}(M_{2,0}) = 1$.

$$K_2 = [I_1 O_1] \text{inv}(M_{2,1}) \rightarrow K_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$A_2^i = \left[A_2 - B_2 K_2 \begin{bmatrix} C_2 \\ C_2 A_2 \end{bmatrix} \right] \rightarrow A_2^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$B_2^i = B_2 K_2 \rightarrow B_2^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$C_2^i = -K_2 \begin{bmatrix} C_2 \\ C_2 A_2 \end{bmatrix} \rightarrow C_2^i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$D_2^i = K_2 \rightarrow D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

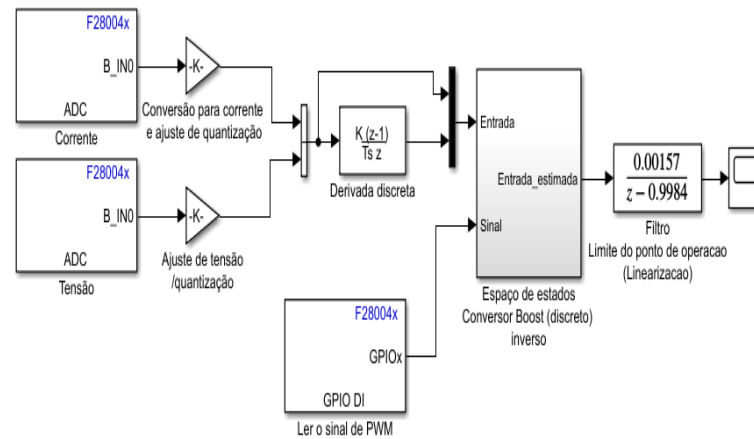


FIGURA 4.4 – Ambiente Matlab/Simulink com aquisição de sinais por DSP e bloco de inversão dinâmica.

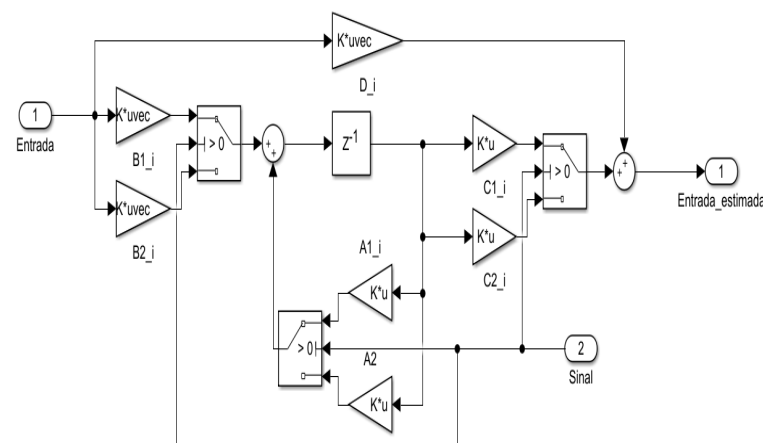


FIGURA 4.5 – Diagrama de blocos em ambiente Matlab/Simulink com o conversor boost discretizado a operar com dinâmica inversa.

sendo $x_k = x(kT)$, note os subscripto ‘d’ representa a matriz discretizada e as matrizes \mathbf{C} e \mathbf{D} permanecem a mesma do sistema em tempo contínuo. A variável T é o período de amostragem.

A Figura 4.6 apresenta o circuito do conversor boost, o DSP para a aquisição dos sinais para posterior processamento no ambiente Matlab/Simulink e para geração do PWM, conforme demonstrado na Figura 4.7. Na saída do conversor boost há um divisor de tensão resistivo para adequar o sinal de entrada para o DSP que opera no máximo 3,3V e um resistor *shunt* para a medição da tensão sobre o resistor e inferir a corrente do circuito via operação matemáticas no Matlab/Simulink.

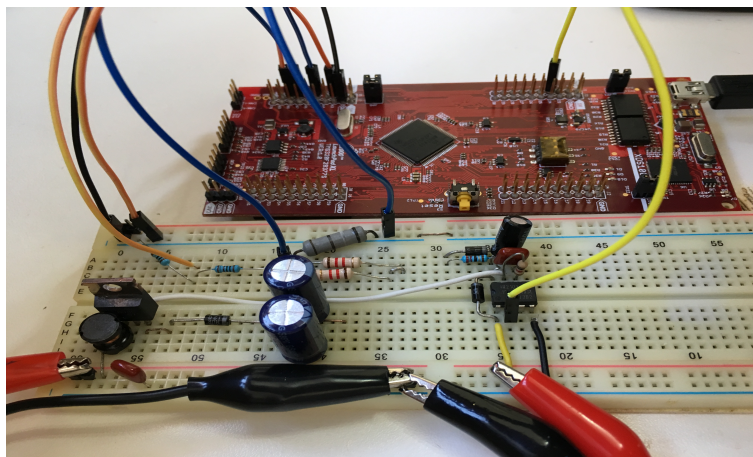


FIGURA 4.6 – Montagem do circuito boost e o periférico de processamento de sinais.

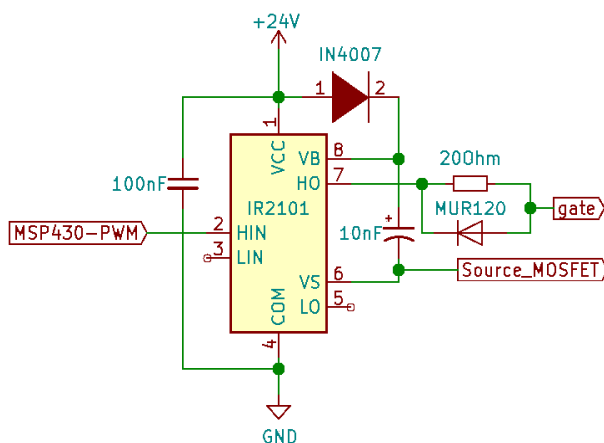


FIGURA 4.7 – Circuito de acionamento do MOSFET pelo DSP.

Com esses procedimentos realizados, pode-se analisar os resultados do funcionamento em tempo real por meio da aquisição de sinais dos dispositivos a serem analisados e estendidos ao sistema de geração de energia eólica, proposto na seção 4.2.

4.2 Ambiente de simulação de geração eólica

4.2.1 Simulação da dinâmica do vento no MPPT

Esta simulação tem o objetivo de analisar os efeitos na rede elétrica, onde operam sistemas de geração eólica com falhas no conversor *back-to-back* sob análise de defeitos nos IGBTs. Com isso, houve a necessidade de simular o sistema como um todo, visto na Figura 4.8. As configurações da simulação utilizadas são: tempo de simulação 3,0 segundos; *solver* ode45 com passo de integração variável.

Os parâmetros do DFIG utilizados nesse trabalho foram levantados de um motor disponível no laboratório do departamento de engenharia elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru. A Tabela 4.3 apresenta as características construtivas do gerador de indução com dupla alimentação de potência elétrica nominal de 1,1kVA.

Para analisar a dinâmica do sistema, uma curva de vento, vista na Figura 4.9 foi introduzida no sistema MPPT e assim induzir variações no torque mecânico do gerador.

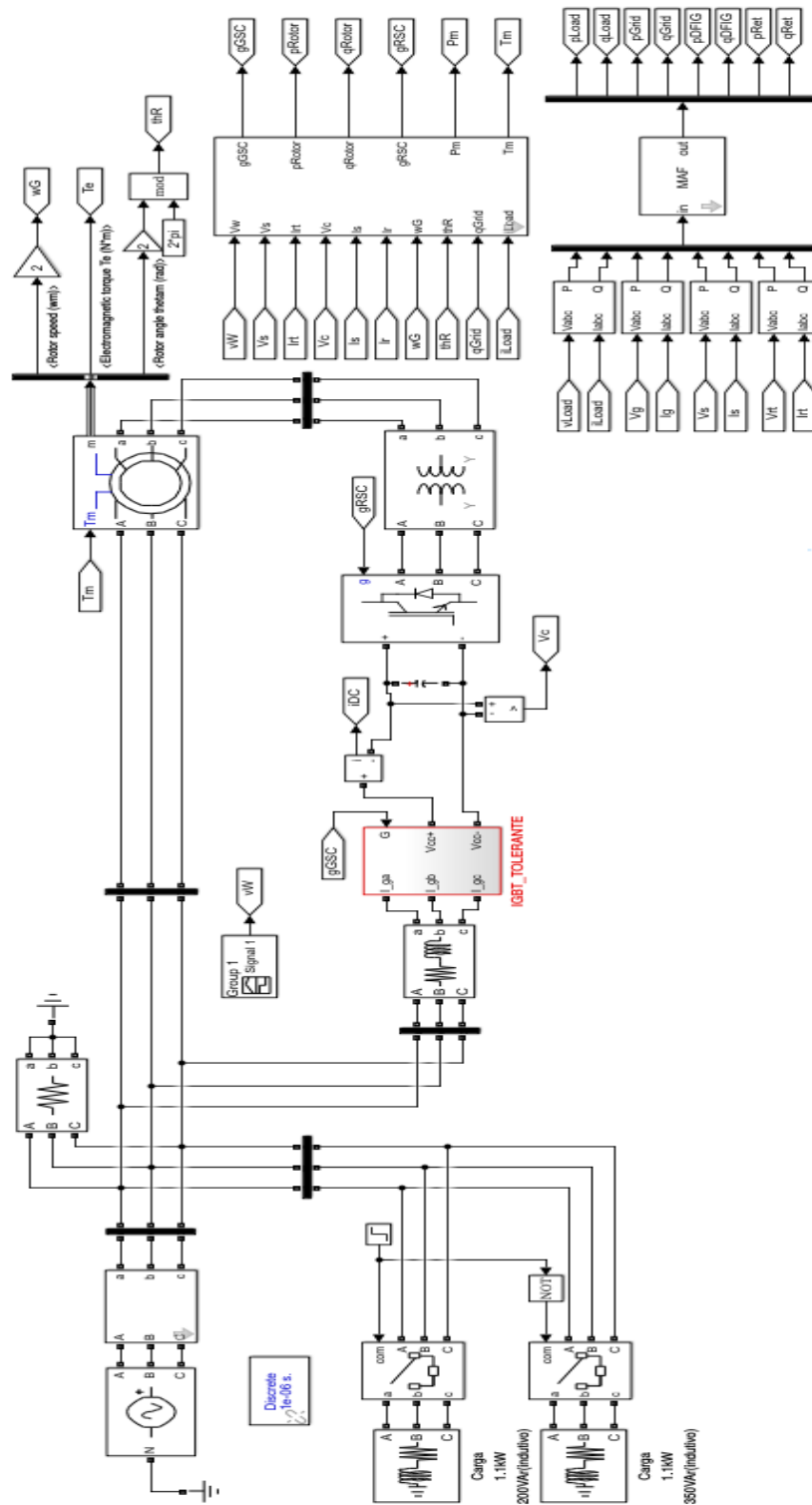


FIGURA 4.8 – Ambiente de simulação do sistema de geração eólica.

O perfil da velocidade do vento V_w foi escolhido de modo aleatório, porém com amplitudes dentro de uma faixa compatível com as velocidades encontradas no Brasil. A energia mínima fornecida pelo vento a 6 m/s e 12 m/s para máxima, podem ser vistas

TABELA 4.3 – Parâmetros do gerador da simulação

| | |
|------------------------|-------------------------|
| Potência nominal | 1100 VA |
| Tensão nominal | 208 V _{eficaz} |
| Frequência nominal | 60 Hz |
| Resistência do estator | 1,530 Ω |
| Indutância do estator | 0,90188 mH |
| Resistência do rotor | 2,902 Ω |
| Indutância do rotor | 8,400 mH |
| Indutância mútua | 96,9 mH |
| Momento de inércia | 0,061 kg.m ² |
| Par de pólos | 2 |

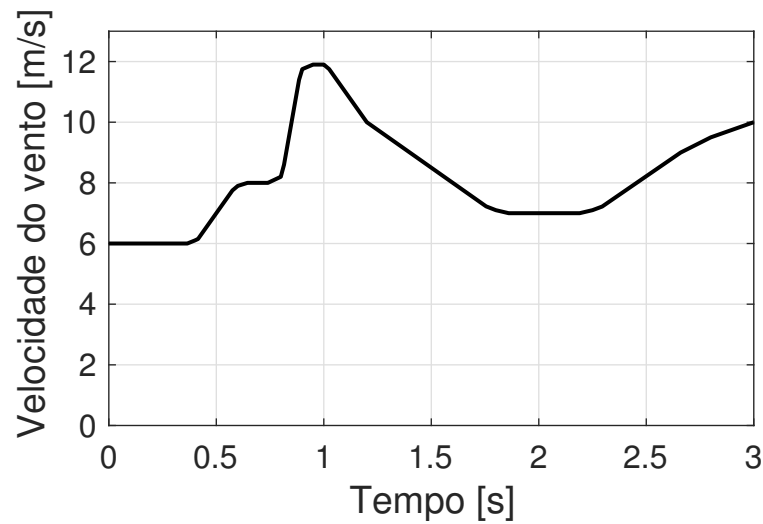


FIGURA 4.9 – Curva de velocidade do vento.

nas equações (4.28) (4.29), respectivamente.

$$E_{min} = \frac{1}{2} \cdot 1,225 \cdot 6^2 E_{min} = 22,05 [J/m^3] \quad (4.28)$$

e

$$E_{max} = \frac{1}{2} \cdot 1,225 \cdot 12^2 E_{max} = 88,20 [J/m^3] \quad (4.29)$$

Uma vez determinada a energia transmitida, esta pode ser traduzida na forma de potência do vento P_{vento} visto na Equação 4.30.

$$P_{vento} = \frac{1}{2} \cdot 1,225 \cdot A \cdot V_{vento}^3 \quad (4.30)$$

sendo, A a área de varredura das pás que é ajustada conforme a velocidade do vento e V_{vento} . Essa adaptação ocorre devido ao posicionamento do eixo *pitch* das pás, conforme a Figura 4.10 mostra o controlador de ângulo β .

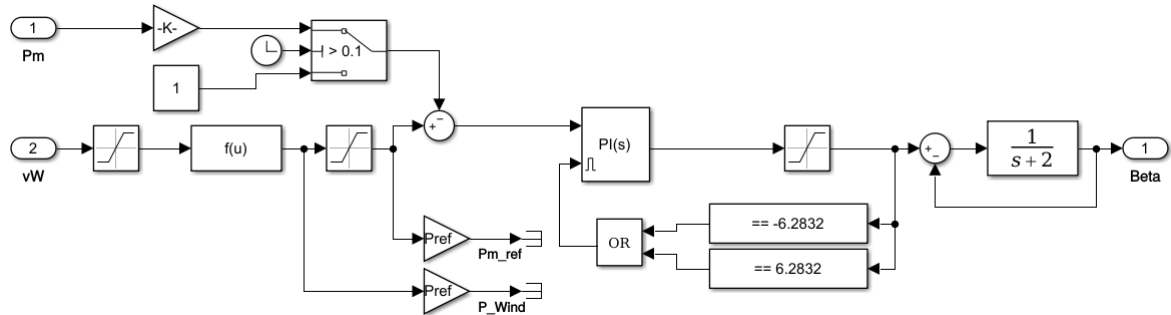


FIGURA 4.10 – Controlador do *pitch* das pás.

O ganho k é uma divisão pela potência de referência para normalizar a potência mecânica, subtrair a potência de referência calculada e gerar o erro para o controlador. O controlador PI é ativado quando é satisfeita ao menos uma situação de valor de saída $[-2\pi; 2\pi]$ e a função de transferência (4.31), representa a dinâmica de movimento do eixo *pitch* que é um sistema de primeira ordem com constante de tempo de 0,5 segundo.

$$G(s)_{pitch} = \frac{1}{s + 2} \tag{4.31}$$

Os parâmetros do controlador PI do *pitch*, estão apresentados na Tabela 4.4.

TABELA 4.4 – Parâmetros do controlador PI do *pitch*

| | |
|-------|-------------|
| K_p | -1500,5397 |
| K_i | -19583,6297 |

Na Figura 4.11 é representado o diagrama de blocos que obtém o torque mecânico (Tm) no rotor do gerador em função da velocidade do vento (Vw) e a rotação no eixo do gerador (wG). A rotação da turbina é w_t expressa em 4.32.

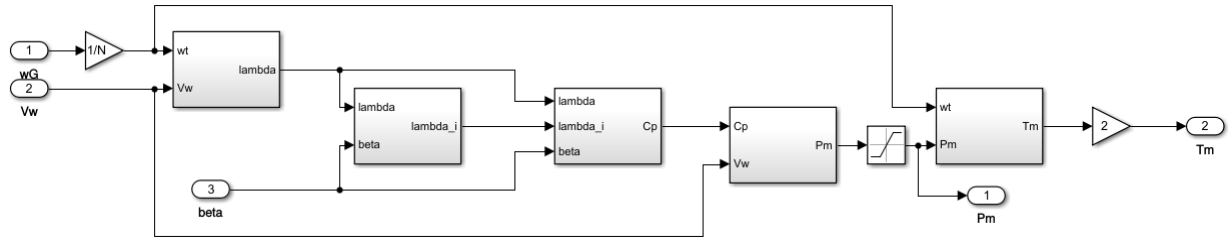


FIGURA 4.11 – Diagrama de blocos para obtenção do torque mecânico com relação à velocidade do vento.

$$wt = \frac{wG}{\frac{N_{rotor}}{N_{turbina}}} \quad (4.32)$$

Sendo N_{rotor} o número de dentes na engrenagem do eixo rotor e $N_{turbina}$ o número de dentes na engrenagem do eixo da turbina. A relação de velocidade de ponta (λ) é uma variável resultante da razão entre a velocidade na extremidade da pá da turbina pela velocidade do vento.

$$N = \frac{N_{rotor}}{N_{turbina}} = 17,8 \quad (4.33)$$

Adotado N como a relação de engrenagens, sendo R o raio das pás e λ , fica expresso por (4.34).

$$\lambda = \frac{wG.R}{V_{vento}} \quad (4.34)$$

Como critério de projeto $R = 1,80$ m, sendo o raio da turbina. Ainda, para calcular o coeficiente de desempenho C_p (4.36), torna-se necessário obter λ_i representado pela Equação 4.35.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (4.35)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0,0068\lambda \quad (4.36)$$

A potência mecânica (P_m) e o torque mecânico (T_m) podem ser expressos respectiva-

mente nas equações (4.37) e (4.38).

$$P_m = \frac{1}{2} \rho (\pi R^2) V w^3 \quad (4.37)$$

$$T_m = 2 \left[-\frac{1}{N} \frac{P_m}{wt} \right] \quad (4.38)$$

4.2.1.1 Simulação das Cargas Dinâmicas

Para obter as respostas dinâmicas dos controladores em função das variações nas potências da carga, foram simulados dois perfis de fator de potência: 0,86 e 0,92 indutivo. O transitório de uma carga para outra ocorreu de forma abrupta em 1,5 segundo. A Figura 4.12 apresenta em ambiente Matlab/Simulink a ligação das cargas de 1100 VA como transitório no fator de potência de 0,86 para 0,92 com ligação em delta.

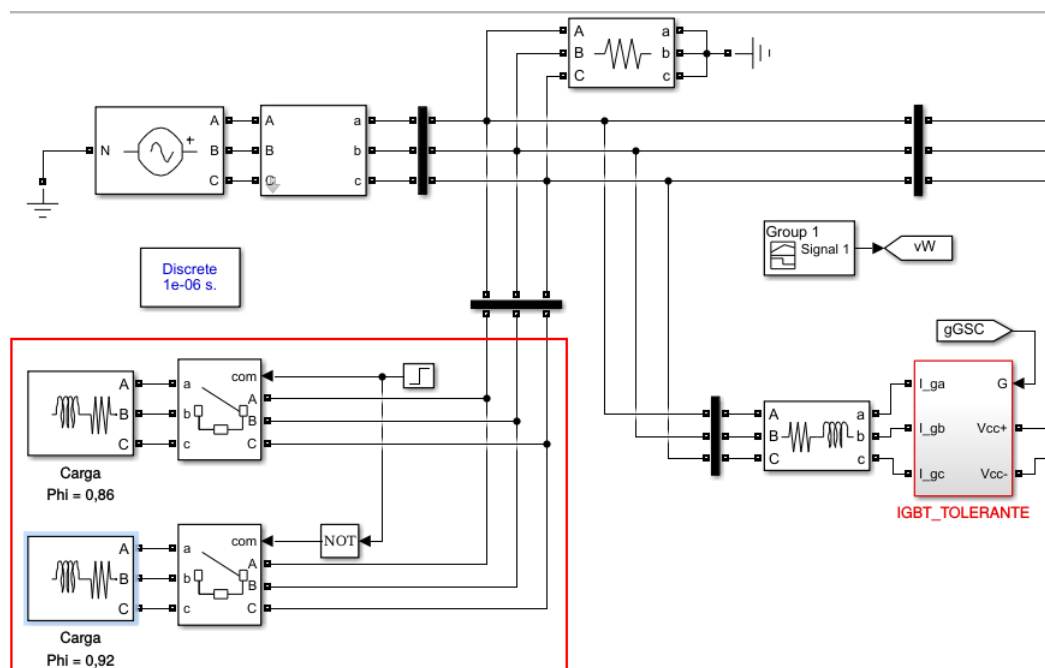


FIGURA 4.12 – Simulação das cargas de 0,86 e 0,92 de fator de potência.

4.2.1.2 Simulação dos Controladores do Lado da Rede

Os denominados controladores do lado da rede desempenham diversas funções como: sincronizar a tensão do inversor de frequência com os ângulos de fases da rede, a qual o gerador injeta as potências ativas e reativas, sendo o controle da potência outra importância desses controladores. Por meio deles torna-se possível controlar a direção do fluxo da

potência que podem ser da rede elétrica para o rotor do DFIG. Nesse caso, o controlador vai transformar o conversor acoplado do lado da rede como retificador trifásico controlado com fator de potência unitário, porém, quando há potência de vento suficiente para gerar eletricidade, tais controladores irão atuar nos IGBTs do conversor do lado da rede e ele irá operar como inversor de frequência com controle de potência ativa e reativa. Esse trabalho utiliza o controlador proporcional ressonante (PR) no conversor do lado da rede.

O processo de sincronizar o conversor do lado da rede com ele operando como inversor de frequência é necessário à captura de fase através do algoritmo da PLL e para isso faz-se necessária a transformadas de Clarke ($abc/\alpha\beta$) e a de Park vistas nas equações (4.39) e (4.40) respectivamente.

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

As variáveis x_a , x_b e x_c podem ser tensões (V_{a_e} , V_{b_e} , V_{0_e}) e correntes elétricas (I_{a_e} , I_{b_e} , I_{0_e}), como visto na Figura 4.13 a tensão trifásica da rede é V_g .

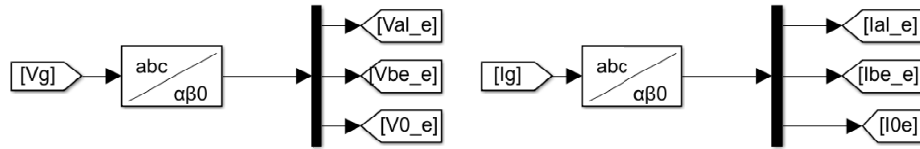


FIGURA 4.13 – Diagrama de bloco Transformada de Clarke da tensão e corrente da rede elétrica.

$$\begin{bmatrix} x_q \\ x_d \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

As variáveis V_{d_e} , V_{q_e} e V_{0_e} são resultantes da tensão trifásica de entrada, como visto na Figura 4.14 e ωtG é a posição angular da rede expressa em radiano.

Na Figura 4.15 é vista a malha de controle do lado da rede que é composta por subsistemas que, por sua vez, utilizam controladores PI e PR.

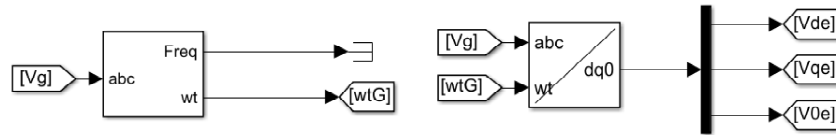


FIGURA 4.14 – Diagrama de bloco Transformada de Park da tensão e corrente da rede elétrica.

Com isso, para a obtenção dos ganhos do controlador PR para a malha interna de corrente utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. Este compensador foi projetado como sendo um controlador PI, em que o tempo de assentamento escolhido foi de 0,03 s a fim de garantir uma rápida resposta subamortecida.

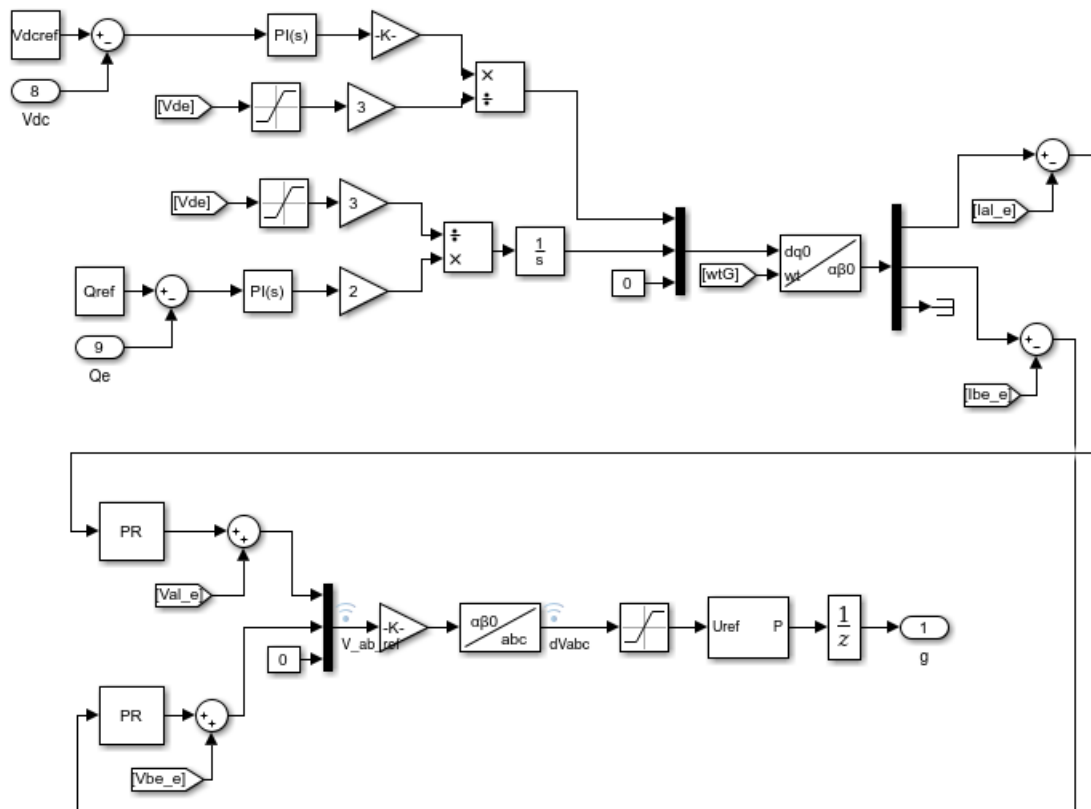


FIGURA 4.15 – Controlador do lado da rede.

O controladores PI utilizados para o controle do lado da rede são do tipo paralelo expressos pela Equação 4.41 no domínio do tempo.

$$c_{CLR}(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (4.41)$$

Aplica-se a transformada de Laplace à Equação 4.41, adotando as condições iniciais nulas, obtém-se a função de transferência $G_{CLR}(s)$ do controlador PID paralelo (4.42).

$$G_{CLR}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.42)$$

Onde K_p e K_i são os ganhos, proporcional e integrativo calculados respectivamente e apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6.

TABELA 4.5 – Parâmetros do controlador PI do lado da rede - Malha de tensão no barramento CC

| | |
|-------|-----|
| K_p | 0.5 |
| K_i | 1 |

TABELA 4.6 – Parâmetros do controlador PI do lado da rede - Malha da potência reativa

| | |
|-------|------|
| K_p | -100 |
| K_i | -2 |

A obtenção do ganho proporcional e integral para a malha de controle, utilizou-se a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes. Para o compensador adotando $Z_C = 2$, adotou-se um tempo de assentamento de 0,3 s para garantir que a malha interna de corrente do eixo em quadratura seja pelo menos dez vezes mais rápida do que a malha externa de tensão do barramento CC, com isso, evita-se a influência entre as malhas (Figura 4.16).

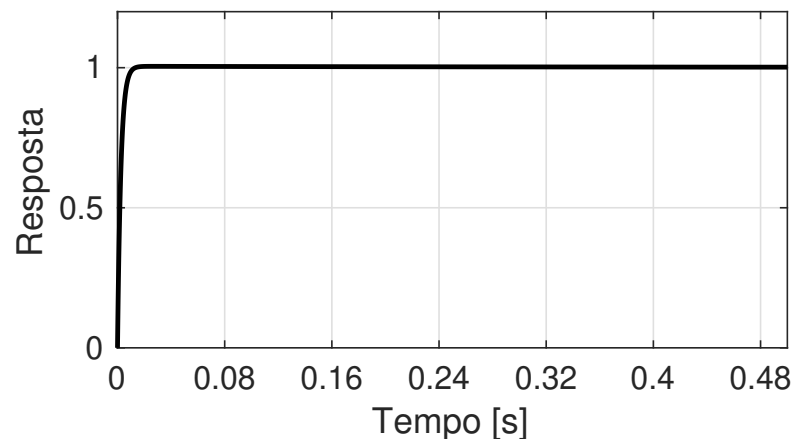


FIGURA 4.16 – Resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controlador de tensão CC.

Por outro lado, o controlador PR faz o controle da malha de corrente (i_α e i_β) e pode ser expressa pela função de transferência (4.43). Conforme visto em (RODRIGUES, 2010)

e (Kuperman, 2015), o controlador proporcional ressonante busca corrigir o erro em regime estacionário ao degrau, como o controlador PI, porém é possível garantir o sincronismo com a rede em 60 Hz e compensação de harmônicos (Nirmal *et al.*, 2018), os estudos desse controlador podem ser vistos com mais detalhes em (Cha *et al.*, 2009), (ROCHA *et al.*, 2018) e (Lorenzini *et al.*, 2019).

$$G_{PR}(s) = \frac{k_0(s^2 + \omega_0^2) + k_1s + k_2}{s^2 + \omega_0^2} \quad (4.43)$$

com k_0 , k_1 , k_2 sendo parâmetros a serem determinados e ω_0 a frequência de ressonância. Os valores de parâmetro do controlador PR podem ser vistos na Tabela 4.7.

TABELA 4.7 – Parâmetros do controlador PR do lado da rede - Malha de corrente

| | |
|------------------------|--|
| K_p | -200 |
| $F_1 = 60 \text{ Hz}$ | $\frac{-40000s}{s^2 + 10s + (2\pi 60)^2}$ |
| $F_2 = 300 \text{ Hz}$ | $\frac{-40000s}{s^2 + 10s + (2\pi 300)^2}$ |
| $F_3 = 420 \text{ Hz}$ | $\frac{-40000s}{s^2 + 10s + (2\pi 420)^2}$ |
| $F_4 = 660 \text{ Hz}$ | $\frac{-40000s}{s^2 + 10s + (2\pi 660)^2}$ |
| $F_5 = 780 \text{ Hz}$ | $\frac{-40000s}{s^2 + 10s + (2\pi 780)^2}$ |

A função de transferência do controlador PR com todas as frequências de ressonância é expressa por (4.44).

$$G_{PR}(s) = K_p + \sum_{i=1}^5 (F_i) \quad (4.44)$$

4.2.1.3 Simulação dos Controladores do Lado do Rotor

O controlador do lado do rotor (Figura 4.17) gera o sinal de PWM para o conversor acoplado à máquina, com isso é possível determinar o sentido do fluxo da potência e a

velocidade do rotor.

Como visto no controlador do lado da rede, o controlador do rotor pode fazer o conversor ser um retificador trifásico ou um inversor trifásico ambos com ajuste no fator de potência. As entradas deste controlador dependem do fluxo do estator visto nas equações 4.45 e 4.46 e em função do torque mecânico.

$$F_\alpha = \int V_\alpha - i_\alpha R_s \quad (4.45)$$

Sendo F_α o fluxo estimado do estator, V_α e i_α a tensão e corrente em relação ao eixo α e R_s a resistência elétrica do estator.

$$F_\beta = \int V_\beta - i_\beta R_s \quad (4.46)$$

Sendo F_β o fluxo estimado do estator, V_β e i_β a tensão e corrente em relação ao eixo β e R_s a resistência elétrica do estator.

Quando aplicada a transformada inversa de Clarke, tem-se a Equação 4.47, onde é possível obter o fluxo trifásico no estator. Desse modo, 4.48 implementa o *PLL* onde são extraídos os valores da posição angular (θ_{fs}), velocidade (ω_{fs}) e o fluxo total do estator F_s .

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_0 \\ F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Para obter o PLL do fluxo do estator, calcula-se [abc→dq0] sendo F_s . Para obter ω_{fs} é utilizada a função de transferência sob a Equação (4.48).

$$G_{\omega_{fs}}(s) = \frac{\omega_{fs}(s)}{d(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4.48)$$

Os parâmetros determinados foram: $K_p=200$ e $K_i=17237$ e $d(s)$ é o eixo d da transformada de Park. Integrando (4.48) tem-se θ_{fs} , conforme a Equação 4.49.

$$\theta_{fs} = \int_0^{2\pi} \omega_{fs}(t) dt \quad (4.49)$$

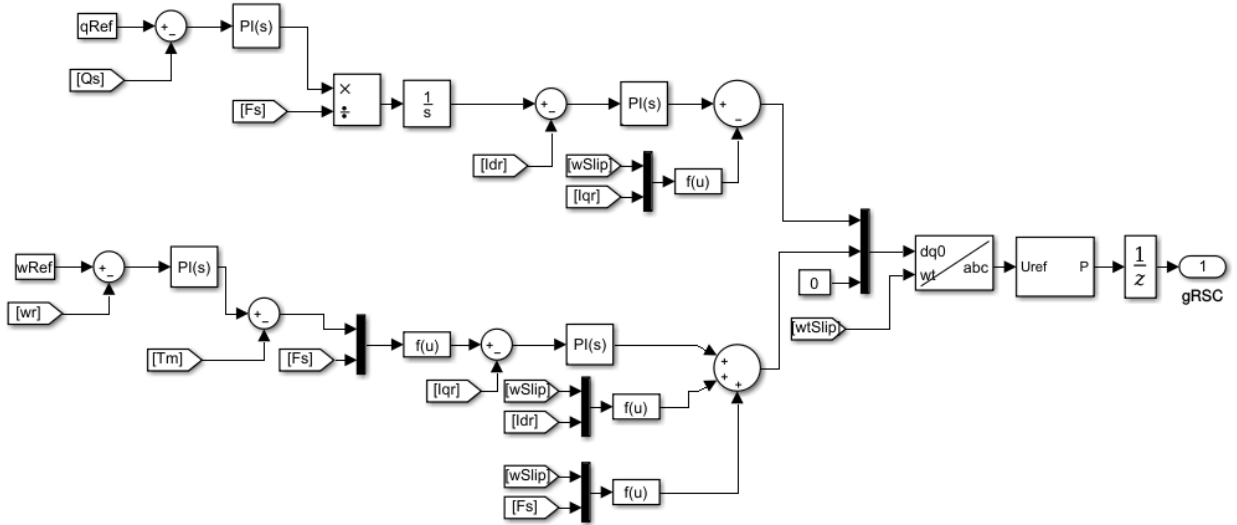


FIGURA 4.17 – Controlador do lado do rotor.

Para gerar o sinal nos *gates* dos IGBTs utilizou-se o bloco gerador de sinal PWM para conversor de seis pulsos com entrada o sinal de referência (abc) resultado da transformada [dq0→abc]. Para isso, os eixos dq foram obtidos segundo as equações de 4.50 a (4.53) é respectivamente a expressão do sinal PWM do eixo de quadratura d_{rotor} e para o equacionamento do PWM do eixo q_{rotor} inicia-se a Equação 4.55 para a dedução.

$$C_{od1}(s) = K_{p1} (Q_{ref} - Q_s) + \frac{K_{i1}}{s} (Q_{ref} - Q_s) \quad (4.50)$$

substituindo (4.50) em (4.51).

$$C_{id2}(t) = \int \left(\frac{C_{od1}}{F_s}(t) - i_{dr}(t) \right) dt \quad (4.51)$$

e (4.51) em (4.52):

$$C_{od1}(s) = K_{p2} C_{id2}(s) + \frac{K_{i2}}{s} C_{id2}(s) \quad (4.52)$$

A Tabela 4.8 apresenta os parâmetros dos controladores PI.

TABELA 4.8 – Parâmetros dos controladores PI_1 e PI_2 do lado do rotor

| | |
|--------|-------|
| K_p1 | -50 |
| K_i1 | -5 |
| K_p2 | 500 |
| K_i2 | 0.225 |

PI_1 é o controlador da malha externa do eixo d que ajusta Q_r , já o PI_2 faz o controle da malha interna do mesmo eixo, porém, controla i_{dr} .

$$d_{PWMr} = Co_{d1}(t) - (\omega_{escorregamento}(t)i_{qr}(t)L_r\sigma) \quad (4.53)$$

sendo σ visto na Equação 4.54.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (4.54)$$

$$Co_{q3}(s) = K_{p3}(\omega_{ref} - \omega_r) + \frac{K_{i3}}{s}(\omega_{ref} - \omega_r) \quad (4.55)$$

substituindo (4.55) em (4.56).

$$Ci_{q4}(t) = \left(\frac{4L_s(Co_{q1}(t) - T_m(t))}{3PL_m F_s(t)} \right) - i_{qr}(t) \quad (4.56)$$

e (4.56) em (4.57):

$$Co_{q4}(s) = K_{p4}Ci_{q4}(s) + \frac{K_{i4}}{s}Ci_{q4}(s) \quad (4.57)$$

A Tabela 4.9 apresenta os parâmetros dos controladores PI referentes ao eixo de quadratura q do rotor.

TABELA 4.9 – Parâmetros dos controladores PI_3 e PI_4 do lado do rotor

| | |
|--------|-------|
| K_p3 | -8 |
| K_i3 | -1.6 |
| K_p4 | 500 |
| K_i4 | 0.225 |

Por outro lado, os controladores PI_3 sintoniza a malha externa do eixo q, fica em função da velocidade angular do rotor, que por sua vez, é o valor de referência do controlador da malha interna (PI_4) obtém-se i_{qr} .

O sinal de PWM referente ao eixo q é obtido conforme a Equação 4.58.

$$q_{PWMr} = C_{oq4}(t) + (\omega_{escorregamento}(t)i_{dr}(t)L_r\sigma) + \left(\omega_{escorregamento}(t)F_s(t)\frac{L_m}{L_s}\sigma \right) \quad (4.58)$$

Sendo assim, o acionamento do PWM no conversor do lado da máquina.

4.2.2 Cálculos de elementos passivos dos conversores

Para suavizar a corrente injetada pelo conversor do lado da rede em modo inversor é utilizado um indutor em série com a rede. Esse elemento basicamente tem a função de inserir uma elevada impedância para os sinais em alta frequência, também denominado de *Choke*. Na prática é escolhida uma reatância indutiva entre 5 a 10% na razão V_{rede}/i_{rede} , portanto, adotou-se a indutância *Choke* de 10mH (Luna *et al.*, 2016).

Para calcular a capacitância do capacitor de barramento CC é necessária a Equação 4.59.

$$C \geq \frac{T_{ch}P_m}{\Delta V_{cc}V_{cc}} \left[1 - \frac{V_{rede}}{V_{cc}} \right] \quad (4.59)$$

Sendo: C a capacitância calculada, T_{ch} período de chaveamento dos IGBTs, P_m é a máxima potência disponível do gerador, ΔV_{cc} a máxima oscilação da tensão no barramento CC, V_{cc} é a tensão do barramento e V_{rede} é a tensão da rede elétrica.

As características do conversor *back-to-back* estão na Tabela 4.10.

TABELA 4.10 – Parâmetros do conversor *back-to-back*

| | |
|-----------------|-----------|
| T_{ch} | 0,00005 s |
| P_m | 1100 W |
| ΔV_{cc} | 10% |
| V_{cc} | 400 V |
| V_{rede} | 208 V |

Substituindo-se os valores da Tabela 4.10 na Equação 4.59 tem-se $C = 0,66\text{mF}$, portanto, para garantir baixas oscilações na tensão do barramento CC, optou-se por uma capacitância de 1mF.

Outro elemento passivo utilizado por esse trabalho é o transformador com relação de transformação próxima a (1:2) que faz o acoplamento entre conversor do lado do rotor e

próprio enrolamento do rotor. Esse componente desempenha a função de abaixar a tensão da saída do conversor para a tensão nominal do gerador.

4.2.3 Aplicação da inversão dinâmica do conversor operando como inversor de frequência

A inversão do sistema dinâmico torna-se possível somente após o modelamento do conversor por espaço de estados quando operando como inversor de frequência (Figura 4.18) conforme a Equação 4.60.

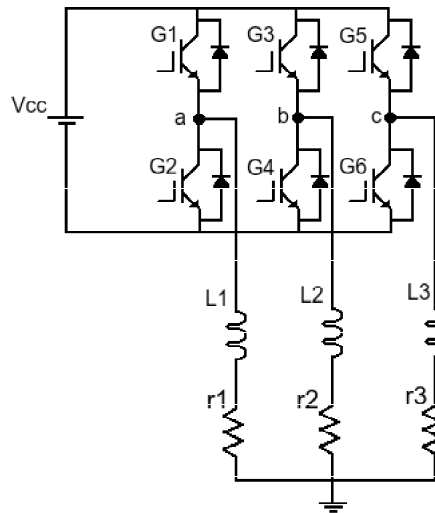


FIGURA 4.18 – Representação de um inversor de frequência.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{(G_1 - G_3)}{L} \\ \frac{(G_3 - G_5)}{L} \\ \frac{(G_1 - G_5)}{L} \end{bmatrix} V_{CC} \quad (4.60)$$

Sendo G_n o respectivo *gate* do IGBT a receber o sinal de PWM.

Para efeito de simplificar o modelo, adotou-se as indutâncias $L \rightarrow L_1 = L_2 = L_3 = 10\text{mH}$, ou seja, o valor do indutor *choke* e $r \rightarrow r_1 = r_2 = r_3 = 0.001 \Omega$ como a resistência elétrica do condutor.

Aplica-se o método de inversão à esquerda conforme proposto por (SAIN; MASSEY, 1969). A Equação (3.4) determina a matriz \mathbf{M}_0 que é uma igualdade com a matriz de transmissão direta ($\mathbf{D}(\mathbf{t})$), logo um processo iterativo determina o próximo índice (i) de

M_i até a Equação 3.5 for válida. Desta forma, a saída do sistema inverso será o sinal de entrada comutada no inversor de frequência, ou seja, as tensões V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} .

Conforme na Figura 4.19 observa-se a implementação em diagrama de blocos no Matlab/Simulink para obter a inversa à esquerda do conversor em modo inversor.

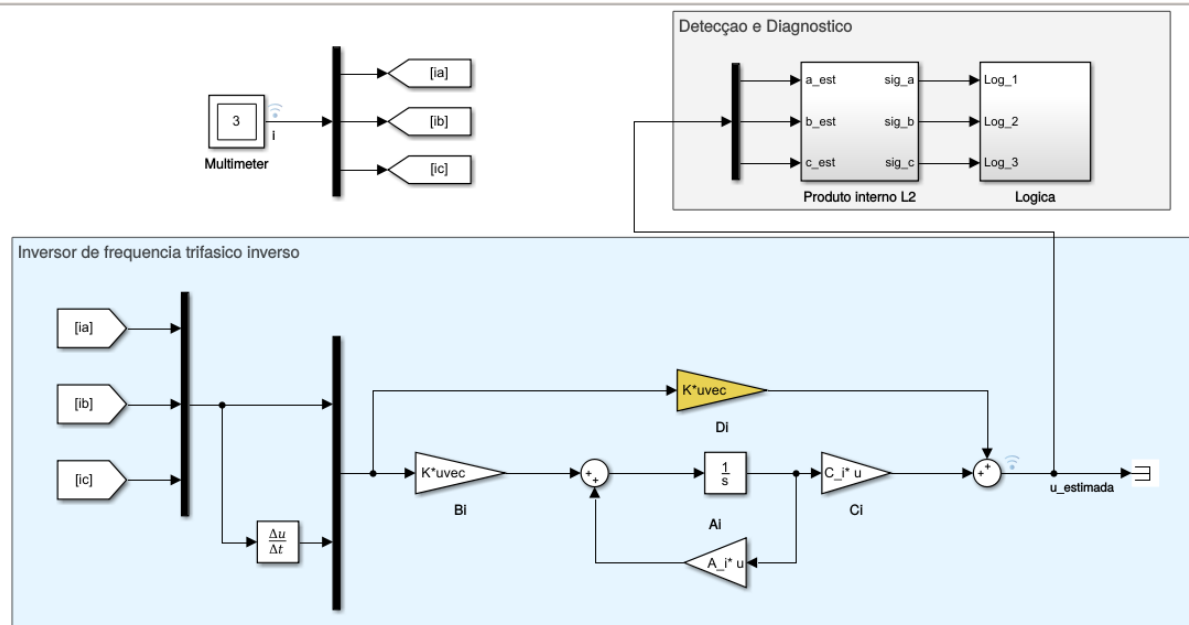


FIGURA 4.19 – Diagrama de blocos da modelagem inversa do conversor.

4.2.4 Circuito do conversor com adição de falhas nos interruptores

A fim de simular falhas nos interruptores eletrônicos, a Figura 4.21 apresenta como as falhas serão simuladas no ambiente Matlab/Simulink. O método de adição de falha no interruptor (IGBT) pode ser simulado de forma independente ou combinação de IGBTs danificados (falha do tipo circuito aberto). Para criar a situação de elemento em aberto, uma chave manual do tipo relé interrompe o circuito, desta forma, simulando a falha do IGBT em aberto, conforme a Figura 4.20. A chave manual do Matlab/Simulink quando recebe o sinal "1" fecha os contatos fazendo o conversor operar no local que a chave se encontra, como circuito sem falha. Por outro lado, quando o sinal "0" é fornecido como comando, o circuito é aberto naquele ponto. Cada chave tem um gerador de comando programado para mudar de estado em um determinado instante de tempo. Assim, pode-se escolher se a falha irá ocorrer no IGBT superior ou inferior, em qual braço ou fase ela deve ocorrer e determinar o instante de tempo que a falha ocorrerá, deixando assim o

sistema flexível para diversas análises. Ao ocorrer uma falha a mesma deve permanecer até o término da simulação.

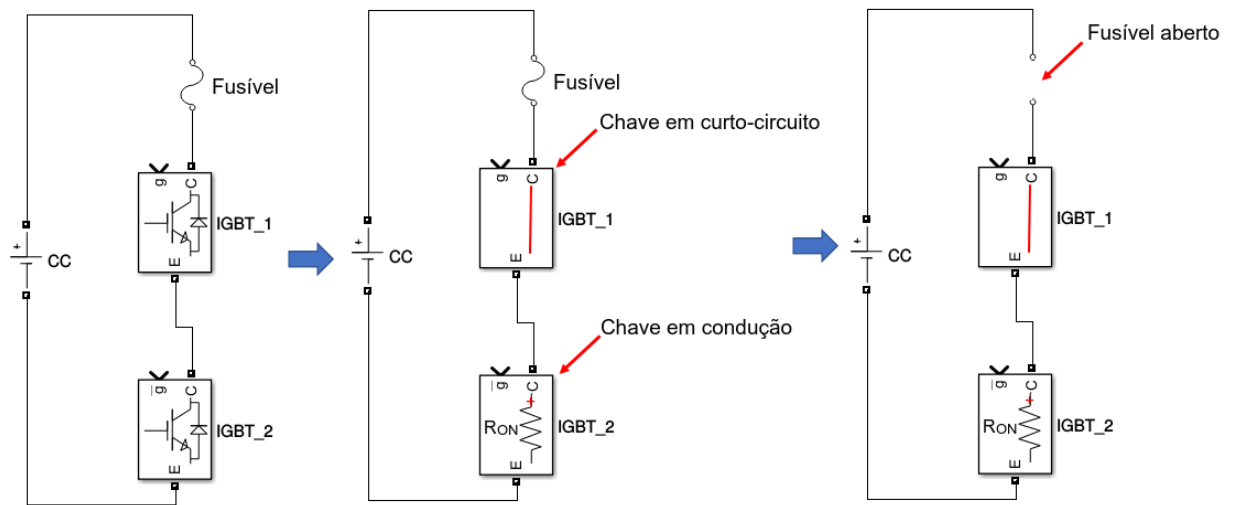


FIGURA 4.20 – Evolução da falha do tipo circuito aberto.

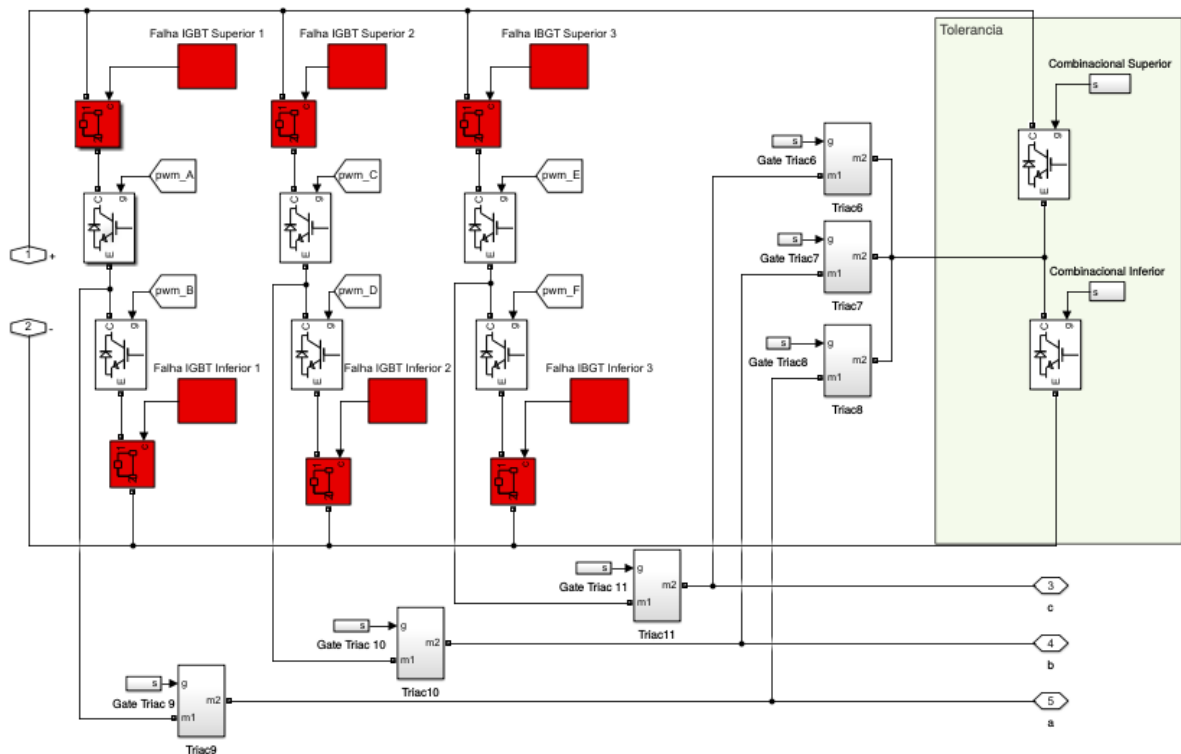


FIGURA 4.21 – Conversor com seletores de falhas.

4.2.5 Circuito do conversor tolerante à falha

Conforme destacado na Figura 4.21 esse trabalho utilizou o método de tolerância adicionando um braço extra em modo espera (*stand-by*). A lógica de acionamento do par suplementar ocorre após a detecção e o diagnóstico da falha como consequência, o braço com falha será removido de forma eletrônica através de tiristores tipo TRIAC. Como no Matlab/Simulink não têm disponível o TRIAC, foram utilizados dois SCR (Figura 4.22) em anti-paralelo construindo assim um TRIAC.

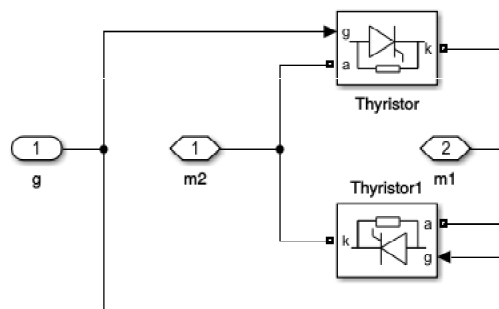


FIGURA 4.22 – Representação de um TRIAC no simulink.

À lógica de acionamento dos IGBTs de redundância é apresentada na Figura 4.23.

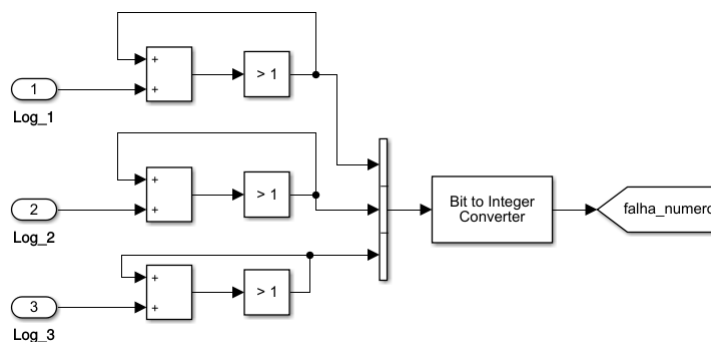


FIGURA 4.23 – Lógica combinacional para identificação o braço com falha.

Uma lógica combinacional ilustrada pela Figura 4.23 determina qual o sinal do PWM deve ser utilizado no braço de tolerância. A Figura 4.24 à esquerda quando a falha está no IGBT superior, porém à direita é quando o sinal de PWM deve ser inserido IGBT inferior.

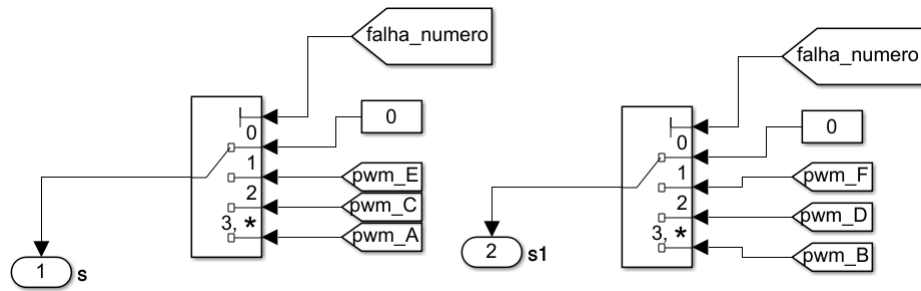


FIGURA 4.24 – Lógica combinacional para o acionamento da tolerância e isolamento da falha.

4.2.6 Detecção e diagnóstico da falha

A detecção e diagnóstico destacado (retângulo em cinza) na Figura 4.19 os subsistemas ficam conforme as figuras (4.25) e (4.26) implementam as equações (4.61) e (4.26), método proposto por (POON *et al.*, 2017a).

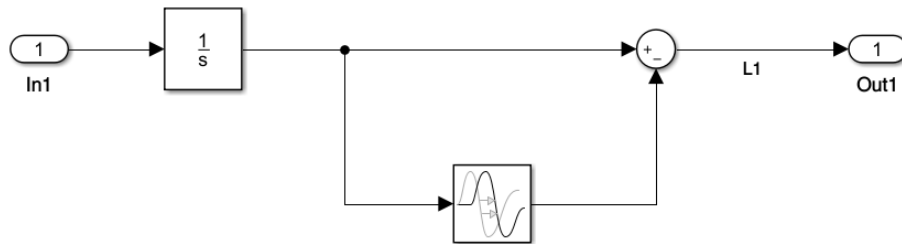


FIGURA 4.25 – Diagrama de blocos do produto interno L_2 .

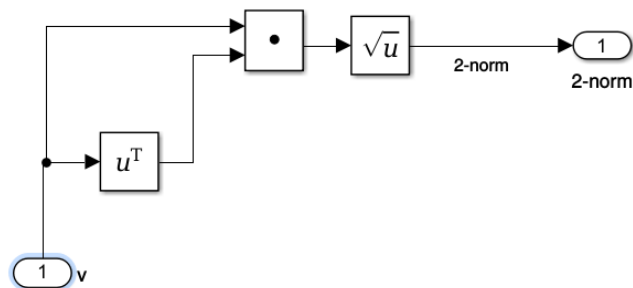


FIGURA 4.26 – Diagrama de blocos da norma euclidiana-2.

$$\langle e(t), \mathbf{C} \rangle_{L^2} = \int_{t-W}^t e^T(t-\tau) \mathbf{C}(\tau) d\tau \quad (4.61)$$

$$\|\mathbf{e}\| = \sqrt{\sum_{k=1}^N |e_k|^2} \quad (4.62)$$

W é o período da janela de integração, adotado 0,001s.

Portanto, \mathbf{e} é a matriz de erro ou resíduo, k é o índice da amostra do erro e \mathbf{C} é matriz de saída do modelo inverso.

4.3 Modelagem inversa da dinâmica do conversor do lado da rede

A modelagem do método de inversão esquerda proposta por (SAIN; MASSEY, 1969) para inversor de frequência pode ser vista na Equação 4.63 que determina M_i .

$$M_0 = D \quad \therefore \quad M_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L_a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_c} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \therefore \quad M_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{0,01} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{0,01} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{0,01} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

Ao obter M_1 faz-se $\text{posto}(M_1) - \text{posto}(M_0) = 3 - 0 = 3$ e conclui-se que esta diferença é igual ao número de entradas do sistema. Assim, pode-se prosseguir com a Equação 4.64 e finalmente 4.65.

$$K = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} M_1^{-1} \quad \therefore \quad K = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

A matriz \mathbf{M}_1 é singular, ou seja, não admite inversa; deve-se implementar o método de Moore - Penrose para obter a pseudo-inversa da matriz, no Matlab é a sintaxe *pinv()*. Ao dar continuidade no método de (SAIN; MASSEY, 1969) pode-se determinar as matrizes: transmissão dos estados \mathbf{A}_i (4.66), entrada \mathbf{B}_i (4.67), saída \mathbf{C}_i (4.68) e alimentação direta \mathbf{D}_i (4.69).

$$A_i = \left(A - B K \begin{bmatrix} C \\ C A \end{bmatrix} \right) \quad \therefore \quad A_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

$$B_i = B K \quad \therefore \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

$$C_i = -K \begin{bmatrix} C \\ C A \end{bmatrix} \quad \therefore \quad C_i = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 & 0 \\ 0 & 0,001 & 0 \\ 0 & 0 & 0,001 \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

A matriz (4.68) pode ser aplicada na equação 4.61, para obter a autocorrelação do sinal no produto interno L_2 .

$$D_i = K \quad \therefore \quad D_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Em espaço de estados 4.70 resulta na Equação de saída (sinal de entrada estimada do modelo original) 4.71.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^L \\ i_b^L \\ i_c^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^L \\ i_b^L \\ i_c^L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \frac{d}{dt} i_a \\ \frac{d}{dt} i_b \\ \frac{d}{dt} i_c \end{bmatrix} \quad (4.70)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,001 & 0 & 0 \\ 0 & 0,001 & 0 \\ 0 & 0 & 0,001 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^L \\ i_b^L \\ i_c^L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,01 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \frac{d}{dt}i_a \\ \frac{d}{dt}i_b \\ \frac{d}{dt}i_c \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

5 Resultados e Discussões

Nesse capítulo, os resultados obtidos por meio dos ensaios em bancada do conversor boost com aquisição de sinal e com inversa dinâmica embarcada em DSP e os resultados oriundos das simulações do sistema de geração de energia eólica serão apresentados e respectivamente discutidos por seções, com a finalidade de elucidar as etapas propostas por esse trabalho.

5.1 Resultados do Conversor boost

Os sinais apresentados nas figuras 5.1 e 5.2, são respectivamente a tensão de saída e a corrente no indutor do conversor boost, esses, uma vez aquisitados por meio de um DSP serão os sinais de entradas no bloco de inversão dinâmica do conversor boost discretizado com frequência de amostragem de 200kHz. Ao utilizar o DSP em conjunto com o Matlab/Simulink, foi possível obter a inversa dinâmica em tempo real e por consequência ter como resultado o sinal de entrada (excitação) do sistema, conforme Figura 5.3

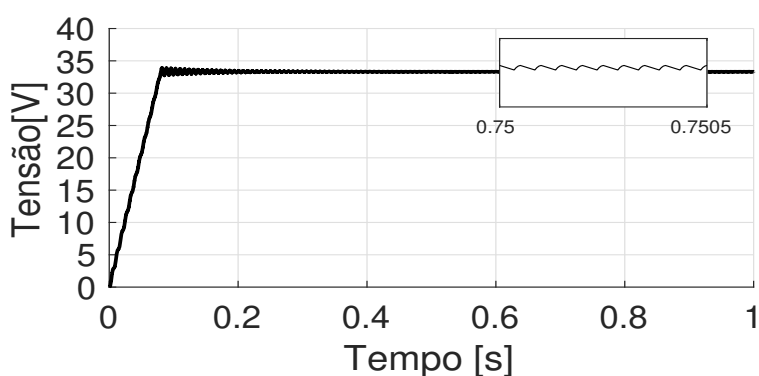


FIGURA 5.1 – Tensão de saída do conversor boost utilizado como teste.

Nota-se que a tensão de saída ficou levemente acima da teórica (33V), conforme visto na Tabela 4.2, o valor real obtido foi de 33,3V. Esse erro deve-se a resistência interna do indutor e pequenos erros de quantização. A proposta deste conversor boost é demonstrar

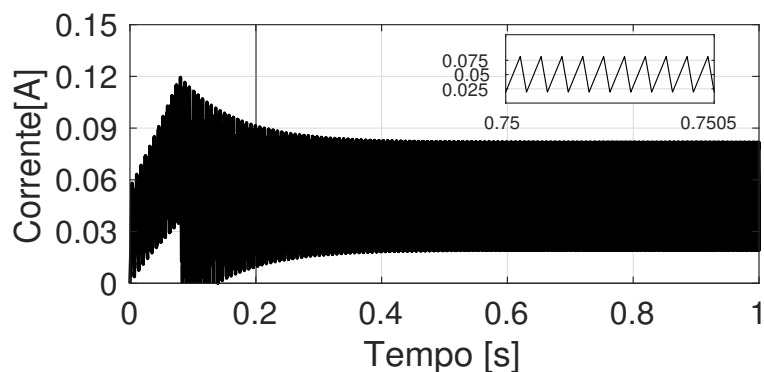


FIGURA 5.2 – Corrente do conversor boost utilizado como teste.

que é possível trabalhar com a inversa dinâmica de um sistema chaveado e principalmente sua implementação em sistemas microprocessados.

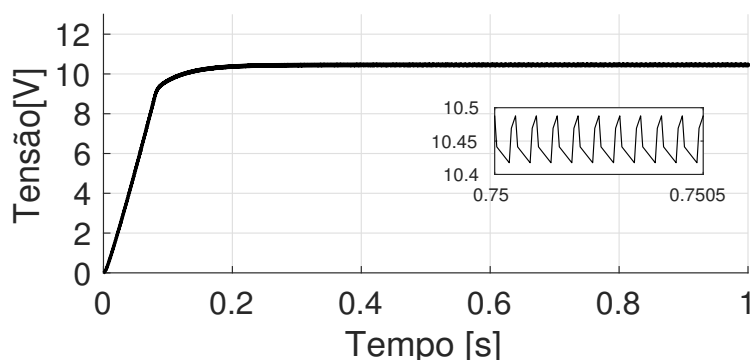


FIGURA 5.3 – Sinal de entrada estimado por meio da inversa dinâmica no conversor boost.

Foi possível observar que o sinal de entrada, estimado pela inversa dinâmica apresentou um pequeno desvio entre o sinal teórico (10V) e o obtido por meio do ensaio (10.45V), isso se deu, como consequência pelo próprio erro da tensão de saída ser ligeiramente diferente do valor teórico. Também é importante comentar sobre a característica ondulatória do sinal estimado da entrada. Como era esperado o sinal da entrada estimada por meio da inversa dinâmica o sinal deveria ser constante em 10V porém, as pequenas perturbações são ações da não linearidade (oscilações da tensão de saída do conversor) e descontinuidade oriundas da discretização do sinal. Por esse motivo, foi adicionado um filtro passa baixas na saída do sistema de inversão dinâmica, a fim de atenuar esses sinais com descontinuidades.

5.2 Conversor back-to-back operando sem falha

Após a simulação em ambiente Matlab/Simulink do conversor back-to-back empregado no sistema de geração de energia eólica, com controle de potência reativa, os resultados foram obtidos com apenas troca da carga e assim, alterou-se o fator de potência da carga, porém, não foram adicionadas as falhas no conversor CC-CA. Cabe ressaltar que as simulações utilizaram os parâmetros da máquina de indução duplamente alimentada do departamento de engenharia elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru pelos motivos: trabalhar com parâmetros reais e este trabalho seja base para próximas pesquisas.

As figuras 5.4 e 5.5 apresentam o comportamento da potência mecânica e o torque mecânico na turbina, respectivamente. Na Figura 5.4 os intervalos: t_1 a velocidade do vento está entre 6 e 8 m/s, como consequência a potência mecânica varia de 440 a 1100 W; entre t_2 e t_3 , têm a velocidade acima de 8 m/s, com isso, é possível extrair a máxima potência mecânica, com isso a potência fica saturada em 1100 W; no intervalo t_3 a t_4 , ocorre uma redução de velocidade do vento próxima de 7 m/s a potência mecânica disponível foi de 880 W e, em t_4 a velocidade do vento é suficiente para obter a potência de 1100 W.

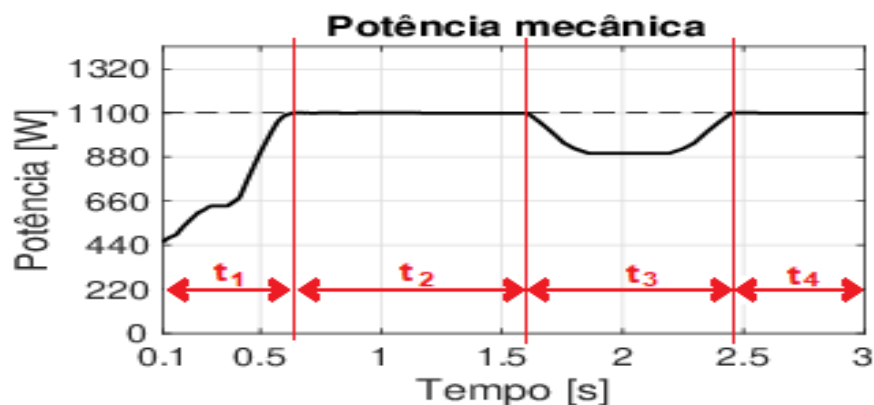


FIGURA 5.4 – Potência mecânica na turbina.

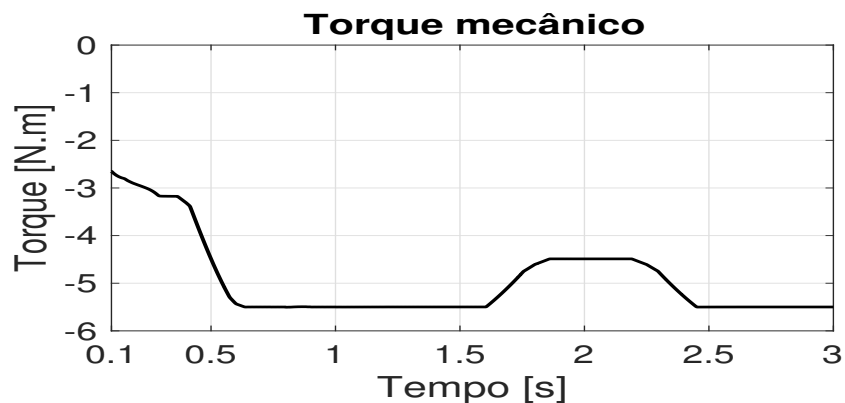


FIGURA 5.5 – Torque mecânico na turbina.

A Figura 5.6 mostra o transitório no torque mecânico no gerador. Assim, pode destacar que ao ocorrer a comutação para carga com menor fator de potência no tempo de 1,5 segundo, não houve alteração no torque mecânico. A figura 5.7 destaca a ação dos controladores, que manteve constante a velocidade no gerador em 200 rad/s ou aproximadamente 1910 rpm constante, independente das perturbações da carga e com a atenuação da velocidade do vento. Esta velocidade constante no rotor foi obtida por meio do controle do ângulo de passo, o que possibilitou que o DFIG operasse na região super-síncrona. Contudo, ocorreu uma diminuição no torque mecânico no intervalo de tempo de 1,6 a 2,4 segundos, conforme a curva da velocidade do vento na seção de metodologia. A equação 5.1 representa o torque mecânico, sendo P em kW e n em rpm, (WEG, 2019).

$$T_m = \frac{9555P}{n} \quad (5.1)$$

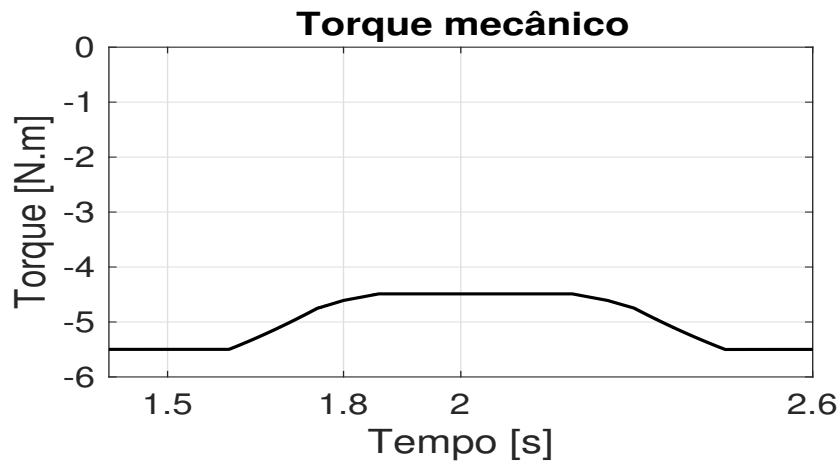


FIGURA 5.6 – Torque mecânico na turbina no instante de transitório de potência.

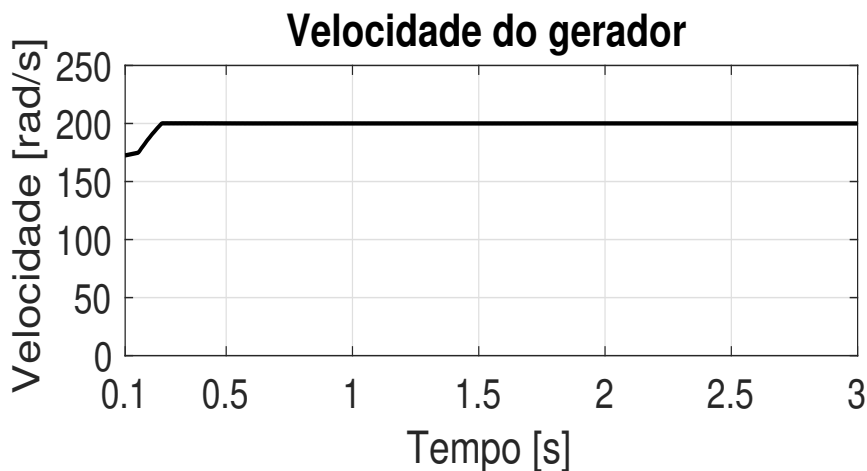


FIGURA 5.7 – Velocidade no gerador.

Como os problemas de condições iniciais são difíceis de serem contornados e a velocidade do vento é muito baixa, o gerador no intervalo de tempo de 0,1 a 0,2 opera como motor e não gerador. Conforme a Figura 5.8 mostra após 0,5 segundo o sistema entra em regime permanente até que a velocidade do vento diminuir o torque eletromagnético (conjugado).

$$T_e = T_c + J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (5.2)$$

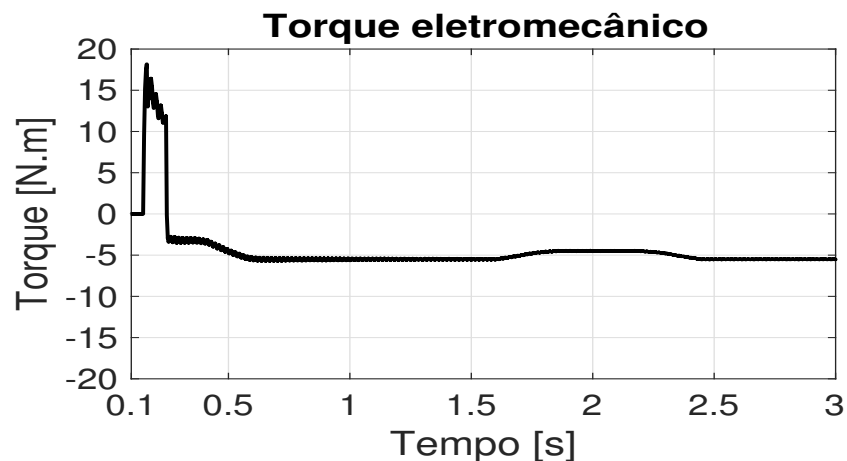


FIGURA 5.8 – Torque eletromagnético no gerador.

Como a Figura 5.9 apresenta no instante que há uma variação abrupta do fator de potência na carga, ocorreu um transitório com sobressinal que logo foi compensado.



FIGURA 5.9 – Potência reativa da carga.

As potências reativas e ativas na carga podem ser vistas nas figuras 5.9 e 5.10, as quais mostram quando a carga tem o fator de potência 0,92 alterado para 0,86, no instante de tempo igual a 1,5 segundo. A Figura 5.11 mostra com detalhe o momento da transição

da potência ativa na carga. Cabe destacar-se que as variações na velocidade do vento não afetaram as potências fornecidas às cargas.

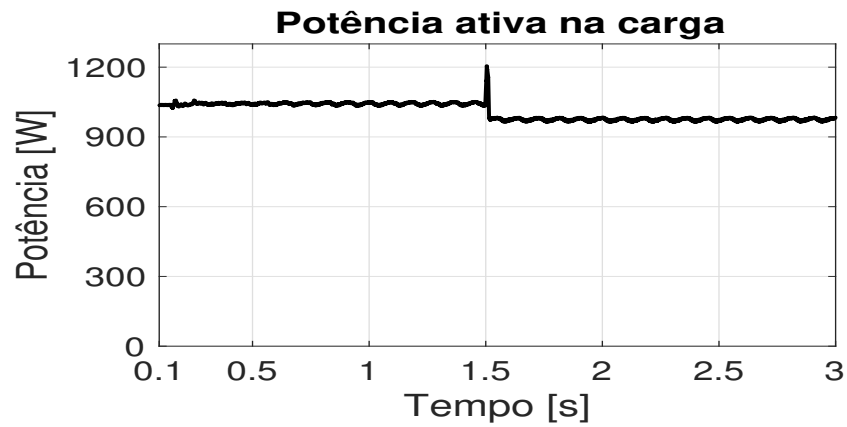


FIGURA 5.10 – Potência ativa na carga.

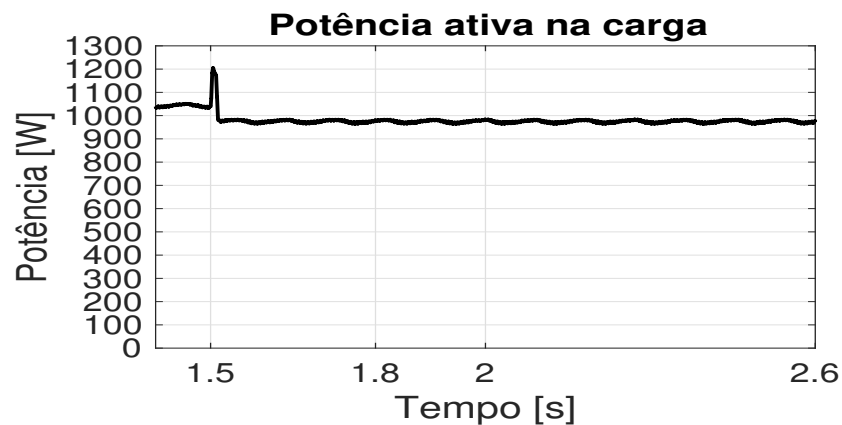


FIGURA 5.11 – Potência ativa na carga no instante de transitório de potência.

Como esperado, não há transitório da tensão nos terminais da carga trifásica ligada em triângulo, conforme a Figura 5.12. A Equação 5.3 indica a tensão de pico na carga.

$$V_{carga} = \frac{208\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \Rightarrow V_{carga} = 169,83V_p \quad (5.3)$$

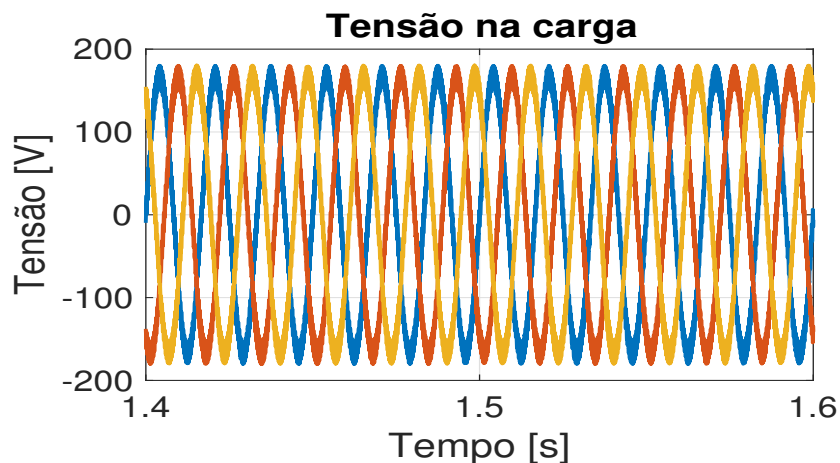


FIGURA 5.12 – Tensão na carga no instante de transitório de potência.

As correntes na carga, no rotor e no estator do DFIG estão apresentadas respectivamente nas figuras 5.13, 5.14, 5.15. Há uma perturbação de duração de um ciclo de senoide da corrente da carga no instante da troca do fator de potência na carga ($T=1,5$ segundo). Porém, nas corrente do rotor transitórios de corrente, devida a atuação dos controladores. Contudo, como esperado, o estator sofreu um afundamento de corrente devida a baixa velocidade do vento, devido a redução da velocidade do vento. Isso ocorre devido ao estator estar acoplado diretamente na rede sem uso de controladores. A perturbações iniciais nas corrente do DFIG, novamente se justifica com as condições iniciais impostas no gerador para a simulação.

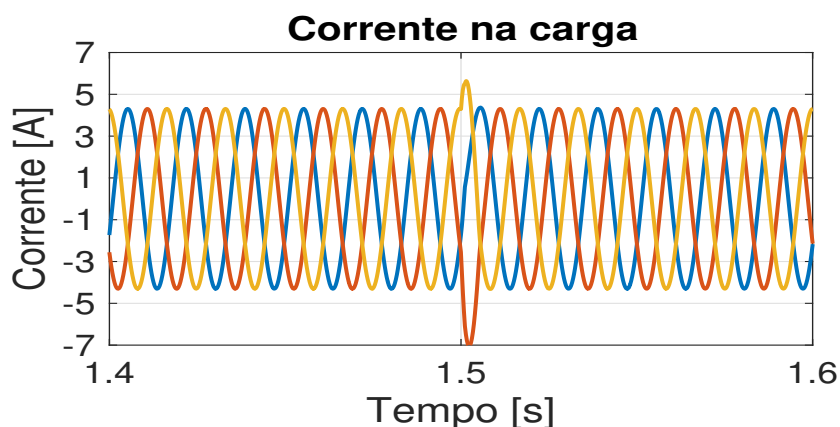


FIGURA 5.13 – Corrente na carga no instante de transitório de potência.

A Figura 5.16 mostra o instante da perturbação na corrente do estator imposta pela comutação entre a carga com 0,92 para 0,86 de fator de potência.

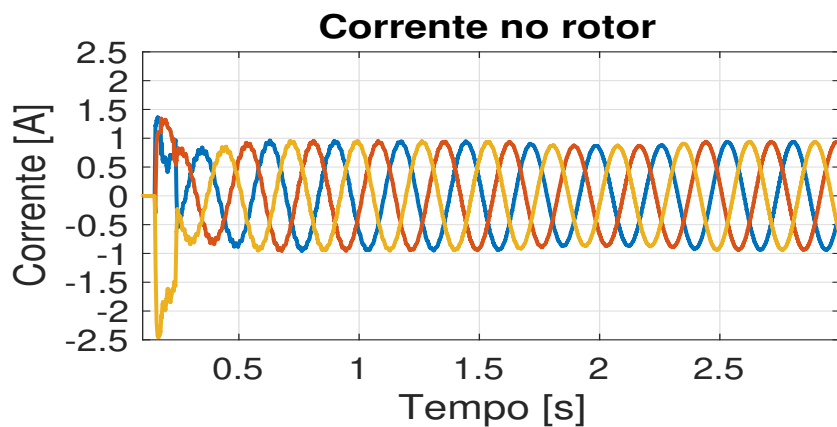


FIGURA 5.14 – Corrente no rotor.

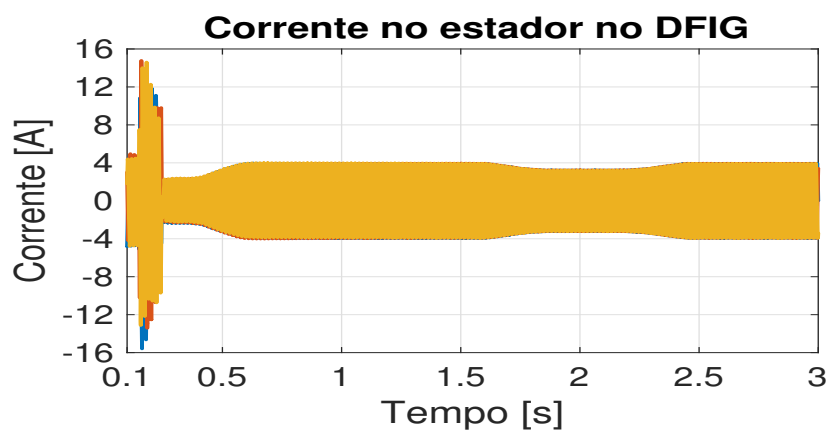


FIGURA 5.15 – Corrente no estador do DFIG.

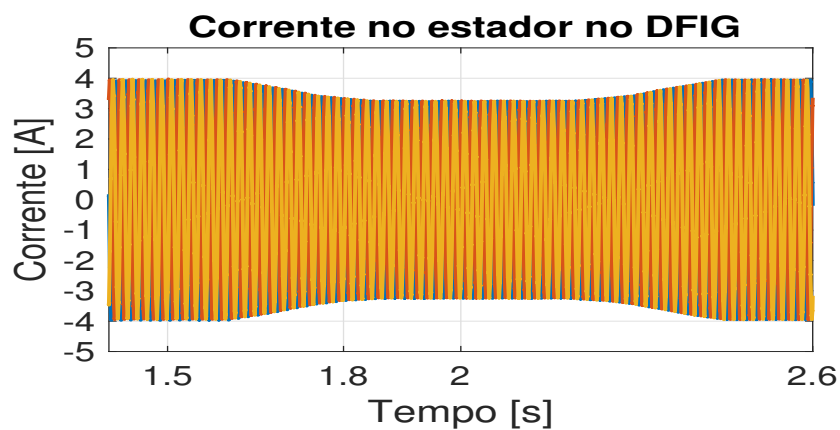


FIGURA 5.16 – Corrente no estador do DFIG no instante de transitório de potência.

Com o objetivo de ilustrar o fluxo das potências na rede, as figuras 5.17, 5.18, 5.19 apresentam o perfil da potência ativa, o instante de comutação no fator de potência e ainda o fluxo da potência reativa, repectivamente.

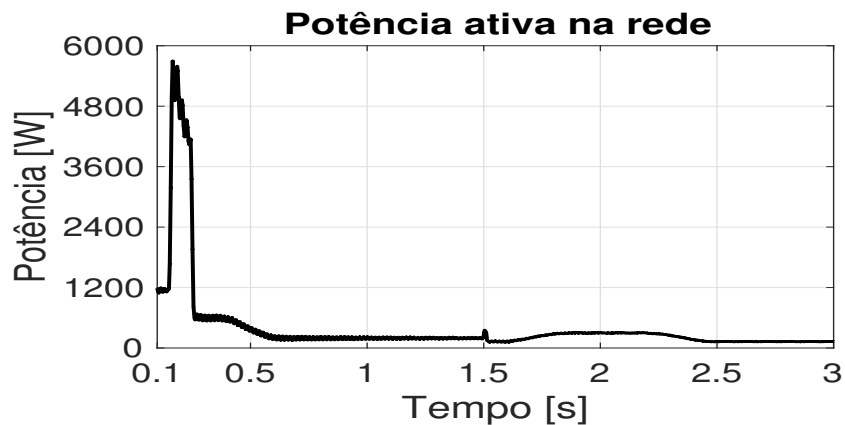


FIGURA 5.17 – Potência ativa na rede.

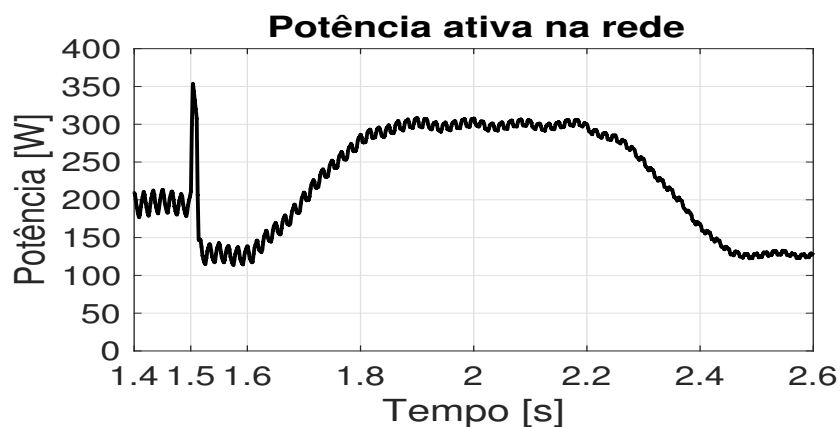


FIGURA 5.18 – Potência ativa na rede no instante de transitório de potência.

A importância de analisar os fluxos das potências ativas e reativas no rotor se faz necessária, para comprovar o funcionamento dos controladores dos conversores tanto do lado da máquina quanto no lado da rede. A Figura 5.20 mostra o perfil da potência ativa no rotor e a Figura 5.21 ilustra durante o transitório da carga a dinâmica da potência ativa no rotor.



FIGURA 5.19 – Potência reativa da rede.

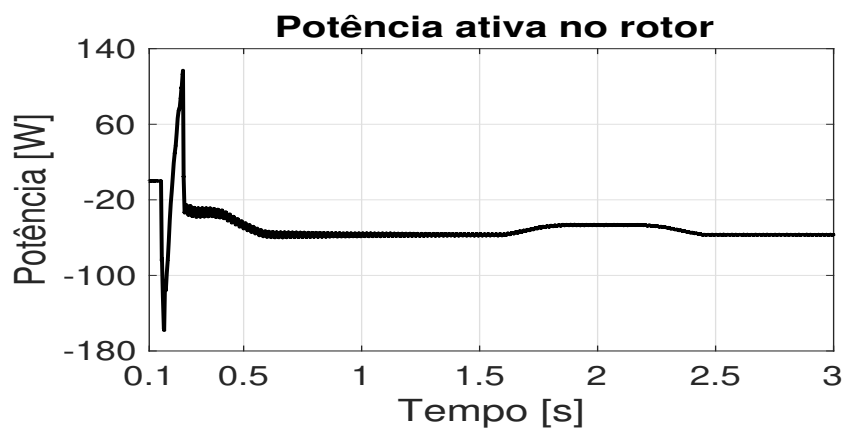


FIGURA 5.20 – Potência ativa no rotor.

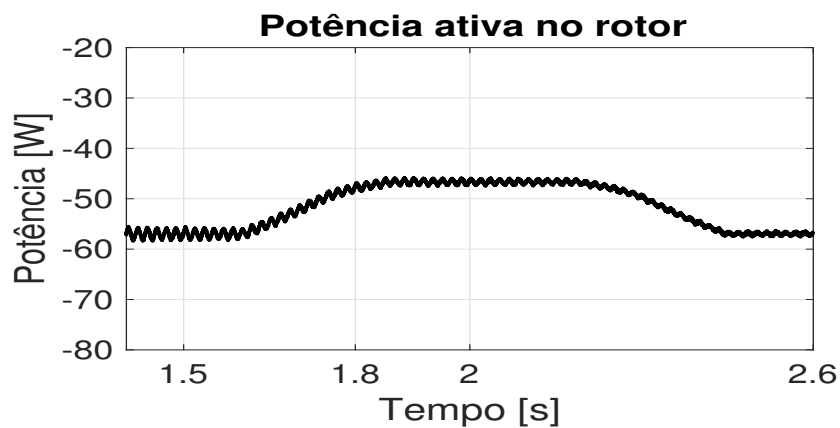


FIGURA 5.21 – Potência ativa no rotor no instante de transitório de potência.

Observa-se na potência reativa no rotor (Figura 5.22) que ele injeta mais potência reativa na rede quando o fator de potência na carga é de 0,92. Quando ocorre a redução do fator de potência para 0,86, o rotor diminui a quantidade de potência reativa gerada para compensar o reativo que a própria carga está inserindo na rede. Isso pode ser visto na Figura 5.23 de forma detalhada.

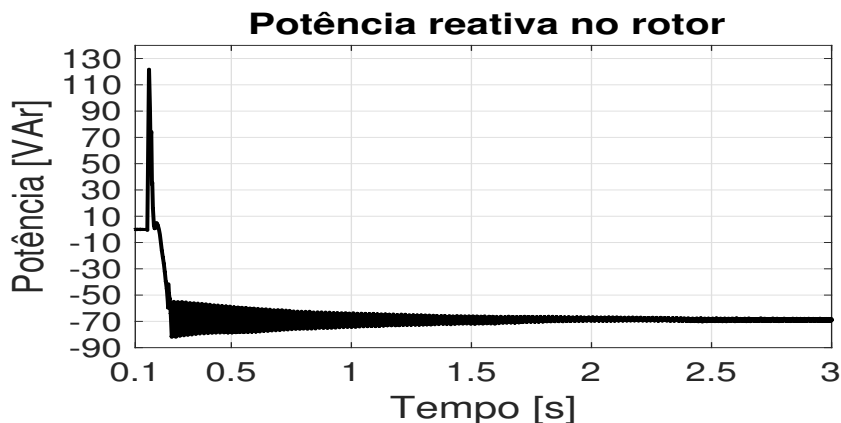


FIGURA 5.22 – Potência reativa no rotor.

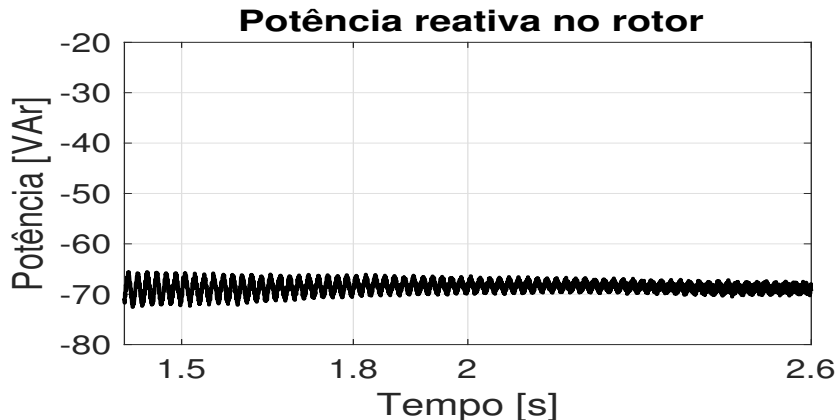


FIGURA 5.23 – Potência reativa no rotor no instante de transição de potência.

As figuras 5.24, 5.25 e 5.26 mostram as potências ativa e reativa geradas no DFIG, respectivamente.

O grande desafio do conversor back-to-back é manter a tensão no barramento CC constante independente das perturbações impostas na rede, e também possíveis transitórios que podem ocorrer no DFIG, sendo eles de origem mecânica ou elétrica. A Figura 5.27 mostra a tensão de barramento CC de 400V. A Figura 5.28 mostra a robustez do controle do barramento CC, onde a perturbação determinada pela comutação na carga não



FIGURA 5.24 – Potência ativa no DFIG.

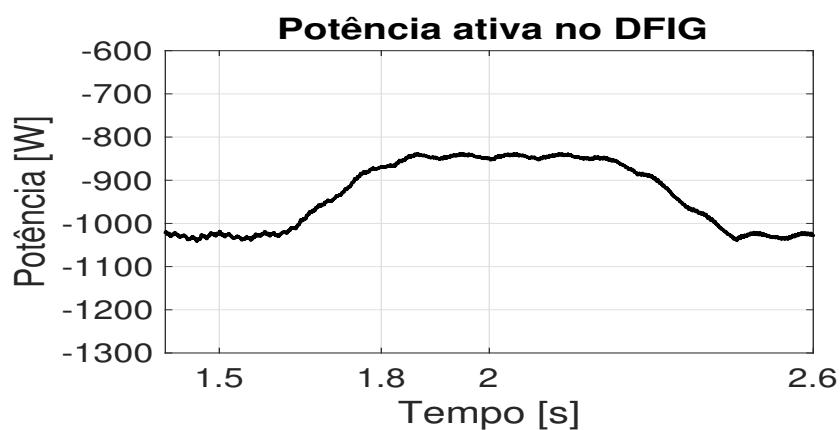


FIGURA 5.25 – Potência ativa no DFIG no instante de transitório de potência.

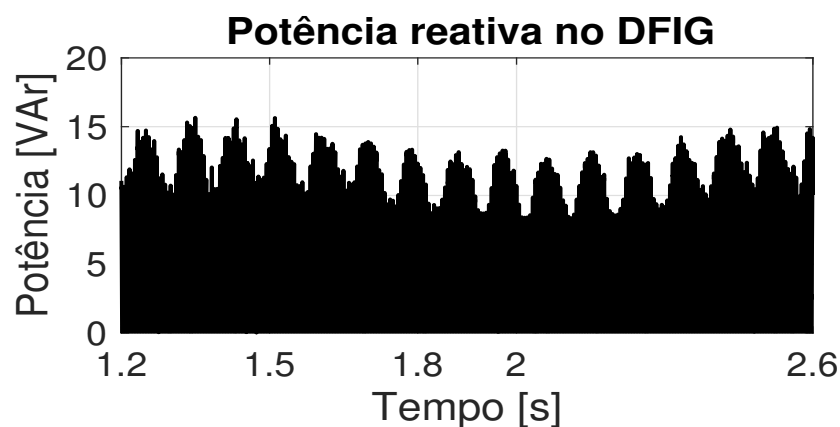


FIGURA 5.26 – Potência reativa no DFIG no instante de transitório de potência.

afeta a tensão. Tal constatação garante que o bom desempenho dos controladores foi obtido. Sendo assim, pode-se avançar nas análises dos conversores com o funcionamento em ambiente de falhas nos interruptores eletrônicos.

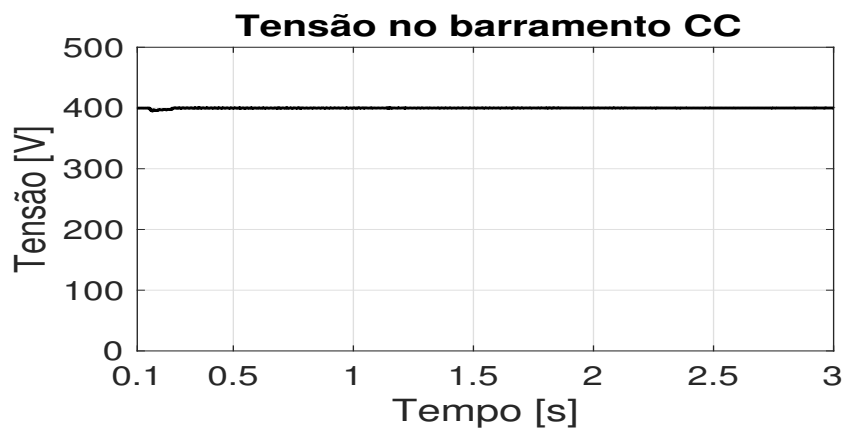


FIGURA 5.27 – Tensão no barramento CC.

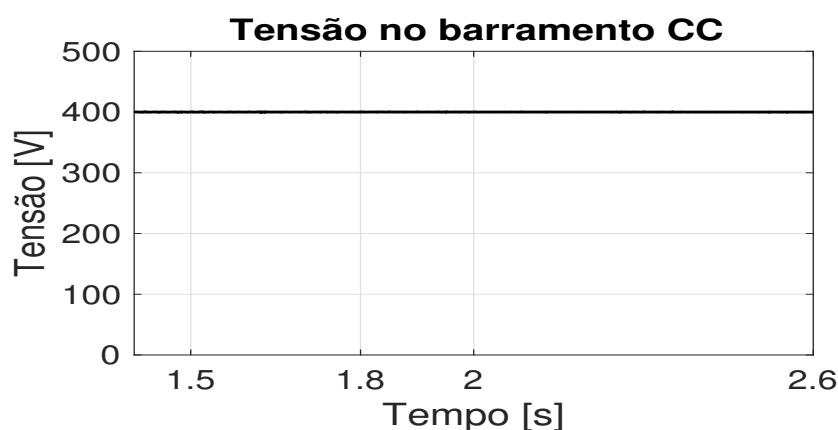


FIGURA 5.28 – Tensão no barramento CC no instante de transitório de potência.

5.3 Resposta do modelo inverso esquerdo com o conversor operando sem falha

Ao aplicar o produto interno L_2 (ou L_2 -Inner Product) visto em (POON *et al.*, 2017b), é possível utilizar essa técnica como autocorrelação do sinal. Desta forma, se não houver variações nos padrões dos sinais conforme visto na Figura 5.29, conclui-se que não ocorreu falha nos interruptores e, portanto, o braço de redundância deve permanecer ocioso (do inglês *-standby*).

A Figura 5.30 mostra a saída do modelo inverso aplicado na corrente do conversor do lado da rede. Com isso, comprova-se que ao aplicar um sinal de saída no modelo inverso

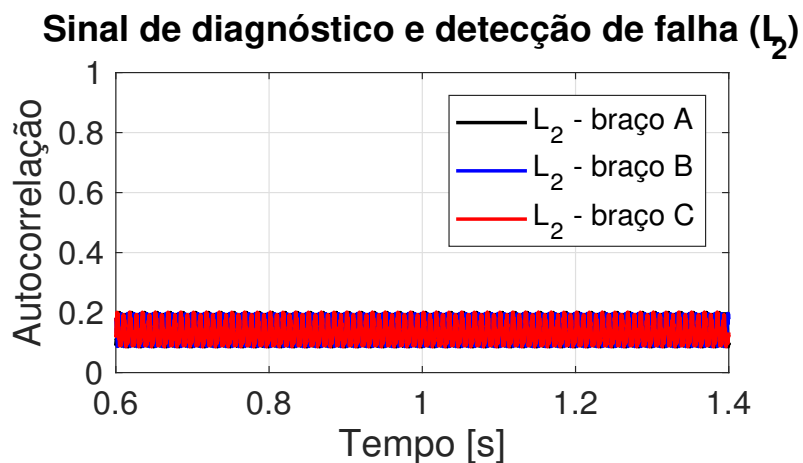


FIGURA 5.29 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação sem falha no interruptores).

esquerdo obtém-se o sinal de entrada. Nesse caso, o sistema inverso foi modelado para ter como sinal de saída a comutação dos IGBTs e ainda subtraindo a tensão da rede elétrica nos terminais de cada braço é possível observar a tensão chaveada nos interruptores.

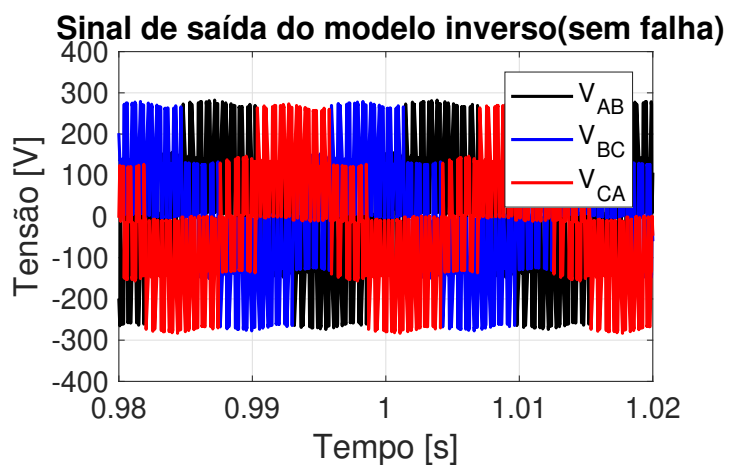


FIGURA 5.30 – Saída estimada pelo modelo inversor - sem falha nos interruptores.

5.4 Resposta do modelo inverso esquerdo com o conversor operando com falhas

Após a inserção das falhas, o sistema de detecção e diagnóstico por meio do produto interno L_2 gera o sinal para o sistema de lógica e acionamento do braço de redundância. Esse método é baseado em (KARIMI *et al.*, 2008) que apontaram a importância da redundância de um braço de IGBT para conversores de dois níveis. Em (KARIMI *et al.*, 2008) ainda se destaca a importância de trabalhar com redundância em conversores de dois níveis, já que por possuírem menor número de interruptores (IGBTs) esses conversores são sensíveis a avarias nos dispositivos comutadores. Em contra partida, os conversores de três ou mais níveis apresentam alta tolerância à falha. A Figura 5.31 apresenta o modelo com tolerância de falhas em semicondutores de potência com a adição de um braço extra no conversor back-to-back em modo ocioso, este trabalho se baseou para implementação da redundância e conseqüentemente na tolerância de falhas nos IGBTs.

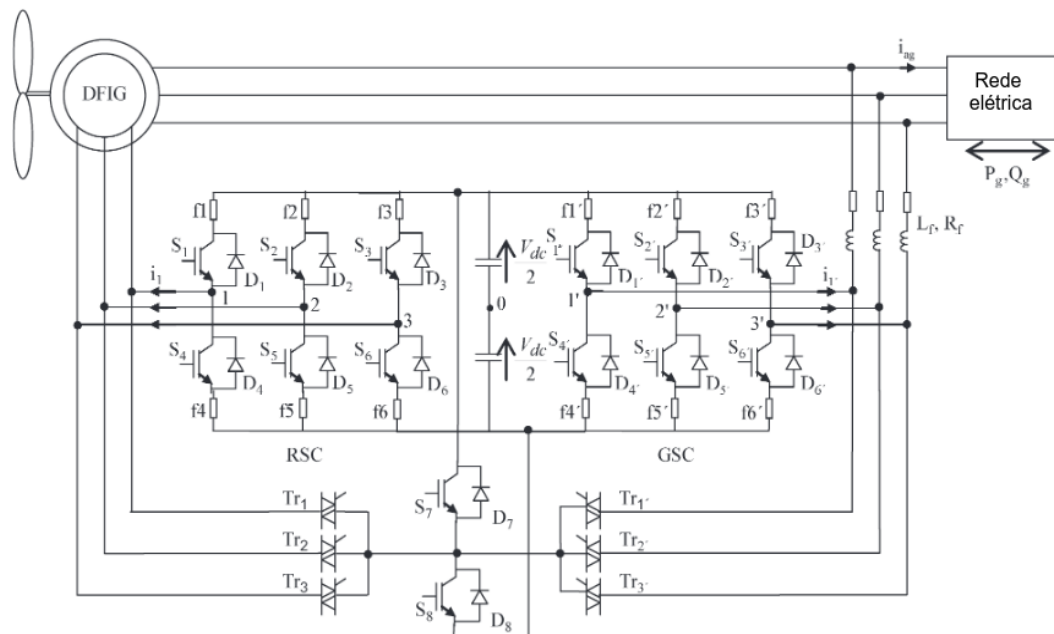


FIGURA 5.31 – Topologia com conversor Back-to-Back tolerante a falha com braço redundante.

Adaptado de: (KARIMI *et al.*, 2008).

Ao ocorrer a falha no interruptor superior do braço A, o produto interno L_2 faz o diagnóstico e detecção da falha como visto na Figura 5.32. Observa-se que o sinal de autocorrelação do braço A é superior a 1 e com isso, pode-se utilizar um valor limiar (ou o termo inglês mais utilizado nesse caso *threshold*) de "1" para acionar o braço de redundância e assim compensar a falha.

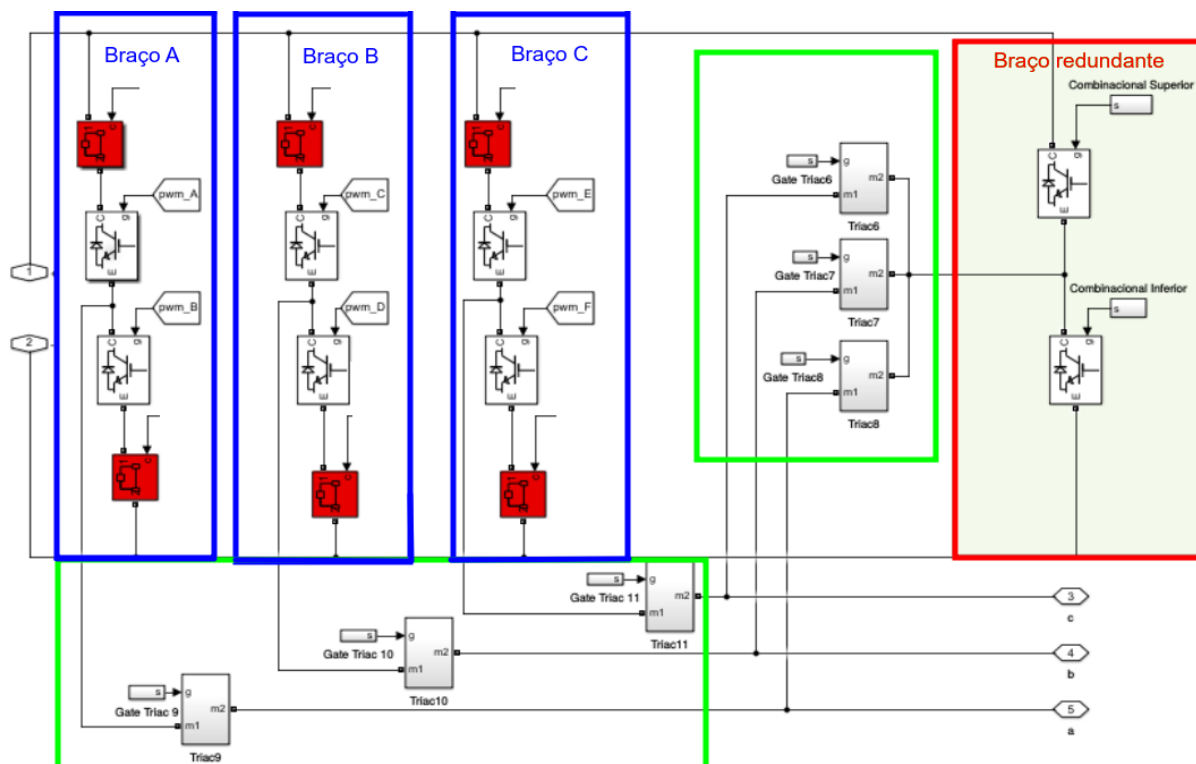


FIGURA 5.32 – Topologia com conversor do lado da rede tolerante a falha com braço de redundante.

As figuras 5.34 e 5.35 apresentam a evolução do sinal de correlação do processo de diagnóstico e detecção das falhas nos braços B e C, respectivamente.

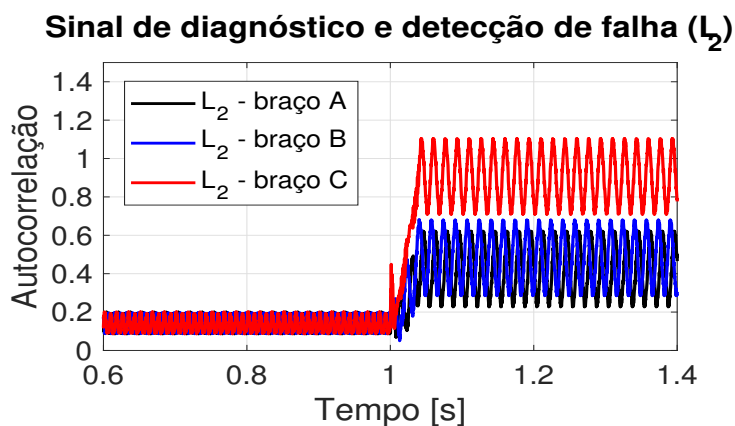


FIGURA 5.35 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço C superior).

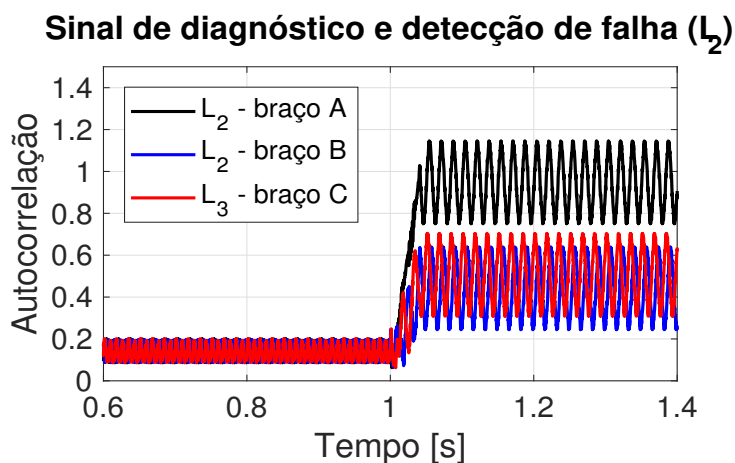


FIGURA 5.33 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço A superior).

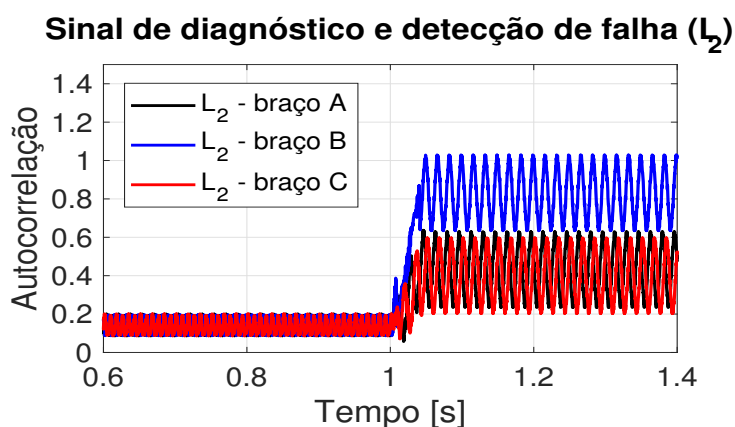


FIGURA 5.34 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço B superior).

Deste modo, nota-se a eficiência do método do produto interno L_2 para diagnóstico e detecção de falhas. Como apresentado nas figuras 5.33, 5.34 e 5.35, o braço do inversor de frequência com avaria apresenta um nível do sinal de autocorrelação maior que um. Fica evidente que no instante de tempo de 1,0 segundo a falha é inserida, pois o sinal de autocorrelação apresenta um transitório com um tempo de acomodação de aproximadamente de 0,04 segundo, isso ocorre devido ao acionamento dos tiristores para o braço de redundância e o ramo danificado é isolado por outro conjunto de tiristores. O sinal de autocorrelação passa a ter um deslocamento (do inglês - *offset*) no ramo com falha, pois como o produto interno L_2 faz a integração do sinal, mesmo é acumulado ao longo do tempo.

Com finalidade de apresentar o comportamento do produto interno L_2 para detecção e diagnóstico de falhas nos IGBTs inferiores dos braços do inversor de frequência, as figuras 5.36, 5.37 e 5.38 mostram a evolução temporal das falhas.

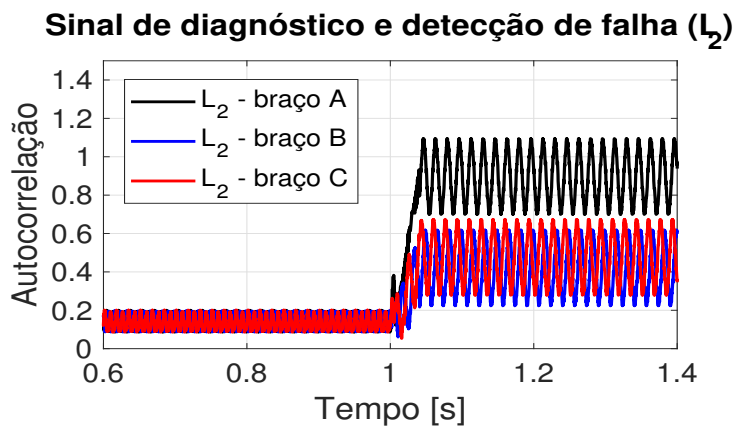


FIGURA 5.36 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço A inferior).

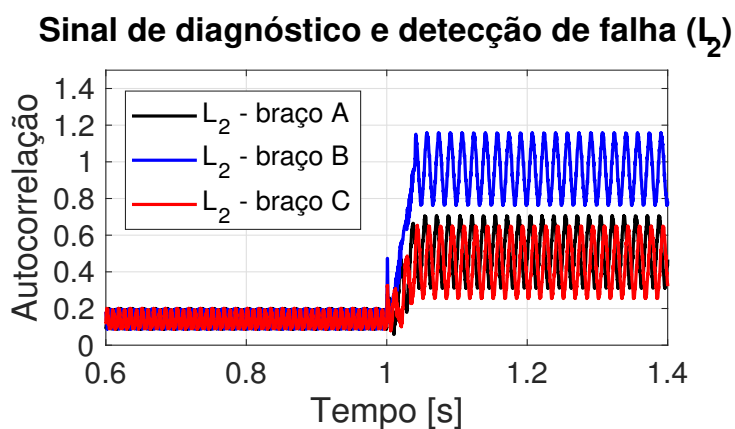


FIGURA 5.37 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço B inferior).

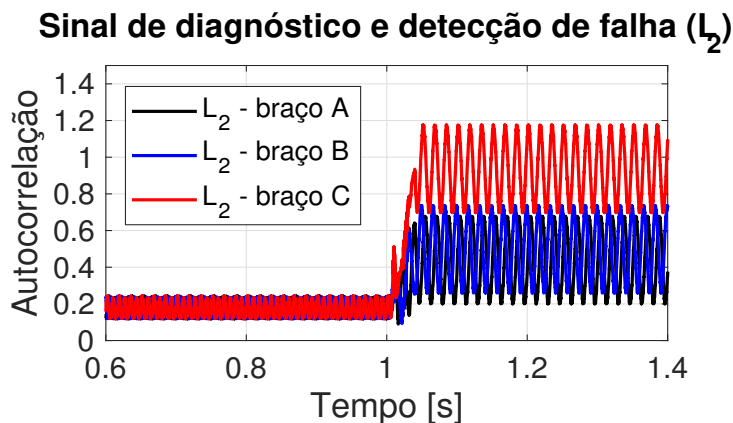


FIGURA 5.38 – Autocorrelação para diagnóstico e detecção de falhas (Operação com falha no interruptor do braço C inferior).

Conforme pode-se observar, com base nos sinais de autocorrelação, o método do produto interno L_2 é eficaz para fazer o diagnóstico e detecção de falha no IGBT, entretanto não identifica se o componente com a falha está na parte superior ou inferior do braço do inversor de frequência. Com isso, ao diagnosticar e identificar a falha num determinado IGBT é indispensável o acionamento do braço completo de redundância e sucessivamente forçar o isolamento do braço danificado.

As figuras 5.39 e 5.40 apresentam o comportamento dinâmico do ponto de vista da carga, sendo assim, as perturbações oriundas da falha no conversor é quase imperceptível na corrente da carga, por outro lado, ocorreram três picos transientes na tensão de fase da carga. Isso ocorreu devida a abrupta variação de corrente no *choke* que é um indutor, por esse motivo surgiram transitórios da tensão. As figuras 5.41, 5.42 e 5.43 demonstram os transientes no instante de tempo em a falha é inserida no conversor e seus comportamentos após o braço de redundância ser acionado, assim, acarretando na operação nominal em regime permanente. Os transitórios no DFIG, como: as correntes no estator, no rotor e o torque eletromagnético, respectivamente tiveram um tempo de 40 milissegundos. As respostas do sistema ao detectar a falha (tempo de diagnóstico e a compensação da avaria pelo braço/ramo de redundância) acarreta em um tempo aproximado de 10 milissegundos.

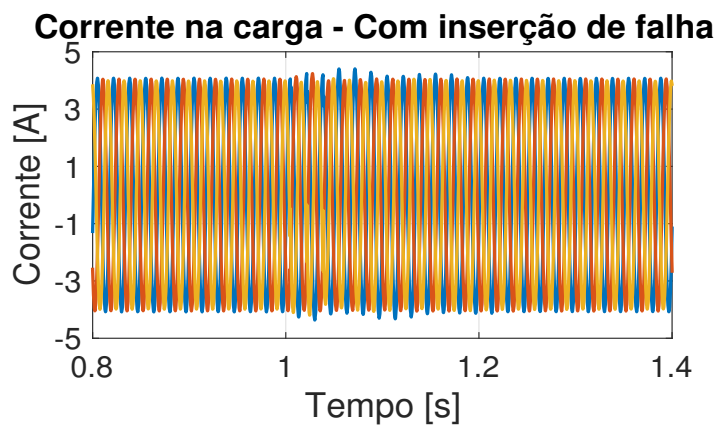


FIGURA 5.39 – Corrente na carga com a inserção e compensação da falha.

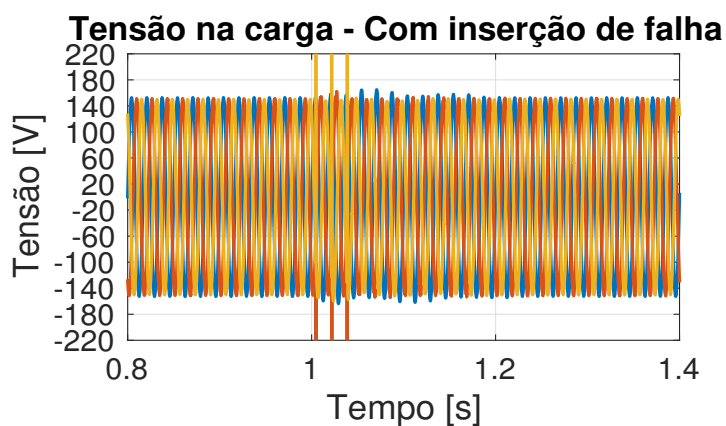


FIGURA 5.40 – Tensão de fase na carga com a inserção e compensação da falha.

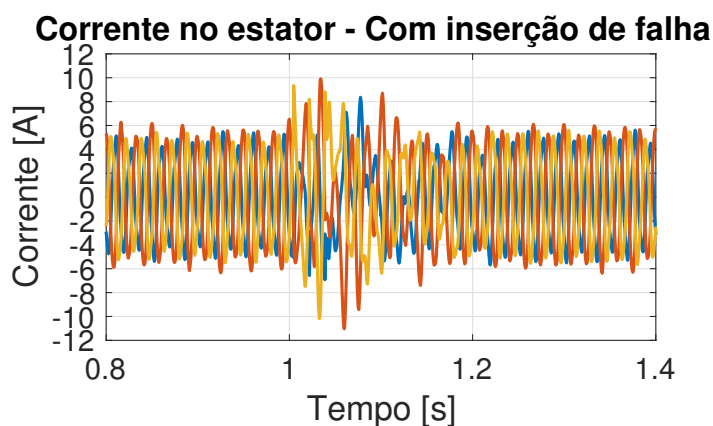


FIGURA 5.41 – Corrente no estator do DFIG com a inserção e compensação da falha.

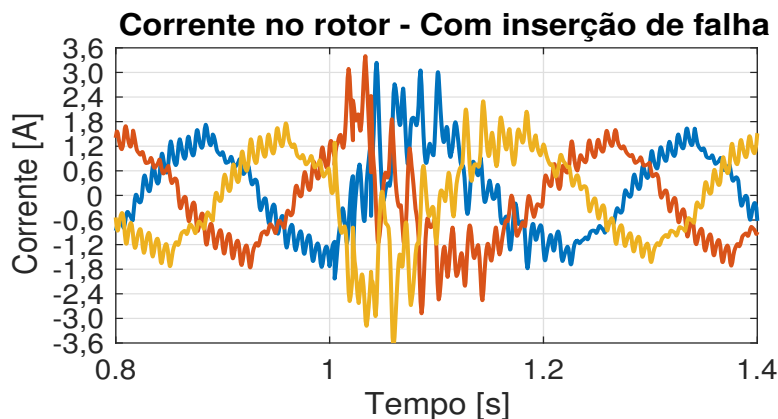


FIGURA 5.42 – Corrente no rotor do DFIG com a inserção e compensação da falha.

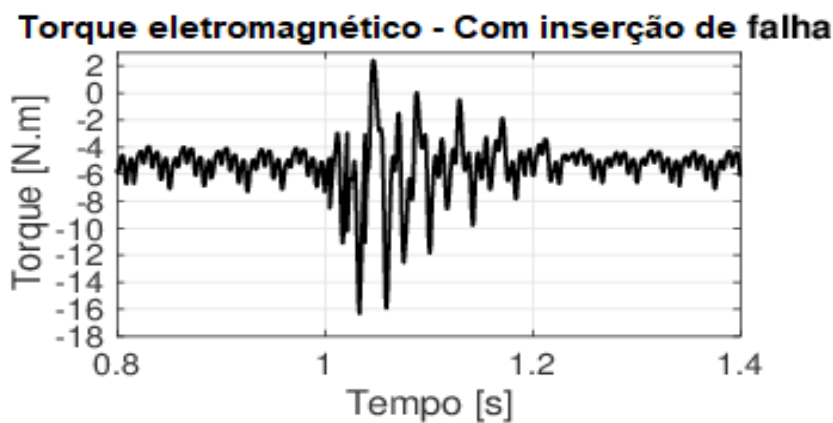


FIGURA 5.43 – Torque elétrico no DFIG com a inserção e compensação da falha.

Cabe salientar-se que os ganhos: proporcional e integral dos controladores utilizados, foram obtidos por meio do Lugar Geométrico das Raízes, tanto na lado do rotor quando do lado da rede. Sendo assim, a única diferença está no controlador da malha do lado da rede, além do PI foi acrescentado um Controlador PR para garantir a frequência fundamental em 60 Hz e reduzir as distorções harmônicas injetadas na rede oriundas do chaveamento do conversor back-to-back.

6 Conclusão

O principal objetivo deste trabalho foi a implementação da invertibilidade de sistemas dinâmicos como ferramenta de detecção e diagnóstico de falhas em conversor bidirecional (do inglês *back-to-back*) como inversor de frequência no lado da rede elétrica. O modelo foi implementado no ambiente de simulação *Matlab/Simulink/SimPowerSystems* e teve a finalidade de analisar a robustez do método de invertibilidade esquerda de sistemas perante as não linearidades, tais quais: descontinuidade, saturação, tempo morto, entre outras peculiaridades encontradas em sistemas de geração de energia eólica encontrados na prática.

A inversão esquerda de sistemas dinâmicos desempenhou a função que nos dias atuais é feita por meio de observadores de estado, porém ressaltar a aplicabilidade do método proposto, no final da década de sessenta, nos complexos conjuntos de dispositivos que compõem a geração de energia elétrica por sítios eólicos. Também teve como motivação destacar o potencial do método para o conceito de trabalho de redundância analítica de sensores conhecido no termo em inglês *sensorless* que abre uma ampla gama de pesquisa, redução de custo e maior grau de confiabilidade dos sistemas. Como contemplado nos resultados, a inversão esquerda fez a estimação do sinal das comutações ocorridas nos interruptores eletrônicos (IGBTs), ou seja, determinou o sinal de entrada do sistema e demonstrou sensibilidade à ocorrência de transitórios intermitentes. Utilizou-se então a ferramenta matemática denominada produto interno L_2 (do inglês - L_2 Inner Product) para estabelecer uma autocorrelação no sinal, estimada pela inversão esquerda. Deste modo, quando ocorreu uma falha, iniciou uma variação expressiva no sinal de autocorrelação indicando a presença da mesma. Por outro lado, quando a falha foi extinta, o sinal permaneceu em regime permanente.

Por meio da autocorrelação, a lógica combinatória apresentada na metodologia identificou o braço do conversor com a falha presente. A utilização de uma lógica combinatória reduz a complexidade computacional, assim o sistema processado fica dedicado apenas aos métodos matemáticos essenciais de diagnóstico de detecção de falhas. Este trabalho empregou o conversor *back-to-back* de dois níveis por se tratar de um dispositivo de baixa redundância física, ao contrário de conversores de três e cinco níveis que por sua natureza construtiva possui maior redundância física.

O braço de redundância física permaneceu ocioso até a inserção das falhas no tempo de 1 segundo, após o circuito de lógica combinatória determinar qual o braço com falha, os tiristores auxiliares abriram o braço original com defeito e outro conjunto de tiristores comutaram o braço de redundância física no circuito (processo de substituição). Percebeu-se que o sistema entrou em regime de operação nominal em um período de tempo menor que 10 milissegundos. Pode afirmar-se que o método de diagnóstico e detecção de falhas em inversor de frequência, especificamente nos IGBTs com uso de invertibilidade esquerda de sistemas, tem potencial para a área de tolerância a falhas em eletrônica de potência.

Neste trabalho, todo modelamento de invertibilidade de sistemas foi desenvolvido em tempo contínuo, entretanto para comprovar a eficácia do método, já que por limitações de equipamentos não foi possível implementar em bancada e realizar os teste no sistema de geração eólico com o conversor back-to-back. Foi desenvolvido um conversor boost para comprovação do método, já que o conversor boost tem características semelhantes ao back-to-back como o processo de chaveamento eletrônico. Todo o processamento dos sinais no conversor boost de ensaio, foi realizado por meio de DSP, com isso, os valores foram obtidos em tempo real. Tendo em vista que para obter a inversa dinâmica do conversor boost com os sinais oriundos do DSP foi necessário discretizar o modelo inverso dinâmico esquerdo. Em suma, o valor estimado pela inversa dinâmica no conversor boost realizado por ensaio comprovou que é possível utilizar a ferramenta de inversão dinâmica esquerda em sistemas chaveados eletronicamente e embarcar em sistemas discretizados.

Adotando a eficácia da modelagem inversa dinâmica no conversor boost, conforme os resultados obtidos por ensaios por essa tese é possível expandi-la no sistema principal desse trabalho que é a operação em sistemas de energia eólica operando com conversor back-to-back e empregar tal técnica para diagnóstico e detecção de falhas e assim, aplicar a tolerância de falhas, proposta por esse trabalho.

Por tratar-se de um novo método de detecção e diagnóstico de falhas em inversores de frequência há diversas aplicações a serem desenvolvidas. Este trabalho possibilitou obter resultados que podem ser desdobrados em trabalhos futuros.

6.1 Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, pode-se desenvolver toda plataforma com o sistema de geração eólica e aplicar no conversor *back-to-back*, ou expandir a análise na degradação do capacitor do barramento CC desses conversores. Aplicar em inversores de tensão industriais ou até mesmo fazer o diagnóstico e detecção de falhas em transformadores de estado sólido. Cabe destacar-se a implementação do método de diagnóstico por inversa dinâmica e tolerância de falhas em inversores multiníveis acoplados no lado da rede ou no lado da

máquina, por apresentarem um número elevado de interruptores eletrônicos em comparação ao de dois níveis. Desse modo, não há necessidade de adicionar braços extras para a tolerância de falhas, pois a topologia do multiníveis já apresentam um maior número de chaves de potência e com isso, maior redundância, desde que a topologia do circuito seja reconfigurada para um nível menor, contudo, deve atentar-se com a topologia do conversor e verificar a existência de suporte à reconfiguração.

Referências

- ABAD, G.; LÓPEZ, J.; RODRIGUEZ, M.; MARROYO, L.; IWANSKI, G. **Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation**. 1. ed. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2011.
- ABIR, A.; MEHDI, D.; LASSAAD, S. Pitch angle control of the variable speed wind turbine. In: **Pitch angle control of the variable speed wind turbine**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 582–587.
- ACKERMANN, T. **Wind Power in Power Systems**. [S.l.: s.n.], 2005. 745 p. ISBN 0-470-85508-8.
- AMIRAT, Y.; BENBOUZID, M. E.; BENSACKER, B.; WAMKEUER, R. Generators for wind energy conversion systems: State of the art and coming attractions. **Journal of Electrical Systems**, 2007.
- ANDERSON, B. D. O.; MOORE, J. State estimation via the whitening filter. **JACC**, p. 123–129, 1968.
- ANDRIAMALALA, R. N.; RAZIK, H.; BAGHLI, L.; SARGOS, F. M. Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4238–4251, Dec 2008. ISSN 0278-0046.
- BENH, R. D.; HO, Y. C. On a class of linear stochastic differential games. **IEEE Transaction Automatic Control**, v. 13, p. 227–240, 1968.
- BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 2016.
- BOUTOUBAT, M.; MOKRANI, L.; MACHMOUM, M. Control of a wind energy conversion system equipped by a dfig for active power generation and power quality improvement. **Renewable Energy**, v. 50, p. 378 – 386, 2013. ISSN 0960-1481.
Disponível em:
<<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148112004107>>.
- BRASIL. **Balanco Energético Nacional: Síntese 2017**. [S.l.], 2018.
- BRASIL. **Balanco Energético Nacional: Síntese 2018**. [S.l.], 2019.
- CARLSSON, A. **The Back-to-back converter control and design**. Tese (Doutorado) — Lund Institute of Technology, Lund, Suécia, 1998.

- CARRASCO, J. M.; FRANQUELO, L. G.; BIALASIEWICZ, J. T.; GALVAN, E.; PORTILLOGUISADO, R. C.; PRATS, M. A. M.; LEON, J. I.; MORENO-ALFONSO, N. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, June 2006. ISSN 0278-0046.
- Cha, H.; Vu, T.; Kim, J. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2198–2205. ISSN 2329-3721.
- CLERICE, G. A. M.; ROCHA, M. A.; SILVA, P. S. da; ANDREOLI, A. L.; CAMPOS, F. de S.; ARAÚJO, R. M. E.; ULSON, J. A. C. Modelagem de sistemas dinâmicos inversos para diagnóstico e detecção de falhas em capacitores em conversores boost e análise em circuitos lineares. In: **INDUSCON 2018**. São Paulo: [s.n.], 2018.
- CONG, M.; KONG, X.; DU, Y.; LIU, J. Wafer pre-aligner system based on vision information processing. **Information Technology Journal**, v. 6, n. 8, p. 1245–1251, 2007.
- CRISPIM, K. S. **Estudo do Controle do Conversor Back-to-Back para Conversão de Frequências**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Ouro Preto, 2018.
- DIAO, Y.; PASSINO, K. M. Stable fault-tolerant adaptive fuzzy/neural control for a turbine engine. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 9, n. 3, p. 494–509, May 2001. ISSN 1063-6536.
- DINESH, S.; MEENAKSHI, R.; SUHANYA, M. S.; KUMARAN, M. S.; MUTHU, R. Modeling and direct power control of dfig for wind energy conversion system with a back to back converter. In: **2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.
- DING, X.; POON, J.; CELANOVIC, I.; DOMINGUEZ-GARCIA, A. D. Fault detection and isolation filters for three-phase ac-dc power electronics systems. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 60, p. 1038–1051, 2013.
- DOBBIN, T. M. C. V. do C. **MODELAGEM E CONTROLE DE UM AEROGERADOR DUPLAMENTE ALIMENTADO COM TURBINA DE VELOCIDADE VARIÁVEL PARA ESTUDOS DE ESTABILIDADE ELETROMECHANICA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2014.
- DONGSHENG, D.; BIN, J.; PENG, S. Active fault-tolerant control for switched systems with time delay. **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, v. 25, n. 5, p. 466–480, 2015. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/acs.1224>>.
- FALB, P. L.; WOLOVICH, W. A. Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. **IEEE Transaction Automatic Control**, v. 12, p. 651–659, 1967.

- HARIKRANTH, B.; KUMAR, A. R. Fault tolerant converter for pmsm drive using fuzzy logic controller. **International Journal of Advanced Technoly and Innovative Research**, v. 07, n. 21, 2015. ISSN 2348-2370.
- HUANG, S.; TAN, K. K.; LEE, T. H. Fault diagnosis and fault-tolerant control in linear drives using the kalman filter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 11, p. 4285–4292, Nov 2012. ISSN 0278-0046.
- HUANG, S. N.; TAN, K. K.; LEE, T. H. Automated fault detection and diagnosis in mechanical systems. **IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)**, v. 37, n. 6, p. 1360–1364, Nov 2007. ISSN 1094-6977.
- JAIN, T.; YAMé, J. J.; SAUTER, D. **Active Fault-Tolerant Control Systems: A Behavioral System Theoretic Perspective**. [S.l.]: Springer, 2018.
- KARIMI, S.; GAILLARD, A.; POURE, P.; SAADATE, S. Fpga-based real-time power converter failure diagnosis for wind energy conversion systems. v. 55, n. 12, Dezembro 2008. ISSN 0278-0046.
- KHANNICHE, M. S.; MAMAT-IBRAHIM, M. R. Fault detection and diagnosis of 3-phase inverter system. **Rev. Energ. Ren. : Power Engineering**, v. 69, n. 75, 2001.
- KULCSAR, B.; VERHAEGEN, M. Robust inversion based fault estimation for discrete-time lpv systems. n. 57, p. 1581–1586, 2012. ISSN 0018-9286.
- Kuperman, A. Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 10, p. 5341–5345, Oct 2015. ISSN 0885-8993.
- LEI, L.; SHAOYING, L.; YUQIAN, L.; CUNWU, H. Optimal fault-tolerant control of linear systems based on observer. In: **2017 Chinese Automation Congress (CAC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 3046–3051.
- LEVIN, K.; HOPE, E.; DOMINGUEZ-GARCIA, A. Observer-based fault diagnosis of power electronics systems. **IEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 4434–4440, 2010.
- Lorenzini, C.; Pereira, L. F. A.; Bazanella, A. S. A generalized forced oscillation method for tuning proportional-resonant controllers. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, p. 1–8, 2019. ISSN 1063-6536.
- Luna, D. A. C.; Legarda, L. O. J.; Gómez, J. L. D. Experimental evaluation of a back-to-back power interface to grid integration of a wind turbine. In: **2016 International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 72–77.
- MAHMOUD, M.; JIANG, J.; ZHANG, Y. **Active Fault Tolerant Control Systems: Stochastic Analysis and Synthesis**. [S.l.]: Springer, 2003.
- MARQUES, J. **TURBINAS EÓLICAS: MODELO, ANÁLISE E CONTROLE DO GERADOR DE INDUÇÃO COM DUPLA ALIMENTAÇÃO**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, santa Maria, RS, 2004.

MASRIE, M.; AHMAD, A.; ADNAN, R. A novel integrated sensor system for indoor air quality measurement. In: **2009 5th International Colloquium on Signal Processing Its Applications**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 406–408.

MENDES, A. M. dos S. **Análise do desempenho do motor de indução trifásico quando alimentado através de um inversor de fonte de tensão com tolerância a falhas**. Tese (Doutorado) — Universidade de Coimbra, 2005.

MENDES, A. M. S.; CARDODO, A. J. M.; SARAIVA, E. S. Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drives, by park's vector approach. **Proceeding of 7th. International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives**, 1998.

MILLER, N. W.; SANCHEZ-GASCA, W. W. P. J. J. **Dynamic Modeling of GE 1.5 and 3.6 Wind Turbine-Generators**. [S.l.], 2003.

MOYLAN, P. Stable inversion of linear systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 22, n. 1, p. 74–78, Feb 1977. ISSN 0018-9286.

MULLER, S.; DEICKE, M.; DONCKER, R. W. D. Doubly fed induction generator systems for wind turbines. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 8, n. 3, p. 26–33, May 2002. ISSN 1077-2618.

NAKATA, B. H. **Análise do Controle de Aerogeradores de Indução Duplamente Alimentados e do Perfil de Tensão em Redes de Subtransmissão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2018.

Nirmal, S.; Sivarajan, K. N.; Jasmin, E. A.; Nandakumar, M.; Jayanand, B. Steady state error elimination and harmonic compensation using proportional resonant current controller in grid-tied dc microgrids. In: **2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.

PATTON, R. J. **Fault-Tolerant Control**. London: Springer London, 2014. 1–8 p. ISBN 978-1-4471-5102-9. Disponível em:
<https://doi.org/10.1007/978-1-4471-5102-9_226-1>.

PENA, R.; CLARE, J. C.; ASHER, G. M. Doubly fed induction generator using back-to-back pwm converters and its application to variable-speed wind-energy generation. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 143, n. 3, p. 231–241, May 1996. ISSN 1350-2352.

PINHEIRO, V. G. V. **Metodologia de Diagnóstico Automático de Falhas em Conversores de Potência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Porto, Setembro 2013.

PINTO, V. P. **CONTROLADORES ROBUSTOS LQG/LTR COM AÇÃO INTEGRAL APLICADOS AO CONTROLE DE GERADORES EÓLICOS INTERLIGADOS AO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA BASEADOS EM MÁQUINA DE INDUÇÃO DUPLAMENTE ALIMENTADA**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, 2012.

- POON, J.; JAIN, P.; KONSTANTAKOPOULOS, I. C.; SPANOS, C.; PANDA, S. K.; SANDERS, F. S. R. Model-based fault detection and identification for switching power converters. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 32, n. 2, 2017.
- POON, J.; JAIN, P.; KONSTANTAKOPOULOS, I. C.; SPANOS, C.; PANDA, S. K.; SANDERS, S. R. Model-based fault detection and identification for switching power converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 2, p. 1419–1430, Feb 2017. ISSN 0885-8993.
- POON, J.; KONSTANTAKOPOULOS, I. C.; SPANOS, C.; SANDERS, S. R. Real-time model-based fault diagnosis for switching power converters. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, março 2015. ISSN 978-1-4799-6735-3.
- PUIG, V.; QUEVEDO, J.; ESCOBET, T.; NEJJARI, F.; HERAS, S. de las. Passive robust fault detection of dynamic processes using interval models. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 16, n. 5, p. 1083–1089, Sept 2008. ISSN 1063-6536.
- RAGHEB, M.; RAGHEB, A. M. Fundamental and advanced topics in wind power. In: _____. [S.l.]: InTech, 2011. cap. Wind Turbines Theory - The Betz Equation and Optimal Rotor Tip Speed Ratio, p. 422.
- REKIOUA, D. **Wind Power Electric Systems**. New York: Springer, 2014.
- RENFREW, A. C.; TIAN, J. X. Fault diagnosis in power electronic converter. **Proceeding of Universities Power Engineering Conference**, 1993.
- ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G. de; SERNI, P. J. A.; ANDREOLI, A. L.; CLERICE, G. M.; SILVA, P. S. da. Controle do retificador trifásico boost pwm utilizando controladores proporcionais-ressonantes. In: **VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**. Niterói, RJ: [s.n.], 2018.
- RODRIGUES Álvaro J. **ÁLVARO JORGE RODRIGUES ESTUDO COMPARATIVO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INVERSORES DE FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, São Paulo, dezembro 2010.
- SAIN, M.; MASSEY, J. Invertibility of linear time-invariant dynamical systems. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 14, n. 2, p. 141–149, Apr 1969. ISSN 0018-9286.
- SAINI, D. K.; AYACHIT, A.; REATTI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K. Generators for wind energy conversion systems: State of the art and coming attractions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 2017.
- SAKULCHOTRUANGDET, S.; KHWAN-ON, S. Three-phase interleaved boost converter with fault tolerant control strategy for renewable energy system applications. **Procedia Computer Science**, v. 86, p. 353 – 356, 2016. ISSN 1877-0509. 2016 International Electrical Engineering Congress, iEECON2016, 2-4 March 2016, Chiang Mai, Thailand. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877050916304318>>.

- SALLES, M. B. de C. **MODELAGEM E ANÁLISES DE GERADORES EÓLICOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL CONECTADOS EM SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA**. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo-SP, 2009.
- SANTOS, R. J. P. dos. **Gerador Eólico Baseado na Máquina de Indução com Conversor Matricial Ligado no Rotor**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Técnica de Lisboa, 2007.
- SILVA, D. R. C. **Sistema de Detecção e Isolamento de Falhas em Sistemas Dinâmicos Baseado em Identificação Paramétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.
- SILVEIRA, A.; ARAÚJO, R.; ULSON, J. Comparative study of inversion-based and observer-based approaches for fault diagnosis in dc - dc converters. In: . [S.l.: s.n.], 2016.
- SLOOTWEG, J. G. **Wind Power:Modelling and Impact on Power System Dynamics**. Tese (Doutorado) — Delft, 2003.
- SOARES, L. T. F.; PIMENTA CAIO M., J.; S., S. I.; SILVA, S. R. Modelagem e controle de um conversor back-to-back para aplicação em geração de energia eólica. In: **Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos**. [S.l.: s.n.], 2012.
- SOARES, M. N.; MOLLET, Y.; KINNAERT, M.; HELSEN, J.; GYSELINCK. Robust power-electronic-converter faultdetection and isolation technique for dfig windturbines. **Journal of Physics: Conference Series**, v. 1037, 2018.
- SOHN, A. P. **Estudos de estabilidade de sistemas elétricos de potência na presença de diferentes modelos de unidades eólicas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2014.
- SUN, H.; REN, Y.; LI, H.; AN, Z.; LIU, J.; HU, H.; LIU, H. Dfig wind power generation based on back-to-back pwm converter. In: **2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation**. Changchun, China: [s.n.], 2009.
- TANWANI, A.; DOMINGUEZ-GARCIA, A. D.; LIBERZON, D. An inversion-based approach to fault detection and isolation in switching electrical networks. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 19, n. 5, p. 1059–1074, Sept 2011. ISSN 1063-6536.
- TAPIA, A.; TAPIA, G.; OSTOLAZA, J. X.; SAENZ, J. R. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 18, n. 2, p. 194–204, June 2003. ISSN 0885-8969.
- TIMBUS, A.; LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; RODRIGUEZ, P.; BLAABJERG, F. Evaluation of current controllers for distributed power generation systems. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS**, v. 24, n. 3, p. 654–664, 2009.
- TUKA, M. B.; LEIDHOLD, R.; MAMO, M. Modeling and control of a doubly fed induction generator using a back-to-back converters in grid tied wind power system. In: **2017 IEEE PES PowerAfrica**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 75–80.

VOLTOLINI, H. **MODELAGEM E CONTROLE DE GERADORES DE INDUCAO DUPLAMENTE ALIMENTADOS COM APLICACAOO EM SISTEMAS EOLICOS**. Tese (Tese) — Universidade Federal de Santa Catarina, Março 2007.

VU, L.; LIBERZON, D. Invertibility of switched linear systems. **Automatica**, v. 44, n. 4, p. 949 – 958, 2008. ISSN 0005-1098. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109807004256>>.

WEG. **Motores Elétricos: Guia de Especificação**.

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h32/hc5/WEG-motores-eletricos-guia-de-especificacao-50032749-brochure-portuguese-web.pdf>, 2019.

WU, B.; LANG, Y.; ZARGARI, N.; KOURO, S. **Power Conversion and Ccontrol of Wind Eenergy Systems**. [S.l.]: Jonh Wiley and Sons, 2011.

XU, L.; CARTWRIGHT, P. Direct active and reactive power control of dfig for wind energy generation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 3, p. 750–758, Sept 2006. ISSN 0885-8969.

ZHANG, Y.; JIANG, J. Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. **Annual Reviews in Control**, v. 32, p. 229–252, 2008.

ZHAO, H.; CHENG, L. Open-switch fault-diagnostic method for back-to-back converters of a doubly fed wind power generation system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3452–3461, April 2018. ISSN 0885-8993.

ZHOU, D.; BLAABJERG, F. Bandwidth oriented proportional-integral controller design for back-to-back power converters in dfig wind turbine system. **IET Renewable Power Generation**, v. 11, n. 7, p. 941–951, may 2017.

ZHOU, D.; ZHAO, J.; LIU, Y. Independent control scheme for nonredundant two-leg fault-tolerant back-to-back converter-fed induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 6790–6800, Nov 2016. ISSN 0278-0046.

ZHOU, Z.; LIU, Y. z.; SONG, J. L.; LIN, B. W.; WANG, C. A method for power converter fault diagnosis. In: **2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)**. [S.l.: s.n.], 2016.