

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO–USP  
ESCOLA POLITÉCNICA

**Rodolfo Varraschim Rocha**

**Análise de Falhas Internas em  
Geradores Síncronos de Velocidade  
Variável Conectados a Conversores de  
Três Níveis**

Versão Corrigida

São Paulo  
2023



**Rodolfo Varraschim Rocha**

**Análise de Falhas Internas em  
Geradores Síncronos de Velocidade  
Variável Conectados a Conversores de  
Três Níveis**

**Versão Corrigida**

Tese de doutorado apresentada à Escola Politécnica para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Renato Machado Monaro

São Paulo

2023

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

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

São Paulo, 12 de setembro de 2023

Assinatura do autor: Rodolfo Varraschim Rocha

Assinatura do orientador: Renato M. Monaro

#### Catálogo-na-publicação

Rocha, Rodolfo Varraschim

Análise de Faltas Internas em Geradores Síncronos de Velocidade Variável Conectados a Conversores de Três Níveis / R. V. Rocha -- versão corr. -- São Paulo, 2023.

183 p.

Tese (Doutorado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Gerador Síncrono 2.Velocidade Variável 3.Proteção Elétrica 4.Faltas Internas 5.Faltas Entre Espiras I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*Dedico este trabalho às minhas versões anteriores.*



---

# Agradecimentos

Primeiramente, agradeço ao Professor Livre-Docente Renato Machado Monaro por toda a orientação, e contribuições dadas durante as análises matemáticas e atividades experimentais, as quais foram essenciais para o desenvolvimento desta tese. Também agradeço por todas as conversas que tivemos de forma geral.

Agradeço todo o apoio e suporte dado pela minha companheira, Juliane Bender, não só durante o doutorado mas também em tudo que me proponho a fazer. Agradeço à minha família (Selma, Álvaro e Gabriela) pela criação e suporte dado durante minha vida, que possibilitaram minha educação pessoal e técnica, e eventualmente à realização deste doutorado.

Agradeço à Universidade Federal de Mato Grosso pela concessão do afastamento integral remunerado, o qual foi essencial para realização do doutorado. Também agradeço à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo pela estrutura física, bem como à CAPES, ao CNPq e à FAPESP pelo suporte financeiro necessário para aquisição de equipamentos usados no doutorado.

Agradeço ao Professor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz pela orientação dada durante o estágio doutoral no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra. Também agradeço aos professores Denis Coury, Francisco Lima, Ivan Chabu e Kleber Melo, membros da banca de defesa, pelas sugestões dadas.

Agradeço a todos os amigos e colegas que tive o prazer de conhecer durante o período do doutorado, especialmente ao Luan Sousa pelas conversas e contribuição durante o desenvolvimento da plataforma experimental descrita neste trabalho. Também agradeço aos seguintes seres vivos que fazem parte da minha vida e contribuíram de alguma forma durante o período de desenvolvimento desta tese: Capitã Mostarda, Ziggy e Fred.





*“Estudar sem pensar, isso leva a incertezas.  
Pensar sem estudar, isso leva a riscos.”  
(Confúcio)*



---

# Resumo

ROCHA, R. V. **Análise de Falhas Internas em Geradores Síncronos de Velocidade Variável Conectados a Conversores de Três Níveis.** 182 p. Tese de doutorado – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2023.

Este trabalho traz uma análise detalhada dos efeitos de falhas entre espiras, sem envolvimento com Terra, no enrolamento de estator dos geradores síncronos de polos salientes eletricamente excitados conectados a inversores bidirecionais do tipo *Neutral Point Clamped* de três níveis. Adicionalmente, é proposto um algoritmo para detecção dessas falhas usando as medidas de correntes elétricas tipicamente adquiridas para fins de controle do gerador para evitar a necessidade de instalação de sensores adicionais. As falhas entre as espiras do estator causam mudanças específicas no conteúdo harmônico das correntes de linha e campo do gerador, as quais são filtradas e usadas para detecção da ocorrência das falhas. A mudança nas características da corrente do neutro do inversor de três níveis conectado ao gerador também é avaliada para detecção das falhas. Para detectar as componentes harmônicas selecionadas em diferentes velocidades, são usados filtros dinâmicos baseados nas transformadas  $abc/dq$  e de Fourier, que empregam a medida de posição do rotor para se adaptar às mudanças de frequências das componentes sob diferentes velocidades. Então, os lugares geométricos das componentes são propostos como parâmetro para distinguir entre condições saudáveis e defeituosas. Dados de simulação e experimentais são considerados para testar a sensibilidade, seletividade e tempo de detecção da técnica proposta para diferentes casos de falhas. A avaliação para um gerador de 4,5 MW também é apresentada considerando simulações computacionais.

**Palavras-chave:** Gerador síncrono com enrolamento de campo; polos salientes; velocidade variável; inversor de três níveis; proteção elétrica; falhas internas; falhas entre espiras.



---

# Abstract

ROCHA, R. V. **Internal Faults Analysis in Variable Speed Synchronous Generators Connected to Three-level Converters**. 182 p. Ph.D. Thesis – Polytechnic School, University of São Paulo, 2023.

This work presents a detailed analysis of the effects of turn faults, without ground contact, on the stator winding of electrically excited salient pole synchronous generators connected to three-level Neutral Point Clamped bidirectional inverters. Moreover, an algorithm to detect these faults using measurements of electrical currents typically acquired for control purposes is proposed, in order to avoid the need to install additional sensors. Faults between stator turns cause specific changes in the harmonic content of the generator line and field currents, which are filtered and used for fault detection. The changes in the characteristics of the neutral current of the three-level inverter connected to the generator is also evaluated for fault detection. To detect selected harmonic components at different speeds, dynamic filters based on  $abc/dq$  and Fourier transforms are used, which employ the rotor position measurement to adapt to frequency changes of the components under different speeds. Then, the geometric loci are proposed as a parameter to distinguish between healthy and faulty conditions. Simulation and experimental data are used to test the sensitivity, selectivity and detection time of the proposed technique for different fault cases. The evaluation for a 4.5 MW generator is also performed through computational simulations.

**Keywords:** Wound rotor synchronous generator; salient pole; variable-speed; three-level inverter; protection; internal faults; turn faults.



---

## Lista de ilustrações

Figura 1 – Conversores do tipo fonte de tensão conectados em configuração <i>back-to-back</i> . . . . .	39
Figura 2 – Conversor inversor do tipo fonte de tensão de dois níveis. . . . .	40
Figura 3 – Conversor inversor do tipo fonte de tensão de três níveis. . . . .	41
Figura 4 – Controle de um inversor conectado à uma rede estável. Parte de potência em cinza e sistema de controle em preto. . . . .	42
Figura 5 – Controle de um inversor conectado ao GSEE. Parte de potência em cinza e sistema de controle em preto. . . . .	43
Figura 6 – Zonas de proteção de uma máquina de velocidade variável com as principais proteções (IEEE Standards Association, 2016). . . . .	48
Figura 7 – Diagrama simplificado dos enrolamentos do GSEE em coordenadas <i>abc</i> . . . . .	54
Figura 8 – Falta entre espiras do enrolamento da fase <i>a</i> da máquina. . . . .	59
Figura 9 – Conversor inversor do tipo TLNPC. . . . .	61
Figura 10 – PWM do conversor TLNPC. . . . .	61
Figura 11 – Controle do GSEE de velocidade variável. . . . .	63
Figura 12 – Controle do conversor ligado à rede. . . . .	64
Figura 13 – Sistema considerado para simulação e medidas elétricas analisadas. . . . .	66
Figura 14 – Funções de enrolamento do estator da máquina simulada ( $n_{abc}$ ), função de enrolamento do campo ( $n_f$ ) e função de entreferro ( $g$ ). Funções do enrolamento de campo e do entreferro são descritas considerando o rotor alinhado com o eixo da fase <i>a</i> . . . . .	68
Figura 15 – Tipos de falta entre espiras do estator de um GSEE com dois ramos por fase: entre espiras, entre ramos e entre fases. . . . .	69
Figura 16 – Funções de enrolamento consideradas na simulação dos três casos de falta: $n_{EE}$ , $n_{ER}$ and $n_{EF}$ . . . . .	69
Figura 17 – Resultados simulados de $i_{falta}$ , $i_{abc}$ , $i_{dq}$ , $i_f$ e $i_{np}$ sob condições saudáveis e com falta EE. Frequência fundamental: 60 Hz. . . . .	70

Figura 18 – Resultados simulados de $i_{falta}$ , $i_{abc}$ , $i_{dq}$ , $i_f$ e $i_{np}$ sob condições saudáveis e com falta ER. Frequência fundamental: 60 Hz. . . . .	71
Figura 19 – Resultados simulados de $i_{falta}$ , $i_{abc}$ , $i_{dq}$ , $i_f$ e $i_{np}$ sob condições saudáveis e com falta EF. Frequência fundamental: 60 Hz. . . . .	71
Figura 20 – Espectro de magnitude para as correntes $i_{falta}$ , $i_{abc}$ , $i_{dq}$ , $i_f$ e $i_{np}$ sob condições saudáveis e faltosas. Frequência fundamental ( $m = 1$ ): 60 Hz. 72	72
Figura 21 – Diagrama simplificado dos elementos da plataforma experimental. . . . .	80
Figura 22 – Máquina síncrona com enrolamento de campo usada para estudo de faltas. . . . .	81
Figura 23 – Derivações disponíveis no enrolamento de estator para simulação de faltas internas no GSEE. . . . .	81
Figura 24 – Esquema usado para simular as faltas no enrolamento. . . . .	82
Figura 25 – Máquina de indução trifásica e inversor empregados como força motriz do gerador. . . . .	83
Figura 26 – Conversores e sensores utilizados. Conversor TLNPC à esquerda, dois níveis à esquerda, placas de sensores ao centro, filtros L e chaves contatoras embaixo. . . . .	83
Figura 27 – Conversor de dois níveis usado. . . . .	84
Figura 28 – Conversor de dois níveis usado para conexão à rede. . . . .	84
Figura 29 – Conversor TLNPC usado. . . . .	85
Figura 30 – Conversor de três níveis conectado à máquina. . . . .	85
Figura 31 – Controlador usado. . . . .	87
Figura 32 – Diagrama simplificado do circuito de sensoreamento e condicionamento de sinais. . . . .	88
Figura 33 – Placas de sensores. . . . .	88
Figura 34 – Atuação do controle do conversor da rede sob variação de potência ativa provocada pela atuação do resistor de frenagem. . . . .	90
Figura 35 – Atuação do controle do conversor da rede sob variação de potência reativa provocada pela variação da referência de $i_q$ . . . . .	90
Figura 36 – Resposta do controle de velocidade feito pelo gerador, usando a motriz como perturbação. . . . .	91
Figura 37 – Espectro de magnitude para as correntes $i_{fault}$ , $i_{abc}$ , $i_{dq}$ , $i_f$ e $i_{np}$ sob condições saudáveis e faltosas. Frequência fundamental ( $m = 1$ ): 60 Hz. 93	93
Figura 38 – Influência da falta nas correntes da máquina, para o caso de falta ER. . . . .	94
Figura 39 – Influência da falta nas tensões do conversor, para o caso de falta ER. . . . .	95
Figura 40 – Corrente de falta, para o caso de falta ER. . . . .	96
Figura 41 – Componentes harmônicas contidas nas correntes $i_{falta}$ e $i_{abc}$ , para o caso de falta ER. . . . .	97



Figura 42 – Componentes harmônicas contidas nas correntes $i_q$ , $i_f$ e $i_{np}$ , para o caso de falta ER. . . . .	98
Figura 43 – Módulos das componentes fundamentais e terceiras harmônicas de $i_{falta}$ e $i_{abc}$ , para o caso de falta ER. . . . .	99
Figura 44 – Módulos das componentes harmônicas de $i_q$ , $i_f$ e $i_{np}$ , para o caso de falta ER. . . . .	100
Figura 45 – Detalhe da extração das componentes $i_{dq}^3$ e $i_{dq}^-$ . . . . .	103
Figura 46 – Detalhe da extração das componentes $i_f^2$ e $i_{np}^1$ . . . . .	104
Figura 47 – $i_{dq}^-(t)$ , $i_{dq}^3(t)$ , $i_f^2(t)$ e $i_{np}^1(t)$ - Caso 1. . . . .	106
Figura 48 – Lugares geométricos de $i_{dq}^-$ , $i_{dq}^3$ , $i_f^2$ e $i_{np}^1$ - Caso 1. . . . .	107
Figura 49 – Lugares geométricos de $i_{dq}^-$ , $i_{dq}^3$ , $i_f^2$ e $i_{np}^1$ - Caso 2. . . . .	108
Figura 50 – $i_{dq}^-(t)$ , $i_{dq}^3(t)$ , $i_f^2(t)$ e $i_{np}^1(t)$ - Caso 2. . . . .	109
Figura 51 – Lugares geométricos de $i_{dq}^-$ , $i_{dq}^3$ , $i_f^2$ e $i_{np}^1$ - Caso 3. . . . .	110
Figura 52 – $i_{dq}^-(t)$ , $i_{dq}^3(t)$ , $i_f^2(t)$ e $i_{np}^1(t)$ - Caso 3. . . . .	111
Figura 53 – Algoritmo proposto para detecção de falta entre espiras do estator a partir dos lugares geométricos das componentes harmônicas. A falta é detectada se os lugares geométricos estiverem fora da zona especificada. . . . .	112
Figura 54 – Ajuste da região normal de operação: degraus de torque e velocidade foram aplicados para definir o deslocamento normal dos lugares geométricos. . . . .	113
Figura 55 – Lugares geométricos de $i_{dq}^-$ , $i_{dq}^3$ , $i_f^2$ e $i_{np}^1$ para diferentes valores de $i_q$ e $\omega = 377$ rad/s. . . . .	115
Figura 56 – Avaliação da técnica proposta para a falta ER (Caso 1). . . . .	119
Figura 57 – Avaliação da técnica proposta para a falta EE (Caso 3). . . . .	120
Figura 58 – Avaliação da técnica proposta para a falta EF (Caso 11). . . . .	121
Figura 59 – Ativação das variáveis de detecção para faltas na Zona 1. . . . .	125
Figura 60 – Influência de ruídos nas medições das correntes usadas (RSR=20 dB). . . . .	126
Figura 61 – Influência de ruídos nas medições das correntes usadas (RSR=30 dB). . . . .	127
Figura 62 – Influência de perda das informações medidas da corrente da fase $a$ . . . . .	127
Figura 63 – Avaliação da metodologia proposta para um caso de falta EE no GSEE de 4,5 MW. A ocorrência da falta é detectada nas quatro variáveis. . . . .	130
Figura 64 – Conversor <i>buck</i> usado para controle da tensão de campo $V_f$ . . . . .	152
Figura 65 – Seção transversal do GSEE. . . . .	156
Figura 66 – Função que descreve o entreferro da máquina. . . . .	157
Figura 67 – Função que descreve a permeância da máquina. . . . .	158
Figura 68 – Funções que descrevem a distribuição dos enrolamentos do estator da máquina. . . . .	159
Figura 69 – Função que descreve a distribuição do enrolamento do campo da máquina. . . . .	160

Figura 70 – Indutâncias próprias do estator da máquina saudável em função da posição do rotor. . . . .	161
Figura 71 – Indutâncias mútuas do estator da máquina saudável em função da posição do rotor. . . . .	161
Figura 72 – Indutâncias mútuas entre estator e campo da máquina saudável em função da posição do rotor. . . . .	162
Figura 73 – Funções que descrevem a distribuição dos enrolamentos da fase <i>a</i> sob falta entre espiras. . . . .	163
Figura 74 – Indutâncias próprias e mútua da máquina com falta entre espiras na fase <i>a</i> em função da posição do rotor. . . . .	163
Figura 75 – Indutâncias mútuas do estator da máquina com falta entre espiras na fase <i>a</i> em função da posição do rotor. . . . .	164
Figura 76 – Indutâncias mútuas entre estator e campo da máquina com falta entre espiras na fase <i>a</i> em função da posição do rotor. . . . .	165
Figura 77 – Diagrama detalhado dos elementos da plataforma experimental. . . . .	168
Figura 78 – Diagramas esquemáticos das placas de medição e condicionamento de sinais. . . . .	169
Figura 79 – Detecção da falta - Caso 1. . . . .	171
Figura 80 – Detecção da falta - Caso 2. . . . .	172
Figura 81 – Detecção da falta - Caso 3. . . . .	173
Figura 82 – Detecção da falta - Caso 4. . . . .	174
Figura 83 – Detecção da falta - Caso 5. . . . .	175
Figura 84 – Detecção da falta - Caso 6. . . . .	176
Figura 85 – Detecção da falta - Caso 7. . . . .	177
Figura 86 – Detecção da falta - Caso 8. . . . .	178
Figura 87 – Detecção da falta - Caso 9. . . . .	179
Figura 88 – Detecção da falta - Caso 10. . . . .	180
Figura 89 – Detecção da falta - Caso 11. . . . .	181
Figura 90 – Detecção da falta - Caso 12. . . . .	182

---

## Lista de tabelas

Tabela 1 – Funções de proteção aplicadas a geradores CA (IEEE Standards Association, 2006). . . . .	45
Tabela 2 – Funções de proteção aplicadas a motores CA, com e sem inversor (IEEE Standards Association, 2012). . . . .	46
Tabela 3 – Funções de proteção de zona 3 inclusas em inversores (IEEE Standards Association, 2016). . . . .	47
Tabela 4 – Parâmetros e características do gerador, conversor e rede. . . . .	68
Tabela 5 – Parâmetros elétricos da máquina síncrona da plataforma experimental. . . . .	80
Tabela 6 – Parâmetros dos controladores PI do conversor conectado à rede. . . . .	89
Tabela 7 – Parâmetros dos controladores PI do conversor conectado à máquina. . . . .	91
Tabela 8 – Casos de faltas internas. . . . .	92
Tabela 9 – Ajustes das RON de cada variável. . . . .	113
Tabela 10 – Casos de falta considerados para análise de sensibilidade e tempo de detecção. . . . .	118
Tabela 11 – Valores máximos atingidos pelos lugares geométricos durante os casos da Tabela 10. Valores normalizados em relação ao raio da respectiva região normal de operação. . . . .	122
Tabela 12 – Tempo para detecção dos casos da Tabela 10 em ms. . . . .	124
Tabela 13 – Região normal de operação para o GSEE de 4,5 MW. . . . .	129
Tabela 14 – Casos de falta considerados para o GSEE de 4,5 MW. . . . .	131
Tabela 15 – Valores máximos atingidos pelos lugares geométricos para o GSEE de 4,5 MW. . . . .	131
Tabela 16 – Tempo de detecção para o GSEE de 4,5 MW, em ms. . . . .	131
Tabela 17 – Parâmetros construtivos e elétricos da máquina síncrona simulada. . . . .	156



---

# Lista de siglas

**CC** Corrente Contínua

**CA** Corrente Alternada

**DHI** Distorção Harmônica Individual

**EE** Entre Espiras

**ER** Entre Ramos

**EF** Entre Fases

**GSEE** Gerador Síncrono Eletricamente Excitado

**GSIP** Gerador Síncrono de Imãs Permanentes

**GIRGE** Gerador de Indução com Rotor Gaiola de Esquilo

**GIRB** Gerador de Indução com Rotor Bobinado

**GIDA** Gerador de Indução Duplamente Alimentado

**MMC** *Modular Multilevel Converter*

**MWFA** *Modified Winding Function Approach*

**NPC** *Neutral-Point Clamped*

**NLNPC** *N-Level Neutral Point Clamped*

**PWM** *Pulse Width Modulation*

**PI** *Proporcional Integral*

**PLL** *Phase-Locked Loop*

**RNA** *Redes Neurais Artificiais*

**RR** *Região de Restrição*

**RSR** *Relação Sinal-Ruído*

**SIN** *Sistema Interligado Nacional*

**TF** *Transformada de Fourier*

**TRF** *Transformada Rápida de Fourier*

**TDF** *Transformada Discreta de Fourier*

**TW** *Transformada Wavelet*

**TMER** *Teoria de Múltiplos Eixos de Referência*

**TLNPC** *Tree-Level Neutral Point Clamped*





---

## Lista de símbolos

$\mu$	Porcentagem de espiras envolvidas na falta
$\omega_e$	Velocidade elétrica do rotor do gerador
$\omega_g$	Velocidade elétrica da rede
$\theta_e$	Posição elétrica do rotor do gerador
$\varphi$	Fluxo
$i_{abc}$	Correntes instantâneas no domínio $abc$
$i_{dq}$	Correntes instantâneas no domínio $dq$
$i_{dq}^-$	Componente de sequência negativa das correntes $i_{abc}$ no domínio $dq$
$i_{dq}^3$	Componente de terceira harmônica das correntes $i_{abc}$ no domínio $dq$
$i_{falta}$	Corrente de falta
$i_f$	Corrente de campo
$i_f^2$	Componente de segunda harmônica da corrente de campo do gerador
$i_{np}$	Corrente de neutro do inversor TLNPC
$i_{np}^1$	Componente fundamental da corrente de neutro do inversor TLNPC
$J$	Momento de inércia
$L_d$	Indutância de eixo direto
$L_f$	Indutância de campo
$L_{md}$	Indutância de magnetização de eixo direto
$L_{mq}$	Indutância de magnetização de eixo em quadratura

$L_q$	Indutância de eixo em quadratura
$L_{xy}$	Indutância entre os enrolamentos $xy$
$P_p$	Par de polos
$R_f$	Resistência de campo
$R_s$	Resistência de estator
$T_e$	Torque elétrico
$T_m$	Torque mecânico
$v_{abc}$	Tensões instantâneas no domínio $abc$
$v_{cc}$	Tensão do barramento CC do inversor
$v_{dq}$	Tensões instantâneas no domínio $dq$
$v_f$	Tensão de campo
$v_n$	Tensão do polo negativo do barramento CC do inversor $v_{cc}^-$
$v_p$	Tensão do polo positivo do barramento CC do inversor $v_{cc}^+$

---

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>29</b>
<b>1.1</b>	<b>Escopo e contribuições . . . . .</b>	<b>32</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos . . . . .</b>	<b>34</b>
<b>1.3</b>	<b>Organização do texto . . . . .</b>	<b>34</b>
<b>2</b>	<b>OPERAÇÃO E PROTEÇÃO DE GERADORES SÍNCRONOS DE VELOCIDADE VARIÁVEL . . . . .</b>	<b>37</b>
<b>2.1</b>	<b>Geradores alternados de velocidade variável . . . . .</b>	<b>37</b>
<b>2.2</b>	<b>Inversores para controle de geradores de velocidade variável . . . . .</b>	<b>38</b>
<b>2.3</b>	<b>Controle dos inversores usados com o gerador síncrono de ve- locidade variável . . . . .</b>	<b>41</b>
2.3.1	Controle do inversor conectado à rede . . . . .	41
2.3.2	Controle do inversor conectado ao gerador . . . . .	42
<b>2.4</b>	<b>Proteção de geradores de velocidade variável . . . . .</b>	<b>43</b>
2.4.1	Deteção de faltas entre espiras do estator . . . . .	49
<b>3</b>	<b>MODELOS MATEMÁTICOS E ANÁLISE BASEADA EM SI- MULAÇÃO . . . . .</b>	<b>53</b>
<b>3.1</b>	<b>Modelo matemático do gerador . . . . .</b>	<b>53</b>
3.1.1	Inclusão de faltas entre espiras do estator no modelo do gerador . . . . .	58
<b>3.2</b>	<b>Modelo matemático do inversor de três níveis . . . . .</b>	<b>60</b>
3.2.1	Corrente de neutro do inversor de três níveis . . . . .	62
<b>3.3</b>	<b>Controle dos conversores . . . . .</b>	<b>62</b>
3.3.1	Controle do conversor conectado ao gerador . . . . .	62
3.3.2	Controle do conversor conectado à rede . . . . .	63
3.3.3	Controle de balanceamento da tensão CC do inversor de três níveis . . . . .	65
<b>3.4</b>	<b>Simulação e análise de faltas entre espiras no gerador . . . . .</b>	<b>66</b>
3.4.1	Definição do transitório de falta . . . . .	66

3.4.2	Descrição da simulação e análise dos resultados . . . . .	67
<b>3.5</b>	<b>Análise dos efeitos da falta entre espiras no gerador e no in-</b>	
	<b>versor de três níveis . . . . .</b>	<b>72</b>
3.5.1	Efeitos da falta entre espiras nas equações do gerador . . . . .	73
3.5.2	Efeito da falta entre espiras no inversor de três níveis . . . . .	77
<b>4</b>	<b>ANÁLISE EXPERIMENTAL DE FALTAS ENTRE ESPIRAS</b>	
	<b>DO ESTATOR DO GERADOR . . . . .</b>	<b>79</b>
<b>4.1</b>	<b>Descrição da plataforma experimental . . . . .</b>	<b>79</b>
4.1.1	Gerador síncrono . . . . .	80
4.1.2	Máquina motriz . . . . .	82
4.1.3	Conversores . . . . .	82
4.1.4	Controlador . . . . .	86
4.1.5	Sensoreamento e condicionamento de sinais . . . . .	87
<b>4.2</b>	<b>Controle dos conversores . . . . .</b>	<b>89</b>
4.2.1	Controle do conversor conectado à rede . . . . .	89
4.2.2	Controle do conversor conectado ao gerador . . . . .	89
<b>4.3</b>	<b>Análise de faltas elétricas entre espiras do gerador a partir de</b>	
	<b>dados experimentais . . . . .</b>	<b>91</b>
4.3.1	Análise detalhada dos efeitos da falta . . . . .	94
<b>5</b>	<b>METODOLOGIA PARA EXTRAÇÃO DAS COMPONENTES</b>	
	<b>E DETECÇÃO DE FALTA . . . . .</b>	<b>101</b>
<b>5.1</b>	<b>Extração das componentes harmônicas causadas pela falta sob</b>	
	<b>velocidade variável . . . . .</b>	<b>101</b>
5.1.1	Processo para extrair as componentes de sequência negativa e terceira	
	harmônica das correntes de linha do gerador . . . . .	102
5.1.2	Processo para extrair a componente fundamental da corrente de neutro	
	do inversor e segunda harmônica da corrente de campo do gerador . . .	104
5.1.3	Avaliação da metodologia de extração das componentes . . . . .	105
<b>5.2</b>	<b>Algoritmo para detecção de faltas entre espiras do estator . . .</b>	<b>109</b>
5.2.1	Ajuste das regiões de operação normais e avaliação preliminar . . . . .	112
<b>6</b>	<b>ANÁLISE DE SENSIBILIDADE, TEMPO DE DETECÇÃO</b>	
	<b>E SELETIVIDADE . . . . .</b>	<b>117</b>
<b>6.1</b>	<b>Análise da sensibilidade . . . . .</b>	<b>118</b>
<b>6.2</b>	<b>Tempo de detecção das faltas . . . . .</b>	<b>123</b>
<b>6.3</b>	<b>Seletividade . . . . .</b>	<b>124</b>
<b>6.4</b>	<b>Efeito de ruídos e perda de informações . . . . .</b>	<b>126</b>

7	AVALIAÇÃO EM UM GERADOR SÍNCRONO DE 4,5 MW COM FALTA ENTRE ESPIRAS . . . . .	129
8	CONCLUSÕES . . . . .	133
8.1	Sugestões de trabalhos futuros . . . . .	134
8.2	Publicações . . . . .	135
	REFERÊNCIAS . . . . .	137

**APÊNDICES** 145

APÊNDICE A	– AJUSTE DO CONTROLE DOS CONVERSORES	147
APÊNDICE B	– DEFINIÇÃO DE INDUTÂNCIAS A PARTIR DA MWFA . . . . .	155
APÊNDICE C	– DIAGRAMAS DETALHADOS DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL . . . . .	167
APÊNDICE D	– FIGURAS ADICIONAIS DAS RESPOSTAS DA METODOLOGIA PARA CASOS DE FALTA .	171



---

## Introdução

O uso de inversores para controle de geradores elétricos possibilita a operação em velocidade variável, tornando a conversão de energia mais eficiente em casos que a fonte motriz e cargas são variáveis (RANGANATHAN, 2002), como ocorre nos sistemas de geração eólicos, hidroelétricas sem barragem e termoelétricas de pequeno porte (YARASU et al., 2015; NOBILE; SARI; SCHWERY, 2018). Adicionalmente, alguns sistemas de armazenamento de energia baseados em máquinas elétricas, como *fly-wheels* e *pumped-hydro*, também empregam os inversores como forma de aumentar a eficiência e velocidade de resposta para o suporte à rede (BOLDEA, 2017; CARRASCO et al., 2006).

Atualmente, em escala global, a fonte de energia que mais emprega os geradores de velocidade variável é a eólica e, por esse motivo, ela frequentemente será citada neste trabalho quando forem discutidos aspectos de proteção e controle de geradores de velocidade variável. No caso do Sistema Interligado Nacional (SIN), nota-se um aumento da instalação de unidades de geração eólica nas regiões nordeste e sul, motivado pela evolução tecnológica das turbinas e potencial energético, atingindo o posto de terceira fonte de geração elétrica com maior contribuição no sistema.

É previsto que a contribuição da geração eólica no Brasil cresça mais nas próximas décadas com a construção de parques eólicos em alto mar, os quais serão usadas para descarbonização de processos de extração de petróleo e gás, e também integrados ao SIN. Portanto, é previsto o crescimento desse tipo de geração, com a instalação de mais geradores de velocidade variável.

À medida que a contribuição dos geradores de velocidade variável no SIN aumenta, maior atenção deve ser dada aos aspectos de manutenção e proteção dos equipamentos e maiores esforços devem ser feitos para mantê-los operando (AGENCY, 2013). Nesse sentido, os geradores que operam, em velocidade fixa e síncrona à rede, em centrais hidráulicas e térmicas, contam com técnicas de monitoramento e proteção para diversos tipos de falha consolidadas e definidas em normas, como o guia IEEE C37.102 (IEEE Standards Association, 2006). Entretanto, nem todas as proteções apresentadas no guia IEEE C37.102 (IEEE Standards Association, 2006) são diretamente aplicáveis para os ge-

radadores de velocidade variável, principalmente as proteções baseadas em medidas fasoriais (BATAGLIOLI; MONARO; COURRY, 2019). Como o número de geradores operando sob velocidade variável tem crescido, nota-se uma demanda para guias que abordem diretamente a proteção desses geradores.

Tal padronização dos sistemas de proteção deve abranger as diferentes tecnologias e topologias usadas nos geradores de velocidade variável. No caso do setor de geração eólica, por exemplo, existem quatro principais tipos de máquinas: indução com gaiola-de-esquilo, indução duplamente alimentada, síncrona com enrolamento de campo e síncrona com imãs permanentes; as quais são integradas ao sistema em Corrente Alternada (CA) por vários tipos de conversores eletrônicos. Para citar alguns dos propostos para essa finalidade: conversores tipo matriz, inversores bidirecionais em ligação *back-to-back*, retificador+*boost*+inversor e conversores multiníveis modulares (BOLDEA, 2017; KOLAR et al., 2011; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Os geradores síncronos têm sido usados em turbinas eólicas de velocidade variável, nas quais são controlados por inversores de quatro quadrantes do tipo fonte de tensão de escala completa (BOLDEA, 2017). O Gerador Síncrono Eletricamente Excitado (GSEE) e o Gerador Síncrono de Imãs Permanentes (GSIP) são os mais empregados na indústria, especialmente quando o número de pólos é elevado (BOLDEA, 2017); a maioria desses geradores são trifásicos, mas também pode-se usar máquinas com mais fases (BOGDAN et al., 2020; KUMAR et al., 2020). Com relação aos inversores, usam-se os de dois níveis na maioria das aplicações, mas inversores *N-Level Neutral Point Clamped* (NLNPC) e *Modular Multilevel Converter* (MMC) devem ser considerados para controle de geradores de grande porte; destes, o inversor *Tree-Level Neutral Point Clamped* (TLNPC) é o mais avaliado para aplicações em geradores eólicos de velocidade variável (HASAN et al., 2017; ZHANG et al., 2017; GONTIJO et al., 2022).

Esses geradores são submetidos a condições adversas e estão sujeitos a apresentar falhas mecânicas ou elétricas. A maioria das falhas mecânicas envolve a caixa de engrenagens e rolamentos (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015; SALAMEH et al., 2018); já a maioria das falhas elétricas ocorre no enrolamento do estator, sendo a falha de isolamento, que causa curtos-circuitos entre espiras, a causa mais citada (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015; SINGH; SUNDARAM; MATUONTO, 2021). Estes defeitos são denominados faltas entre espiras e, dependendo da distribuição dos enrolamentos do estator, podem envolver espiras da mesma fase ou de fases diferentes e são divididas nos tipos de faltas relatadas na literatura: Entre Espiras (EE), Entre Ramos (ER) e Entre Fases (EF), que podem envolver a terra ou não (MONARO et al., 2012). Se não forem detectadas com antecedência, essas falhas podem danificar todo o enrolamento do gerador.

Técnicas preditivas de manutenção e diagnóstico são usadas para monitorar a condição do enrolamento e detectar a tendência de falha do estator (RIERA-GUASP; ANTONINO-



DAVIU; CAPOLINO, 2015; CAPOLINO; ANTONINO-DAVIU; RIERA-GUASP, 2015; ALLAFI; FOSTER, 2023). No entanto, para essas técnicas, não há avaliação do tempo para detecção de falhas e operação em tempo real (GANDHI; CORRIGAN; PARSА, 2011; RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015). Uma revisão abrangente dessas técnicas para máquinas síncronas de ímã permanente é apresentada por Orłowska-Kowalska et al. (2022); no entanto, há uma falta de trabalhos abordando geradores eletricamente excitados. Por outro lado, as técnicas de proteção são adotadas visando minimizar os danos causados pelas falhas, detectando-as e isolando-as em curtos períodos de tempo.

Casos de falha em que valores altos de corrente de linha ou correntes diferenciais são verificados podem ser detectados por funções de proteção diferencial e de sobrecorrente adaptadas para aplicações de velocidade variável (BATAGLIOLI; MONARO; COURY, 2019). Alternativamente, existem casos de falha com baixos níveis de corrente e sem corrente diferencial, que requerem outras alternativas (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015; GANDHI; CORRIGAN; PARSА, 2011; HE; SHEN; JIANG, 2019).

Para detectar esse tipo de falha, diferenças de corrente entre ramais para máquinas com vários enrolamentos, fluxo parasita e vibrações podem ser usadas, mas elas requerem instalação e calibração de sensores adicionais (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015; CAPOLINO; ANTONINO-DAVIU; RIERA-GUASP, 2015; IEEE Standards Association, 2006). A análise de assinatura de corrente e tensão também é uma alternativa para evitar o uso de sensores adicionais, pois pode ser realizada usando os sinais medidos para fins de controle da máquina e do conversor (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015; GANDHI; CORRIGAN; PARSА, 2011; ALLAFI; FOSTER, 2023; HUANG et al., 2022; PIETRZAK; WOLKIEWICZ, 2021). Esta abordagem não requer alterações de *hardware* e torna possível integrar a técnica de detecção de falta junto ao algoritmo de controle do conversor.

A abordagem de assinatura de corrente usa ferramentas de análise de domínio de frequência de tempo, como a Transformada de Fourier (TF), Transformada *Wavelet* (TW) e Teoria de Múltiplos Eixos de Referência (TMER) para identificar mudanças espectrais nos sinais do estator e do rotor que estão relacionados à ocorrência de falha do estator (CRUZ; CARDOSO, 2005; NADARAJAN et al., 2015; NETI; NANDI, 2009; GKETSIS; ZERVAKIS; STAVRAKAKIS, 2009; JEONG; MOON; KIM, 2017; DOORWAR; BHALJA; MALIK, 2019; MASOUMI et al., 2021; PIETRZAK; WOLKIEWICZ, 2021). Redes Neurais Artificiais (RNA) e Filtro de Kalman também foram estudados para detecção de falhas no estator (BOUZID; CHAMPENOIS, 2017; El Sayed; El Geliel; LOTFY, 2020). Técnicas baseadas em modelo e observador também podem ser usadas em vez de análise de assinatura para a detecção de falhas de máquinas elétricas (WU; JIANG; WANG, 2020).

As correntes medidas do estator ( $i_{abc}$  e  $i_{dq}$ ) e do campo ( $i_f$ ) do GSEE foram estudadas para detecção de falhas entre espiras (GANDHI; CORRIGAN; PARSA, 2011; CHENG; ZHANG; HABETLER, 2011; CRUZ; CARDOSO, 2005). Tais correntes geralmente são submetidas à análise de conteúdo harmônico (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015), mas alguns autores empregam, ao invés da análise espectral, monitoramento de sequência zero e negativa para detectar desequilíbrio da máquina causado por falhas entre espiras do estator (JEONG; MOON; KIM, 2017; DOORWAR; BHALJA; MALIK, 2019; HE; SHEN; JIANG, 2019; URRESTY; RIBA; ROMERAL, 2012).

O terceiro harmônico em  $i_{abc}$ , segundo harmônico em  $i_f$  e segundo harmônico em  $i_{dq}$  estão relacionados a falhas do estator (NETI; NANDI, 2009; GANDHI; CORRIGAN; PARSA, 2011; NADARAJAN et al., 2015; YASSA; RACHEK, 2020). Esses harmônicos característicos podem ser empregados na detectar falhas no estator. A operação em velocidade variável precisa ser considerada durante o isolamento do conteúdo harmônico de cada corrente. Essas mudanças espectrais e as respectivas técnicas de detecção foram relatadas para geradores de velocidade fixa e motores de velocidade variável. No entanto, faltam publicações avaliando-os em sistemas geradores de velocidade variável. Além disso, os trabalhos focam em faltas EE e não tratam as faltas ER e EF.

Para o GSEE conectado ao conversor de três níveis além de  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$  e  $i_f$ , a corrente do ponto neutro ( $i_{np}$ ) do conversor, a qual pode ser medida para monitoramento e controle de equilíbrio de tensão CC ( $v_{CC} = v_{CC}^+ + v_{CC}^-$ ) (JUN; NGUYEN; KWAK, 2020) também pode ser avaliada para detecção da falta no gerador. Esta corrente está diretamente relacionada a  $i_{abc}$  e a diferença entre  $v_{CC}^+$  e  $v_{CC}^-$ . Sob condições normais ( $v_{CC}^+ = v_{CC}^-$  e  $i_{abc}$  simétrico),  $i_{np}$  é composto apenas por uma frequência igual à terceira harmônico de  $i_{abc}$ . Se  $v_{CC}^+ \neq v_{CC}^-$ ,  $i_{np}$  apresenta um valor médio; e se  $i_{abc}$  é desbalanceado,  $i_{np}$  tem uma componente com frequência igual a fundamental de  $i_{abc}$  (JUN; NGUYEN; KWAK, 2020). Não há publicações avaliando-os ou os efeitos das faltas internas em geradores conectados a conversores com mais de dois níveis.

## 1.1 Escopo e contribuições

Dentro desse contexto, o presente trabalho tem como objetivo investigar o comportamento de um sistema de geração de velocidade variável quando ocorrem faltas elétricas internas na máquina. O foco é dado a geradores síncronos com enrolamento de campo e polos salientes, em que os enrolamentos de estator são conectados a conversores inversores de três níveis que possibilitam fluxo de potência bidirecional entre gerador e sistema. O foco é dado às faltas entre espiras, sem envolvimento com terra, nos enrolamentos do estator do gerador síncrono. As faltas que envolvem terra não serão consideradas pois geram correntes diferenciais e podem ser detectadas por funções de proteção, como sobrecorrente diferencial.

As mudanças no espectro de correntes normalmente medidas para fins de controle do GSEE de velocidade variável conectado a um conversor TLNPC são avaliadas como forma de detectar faltas entre as espiras do enrolamento do estator. Apenas as medidas das correntes elétricas são empregadas, visto que as medidas de tensão não são tomadas para o controle. O terceiro harmônico em  $i_{abc}$ , o desequilíbrio em  $i_{abc}$ , o segundo harmônico em  $i_f$  e a componente fundamental em  $i_{np}$  são comparados sob as mesmas condições de falha. Filtros passa-banda dinâmicos baseados na transformação  $dq$  e na série de Fourier, com frequência definida por medições da posição do rotor, são usados para isolar o conteúdo harmônico desejado. Os lugares geométricos dos componentes de corrente isolados são empregados para detectar entre condições saudáveis e defeituosas.

Uma das contribuições deste trabalho é a avaliação desses componentes como uma potencial função de proteção. Então, sensibilidade, tempo de detecção de falhas e seletividade são analisados. Além disso, neste trabalho, o regime transitório é incluído na simulação e testes experimentais para avaliar a resposta dinâmica dos componentes aqui considerados. Essa abordagem não é comum em trabalhos de diagnóstico de falhas, que geralmente analisam dados em regime permanente saudáveis e defeituosos para detectar falhas incipientes. As correntes normalmente medidas para controle do gerador e conversor são consideradas aqui para evitar a necessidade de instalar sensores adicionais; assim, a mesma avaliação aqui apresentada pode ser reproduzida em máquinas reais com implementação de *software*.

Outra contribuição é a avaliação da corrente de ponto neutro do TLNPC como um indicador de falta, juntamente com as correntes de linha e campo do gerador. Embora existam muitos estudos sobre a operação de inversores multiníveis sob correntes CA desbalanceadas, nenhum avaliou os efeitos de uma máquina defeituosa em  $i_{np}$ .

Dados obtidos por simulação numérica e experimentos em laboratório são usados para a avaliação dos efeitos das faltas internas nas variáveis citadas. Também são apresentadas as equações matemáticas do GSEE sob faltas no estator, conversor TLNPC e malhas de controle usadas na simulação, bem como a configuração experimental usada para testar a técnica. Adicionalmente, para avaliar a aplicabilidade da análise proposta para diferentes potências de geradores, um GSEE de 4,5 MW com faltas entre espiras é simulado.

Deve-se enfatizar que o principal objetivo deste trabalho é apresentar uma análise do gerador sob faltas entre espiras do estator e propor uma técnica para detectá-las rapidamente para evitar maiores danos no cenário de um curto-circuito severo entre as espiras do enrolamento do estator. Não pretende-se indicar a tendência ou o probabilidade de ocorrência de falha, como fazem algumas técnicas de diagnóstico e manutenção preditiva. Adicionalmente, a localização e classificação de faltas não estão dentro do escopo deste trabalho. Esses pontos podem ser abordados em trabalhos futuros sobre análise de faltas internas em geradores de velocidade variável.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho é analisar os efeitos de faltas entre espiras, sem contato com terra, no enrolamento do estator de GSEE de velocidade variável controlado por inversor TLNPC e propor, através dessa análise, uma técnica para detectar essas faltas usando medidas tipicamente tomadas para controle do gerador. Os objetivos específicos são:

- ❑ Levantar o estado-da-arte da proteção contra faltas elétricas e detecção de faltas entre espiras no GSEE controlados por TLNPC;
- ❑ Levantar o modelo matemático dos equipamentos e adaptá-los para estudo de faltas entre espiras no GSEE;
- ❑ Implementar a simulação do sistema composto pelo GSEE sob falta e inversor TLNPC, incluindo o algoritmo de controle das correntes e velocidade;
- ❑ Construir uma plataforma experimental para testes de faltas entre espiras do GSEE de velocidade variável com inversor TLNPC;
- ❑ Analisar e comparar os dados obtidos por simulações e experimentais;
- ❑ Propor uma técnica para detectar essas faltas usando medidas tipicamente tomadas para controle do GSEE e TLNPC;
- ❑ Validar e testar a técnica proposta usando dados de simulações e experimentais.

## 1.3 Organização do texto

Este capítulo trouxe uma breve introdução sobre o objeto de estudo desta tese, as faltas entre espiras do estator de GSEE de velocidade variável, definindo o contexto, motivações e escopo.

O Capítulo 2 aborda o estado da arte de sistemas de geração de velocidade variável que usam GSEE e inversor TLNPC e uma discussão sobre o atual estado dos sistemas de proteção e detecção de faltas entre espiras do estator desses geradores.

O Capítulo 3 traz uma análise de faltas entre espiras do estator do GSEE baseada nos modelos matemáticos e em simulação computacional. As equações matemáticas do GSEE saudável, do GSEE sob falta, do inversor TLNPC e do algoritmo de controle são apresentadas como base para a realização das simulações e análises feitas nesse capítulo.

O Capítulo 4 traz uma análise experimental dos efeitos das faltas entre espiras do estator do GSEE. É feita a descrição de uma plataforma experimental para testes de proteção e detecção de faltas em geradores síncronos de velocidade variável, a qual é composta por inversores reais e uma máquina síncrona com enrolamentos de estator construídos para aplicar faltas internas durante sua operação. Esses equipamentos e os sistemas de medição

e controle são descritos em detalhe e, ao final, é apresentada uma análise usando alguns dados obtidos com a plataforma experimental.

O Capítulo 5 apresenta uma metodologia para extração das harmônicas relacionadas com as faltas entre espiras, que aparecem nas correntes medidas para fim de controle do GSEE de velocidade variável conectado ao inversor TLNPC. Também traz uma metodologia para detecção das faltas usando os lugares geométricos das componentes extraídas.

O Capítulo 6 apresenta os resultados obtidos para diferentes casos de falta e avalia a detecção das faltas nas componentes harmônicas consideradas. Sensibilidade e tempo de detecção são avaliados usando dados experimentais, e a seletividade avaliada por dados obtidos por simulação computacional. Uma breve discussão sobre efeitos de ruídos e perda de informações é apresentada.

O Capítulo 7 apresenta a análise por simulação computacional de um GSEE de 4,5 MW de potência nominal com faltas entre espiras. Esse capítulo tem como objetivo expandir a análise feita sobre a máquina da plataforma experimental para uma máquina de grande porte.

As conclusões, sugestões de trabalhos futuros e publicações realizadas são apresentadas no Capítulo 8.

Os apêndices contém a teoria empregada para o controle dos inversores (Apêndice A) e cálculo das indutâncias do GSEE (Apêndice B). Também foram incluídos os diagramas detalhados da plataforma experimental (Apêndice C) e as figuras adicionais que mostram detalhes dos resultados apresentados no sexto capítulo (Apêndice D).



---

# Operação e proteção de geradores síncronos de velocidade variável

Máquinas elétricas rotativas em CA são os equipamentos mais empregados para conversão eletromecânica de energia em centrais hidroelétricas, termoelétricas e eólicas. O uso combinado dessas máquinas e conversores eletrônicos vem sendo usado como meio de melhorar a controlabilidade e desempenho, destacando-se o uso dos conversores inversores do tipo fonte de tensão, que têm sido empregados na operação de geradores, possibilitando operação em velocidade variável e melhor aproveitamento da energia da fonte motriz em casos em que fonte e cargas são variáveis.

O melhor exemplo de aplicação de geradores CA controlados por conversores tipo fonte de tensão é a eólica, mas essa configuração é proposta para outros meios de conversão de energia, como hidroelétricas sem barragem e termoelétricas de pequeno porte (RANGANATHAN, 2002). Sistemas de armazenamento de energia baseados em conversão eletromecânica também empregam conversores tipo fonte de tensão para controlar o fluxo de potência entre a máquina elétrica e a rede, como exemplo de tais sistemas citam-se: *fly-wheels* e *pumped-hydro*. Tal combinação melhora o tempo de resposta do suporte à rede e flexibiliza a operação sob diferentes condições de carga e volume disponível dos reservatórios (NOBILE; SARI; SCHWERY, 2018).

## 2.1 Geradores alternados de velocidade variável

Dois tipos de máquinas elétricas CA são intensivamente usadas em conjunto com inversores fonte de tensão nas aplicações citadas: máquinas síncronas e máquinas de indução. Existem diversas variações dessas máquinas, com relação a número de fases, número de polos, disposição de enrolamentos, sentido do fluxo, tipos de estatores e rotores, sendo as rotativas trifásicas de fluxo radial as mais usadas. Os geradores síncronos mais usados são os dos tipos: Gerador Síncrono de Imãs Permanentes (GSIP) e Gerador Síncrono Eletricamente Excitado (GSEE); enquanto os de indução são os: Gerador de Indução com Rotor

Gaiola de Esquilo (GIRGE) e Gerador de Indução com Rotor Bobinado (GIRB). Os geradores GSIP e GIRB são os mais utilizados atualmente em turbinas eólicas de velocidade variável (YARAMASU et al., 2015; NOBILE; SARI; SCHWERY, 2018; SCHMIDT et al., 2011b; SCHMIDT et al., 2011a).

Os GIRGE são empregados em turbinas eólicas de velocidade variável, nas quais são controlados por um conversor de escala completa (LETCHER, 2017). Por outro lado, os GIRB têm sido ligados em configuração Gerador de Indução Duplamente Alimentado (GIDA), com enrolamento de estator conectado diretamente à rede CA e o enrolamento do rotor conectado a um inversor que controla a amplitude e frequência das tensões do rotor (RANGANATHAN, 2002). Segundo Yaramasu et al. (2015), GIDA é uma das tecnologias mais usadas em turbinas eólicas de velocidade variável porque possibilita a operação em velocidade variável usando um conversor com 1/3 da potência nominal da máquina.

Os GSEE são majoritariamente operados sob velocidade fixa, mas também podem operar em velocidade variável se a tensão de estator for controlada por um inversor, o qual deve suportar a potência nominal da máquina (BOLDEA, 2017; LETCHER, 2017). Essa configuração tem sido muito empregada em turbinas eólicas de velocidade variável porque, devido ao uso do conversor de escala completa de potência, apresenta a maior faixa de variação de velocidade, atingindo até 100% (YARAMASU et al., 2015). A redução no custo de fabricação dos GSIP e a baixa relação tamanho/potência têm proporcionado um grande aumento no uso desses em turbinas eólicas (YARAMASU et al., 2015; BOLDEA, 2017). Por não ser necessário o uso de anéis coletores para alimentação do enrolamento de campo, e por possibilitar a implementação de grande número de polos e dispensar caixas de engrenagem, os GSIP têm sido empregados em turbinas eólicas instaladas fora da costa (*offshore*), a fim de evitar o uso de caixas de engrenagens e reduzir o número de componentes que demandam manutenções e tornam as turbinas mais propensas a falha (LETCHER, 2017).

Neste trabalho, o objeto de estudo são os geradores GSEE, que serão descritos com mais detalhes no próximo capítulo.

## 2.2 Inversores para controle de geradores de velocidade variável

Geradores CA de velocidade variável são controlados por conversores eletrônicos que fazem a conexão da máquina a um sistema, CA ou Corrente Contínua (CC), e realizam controle de corrente e velocidade do gerador. Conversores inversores do tipo fonte de tensão são os mais usados e possibilitam fluxo de potência bidirecional (máquina↔sistema), de forma que a máquina pode operar como motor ou gerador. Essa flexibilidade possibilita controle mais rápido e eficiente de sistemas de velocidade variável. Por esse motivo,



têm sido empregados para controle de geradores eólicos, sistemas de armazenamento de energia e motores.

Para ligação da máquina a sistemas CA, dois inversores fonte de tensão são ligados em configuração *back-to-back*, na qual um destes é conectado à máquina, o outro ao sistema CA e os barramentos CC dos dois são interconectados, como ilustrado na Figura 1. O barramento CC desses conversores possui capacitores para reserva de energia necessária para operação e controle.

Esta tem sido a configuração mais usada em geradores e motores de velocidade variável (KOLAR et al., 2011; FRIEDLI et al., 2012; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; QUÉVAL; OHSAKI, 2012; LETCHER, 2017; BOLDEA, 2017).

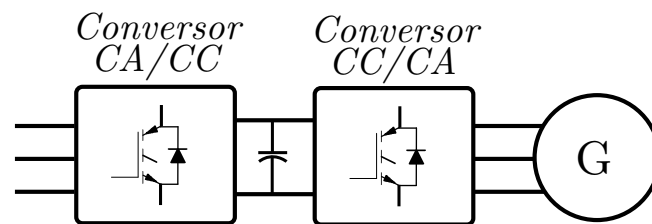


Figura 1 – Conversores do tipo fonte de tensão conectados em configuração *back-to-back*.

Fonte: elaborado pelo autor.

Outra alternativa de conversor para ligar dois sistemas CA de frequências diferentes são os conversores do tipo matriz, que apresentam maior eficiência e menor relação peso/potência. Entretanto, seu uso não tem sido tão abrangente quanto o dos inversores fonte de tensão, principalmente para aplicações com geradores de velocidade variável, que requerem um mínimo de reserva de energia no barramento CC, devido às variações de fonte e carga (KOLAR et al., 2011; FRIEDLI et al., 2012).

Os inversores fonte de tensão podem ser empregados no controle de máquinas elétricas CA síncronas e de indução, monofásicas e polifásicas. A depender do nível de potência e tensão, podem ser necessários conversores de dois, três, ou mais níveis (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; YAZDANI; IRAVANI, 2010; LETCHER, 2017). A seguir serão descritas duas topologias de inversores tipo fonte de tensão empregadas em sistemas de geração sob velocidade variável (LETCHER, 2017): os inversores fonte de tensão de dois e três níveis.

Devido à sua construção, operação e controle simples, os inversores de dois níveis são os mais usados para controle de máquinas elétricas CA de velocidade variável, de baixa e média tensão, em praticamente todas as faixas de potência (BOLDEA, 2017; YARAMASU et al., 2015). A Figura 2 ilustra a topologia de um conversor fonte de tensão de dois níveis com três braços. O controle do ciclo de trabalho das chaves  $s_1$  e  $s_2$  de cada braço é feito por *Pulse Width Modulation* (PWM) de forma a produzir as tensões definidas pelos algoritmos de controle (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

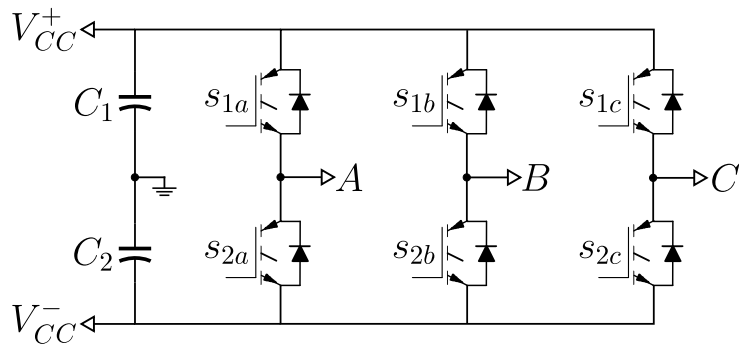


Figura 2 – Conversor inversor do tipo fonte de tensão de dois níveis.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os inversores de dois níveis são os mais encontrados em turbinas eólicas de velocidade variável (CARRASCO et al., 2006; WU et al., 2011; YARAMASU et al., 2015), podendo ser usado para controlar todas as máquinas citadas na seção anterior. Mihet-Popa et al. (2007) consideraram esse conversor na implementação de uma turbina eólica com GIRGE, e Quéval e Ohsaki (2012) para controle do gerador GSEE.

Os inversores de dois níveis são aplicados em geradores de média e alta potência mas, para aplicações em alta tensão, deve-se considerar que limite de tensão do barramento CC que as chaves serão submetidas. Uma das formas de lidar com isso é a ligação de chaves em série para divisão de tensão entre elas. Outro meio é através de conversores com mais de dois níveis (HASAN et al., 2017), como o de três níveis, no qual metade da tensão do barramento CC é aplicada sobre as chaves. Além de reduzir o nível de tensão que cada chave deve suportar, as formas de onda de tensão alternadas são mais próximas de uma senoide do que as produzidas por um conversor de dois níveis (YAZDANI; IRAVANI, 2010; ATTAIANESE; Di Monaco; TOMASSO, 2010).

Algumas topologias de conversor de três níveis foram propostas (HASAN et al., 2017; ATTAIANESE; Di Monaco; TOMASSO, 2010; YAZDANI; IRAVANI, 2010), sendo que os mais usados são do tipo *Neutral-Point Clamped* (NPC), que têm quatro chaves e dois diodos por braço para definição dos três níveis de tensão:  $+v_{CC}$ , 0 e  $-v_{CC}$ . A Figura 3 ilustra a topologia de um inversor fonte de tensão de três níveis com três braços, para ligação em sistemas e máquinas trifásicos.

Os conversores TLNPC têm sido empregados em sistemas de geração renováveis (ABBES; BELHADJ, 2012; MALAKONDAREDDY et al., 2019), principalmente em turbinas eólicas de velocidade variável (YAZDANI; IRAVANI, 2006; OBEIDAT; LI; XU, 2012; SEIXAS; MELÍCIO; MENDES, 2014). Bueno et al. (2008) propuseram a adoção de conversores TLNPC para controle de um GIRGE, Yazdani e Iravani (2006) com um GSEE, e Behera, Gao e Ojo (2009), Zhang et al. (2017) com GSIP. O TLNPC também foi estudado para controle do GIDA em plantas de armazenamento de energia por bombeamento (*pumped-hydro*) (SELVARAJ et al., 2018).

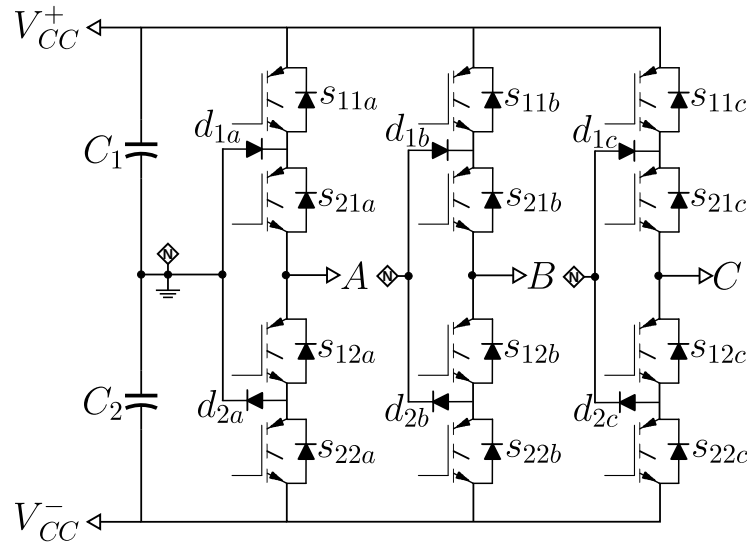


Figura 3 – Conversor inversor do tipo fonte de tensão de três níveis.

Fonte: elaborado pelo autor.

O controle dos sistemas de geração variável com inversores de três níveis é semelhante ao do dois níveis, mudando apenas como é feito a PWM para definição dos sinais de disparo das chaves (HASAN et al., 2017; YAZDANI; IRAVANI, 2010; ROJAS et al., 2017). Entretanto, algoritmos específicos para controle do conversor TLNPC foram propostos (YAZDANI; IRAVANI, 2006; ABBES; BELHADJ, 2012; SEIXAS; MELÍCIO; MENDES, 2014; ZHANG et al., 2017), principalmente para lidar com o desbalanço de tensão no barramento CC (PORRU et al., 2018; UMBRÍA et al., 2014; JUNG; SUH, 2019; MALAKONDAREDDY et al., 2019).

## 2.3 Controle dos inversores usados com o gerador síncrono de velocidade variável

O controle dos inversores em *back-to-back* empregados para controle dos geradores de velocidade variável pode ser dividido em duas partes: controle do conversor ligado a rede e do ligado ao gerador. A estratégia de controle adotada para o conversor ligado à rede é comum para todos os tipos de geradores citados na seção 2.1 e para os conversores que ligam gerações fotovoltaicas à rede. O controle do conversor ligado ao gerador, por outro lado, depende do tipo de máquina usada.

### 2.3.1 Controle do inversor conectado à rede

O controle do conversor que está conectado a um sistema CA estável (também chamado controle seguidor de rede) opera com o objetivo de regular a tensão no barramento CC, ou seja, mantê-la em um valor nominal. Este é denominado Controle Orientado à

Tensão (*Voltage Oriented Control*). Esse controle é feito pela potência ativa entre rede e o barramento CC de forma que, se a tensão CC está aumentando, escoar-se potência ativa para o sistema; caso contrário, demanda-se potência ativa. Esse controle trabalha em conjunto com o da máquina e, quando a máquina opera como motor, potência ativa é demandada para regular a tensão do barramento. Quando a máquina opera como gerador, escoar-se a potência gerada com o mesmo objetivo.

A Figura 4 ilustra de forma simplificada um inversor conectado a rede e as medidas feitas para controle do mesmo. A parte de potência do conversor ligado à rede está representado em cinza e a de controle em preto.

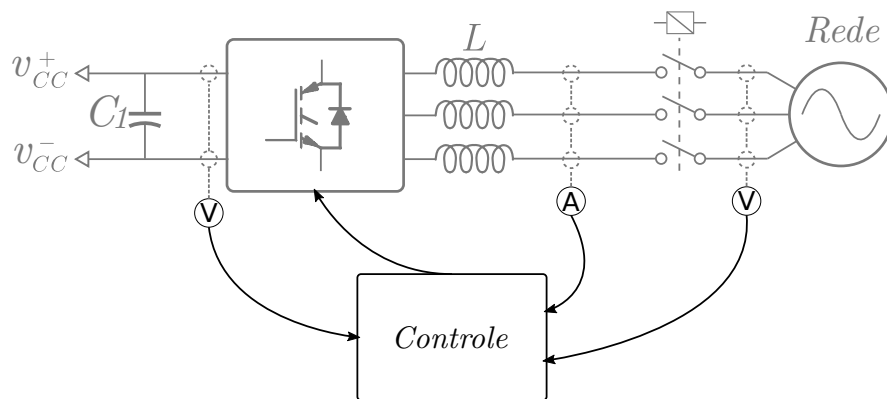


Figura 4 – Controle de um inversor conectado à uma rede estável. Parte de potência em cinza e sistema de controle em preto.

Fonte: elaborado pelo autor.

O controle nos eixos “ $dq$ ” é amplamente usado (YAZDANI; IRAVANI, 2010) pois transforma as variáveis de comportamento senoidal das três fases em duas variáveis contínuas. Para tanto, as tensões e correntes trifásicas medidas são transformadas em tensões e correntes nas coordenadas “ $d$ ” e “ $q$ ”, através da transformada  $abc/dq$ . Os controladores do tipo Proporcional Integral (PI) são os mais empregados para esse tipo de conversor (QUÉVAL; OHSAKI, 2012). As equações desse tipo de controle estão descritas no Capítulo 3 e o método de cálculo dos parâmetros dos controladores está descrito no Apêndice A.

### 2.3.2 Controle do inversor conectado ao gerador

O controle do conversor tem o objetivo de transferir a máxima potência possível da fonte motriz para o sistema, de forma a manter um ponto de operação estável, no qual a velocidade mecânica da máquina é constante. Com esse objetivo, para uma determinada velocidade proporcionada pela fonte motriz, faz-se necessário um fluxo de potência elétrica ativa da máquina para o barramento CC do conversor. Para um aumento da velocidade, provocado pela adição de potência mecânica motriz, o controle atua de forma a incrementar esse fluxo. Se não houver esse balanceamento, a máquina tende a acelerar, e perde-se o controle da velocidade do conjunto mecânico pela potência elétrica da máquina.

A Figura 5 ilustra de forma simplificada a ligação entre o inversor e o GSEE, incluindo a alimentação do enrolamento de campo e os sinais medidos para controle. A parte de potência do conversor ligado à máquina está representado em cinza e a de controle em preto.

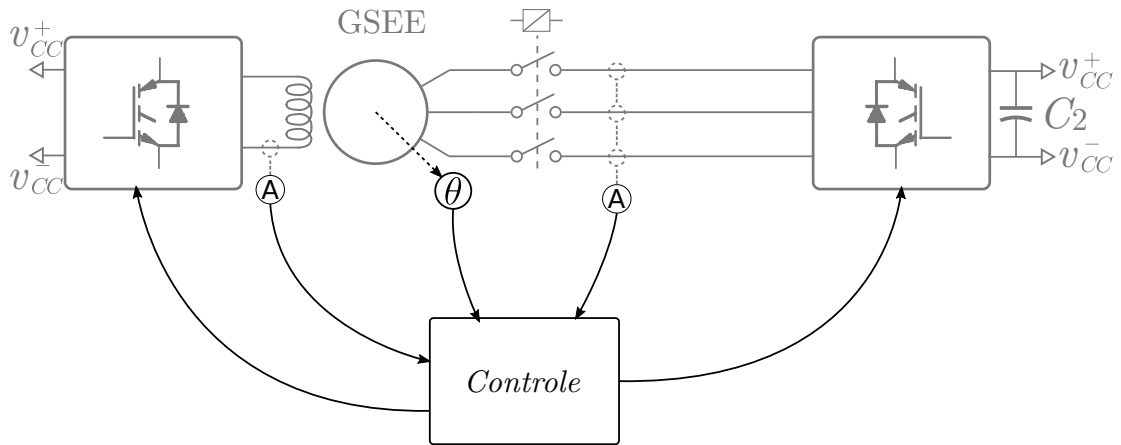


Figura 5 – Controle de um inversor conectado ao GSEE. Parte de potência em cinza e sistema de controle em preto.

Fonte: elaborado pelo autor.

O controle nos eixos  $dq$  também é adotado para máquinas CA, e a técnica mais comum de controle de geradores síncronos de velocidade variável consiste em anular a componente de corrente “ $i_d$ ” (*Zero D-axis Current control*), dessa forma há uma relação direta entre a componente “ $i_q$ ” e o torque da máquina. Outras técnicas atuam para maximizar a relação torque/corrente (*Maximum Torque Per Ampere Control*), ou a potência ativa (*Unity Power Factor Control*) (WU et al., 2011; YAZDANI; IRAVANI, 2010).

Em máquinas síncronas com enrolamento de campo, é necessário aplicar uma corrente neste enrolamento para se estabelecer o fluxo magnético necessário para funcionamento da máquina. Essa corrente pode ser tomada como parâmetro para controle de torque e potência reativa da máquina.

As equações de controle do GSEE estão descritas no Capítulo 3 e o método de cálculo dos parâmetros dos controladores está descrito no Apêndice A.

## 2.4 Proteção de geradores de velocidade variável

Os projetos de proteção de geradores em sistemas elétricos integrados e isolados são orientados pelos procedimentos de rede (Operador Nacional do Sistema Elétrico, 2017), geralmente determinados pelo operador do sistema, e visam a padronização das instalações geradoras ligadas ao SIN para auxiliar a operabilidade deste. As normas internacionais são determinadas por órgãos técnicos, e apresentam estratégias consolidadas para a proteção

dos elementos da unidade geradora, por exemplo, a norma IEEE C37.102 (IEEE Standards Association, 2006).

Segundo o Operador Nacional do Sistema Elétrico (2017, p. 29): “os requisitos de proteção das unidades geradoras de central geradora eólica ou de central geradora fotovoltaica devem ser definidos pelos respectivos fabricantes”. Em versões anteriores, os requisitos das proteções do gerador eólico eram os mesmos de centrais hidráulicas e térmicas (Operador Nacional do Sistema Elétrico, 2007, p. 24). Essa mudança foi motivada pelo surgimento de tecnologias de geração eólica com características construtivas e operacionais distintas dos geradores de hidroelétricas e termoelétricas, das quais se destaca a aplicação de conversores eletrônicos para possibilitar operação em velocidade variável. Apesar de não haver um guia específico para proteção de geradores de velocidade variável, os guias IEEE C37.102 e IEEE C37.96, e a norma IEEE Std. 3004.8 podem orientar parcialmente estudos e projetos de proteção.

O guia IEEE C37.102 (IEEE Standards Association, 2006) traz as funções de proteção consolidadas para aplicação em geradores CA. O foco são os geradores de velocidade fixa usados em hidroelétricas e termoelétricas, então algumas funções de proteção não se aplicam aos de velocidade variável, ou requerem adaptação (BATAGLIOLI; MONARO; COURY, 2019). A Tabela 1 mostra um resumo das funções de proteção apresentadas no guia. Sistemas de proteção modernos para geradores usam relés multifuncionais (código ANSI: 11G), que podem incluir várias das funções de proteção relacionadas.

Devido ao crescimento do uso de geradores de velocidade variável, principalmente em turbinas eólicas, faz-se necessário incluir considerações sobre esses em guias e normas de proteção de geradores, de forma que novas revisões incluam itens sobre geradores que operam com velocidade variável. Este processo ocorreu com o guia IEEE C37.96 (IEEE Standards Association, 2012), que traz diretrizes sobre proteção de motores elétricos CA: as versões anteriores do guia não abordaram a proteção de motores acionados por inversor, sendo a de 2012 a primeira, após o aumento da adoção desses equipamentos para controle de motores.

A topologia dos conversores eletrônicos empregados em geradores de velocidade variável é similar à dos inversores usados com motores elétricos (YAZDANI; IRAVANI, 2010), com a principal diferença que permitem o fluxo de potência da máquina para a rede. Dessa forma, esses se distinguem apenas pelo conversor ligado à rede que, para motores, é tipicamente um retificador não controlado, salvo aqueles usados para frenagem com regeneração de energia, os quais apresentam topologia idêntica aos usados com geradores, o inversor do tipo fonte de tensão bidirecional. Portanto, os guias de proteção de motores podem servir como orientação paralela para avaliar as proteções dos geradores de velocidade variável.

O guia IEEE C37.96 (IEEE Standards Association, 2012) e a norma IEEE Std. 3004.8 (IEEE Standards Association, 2016) apresentam as proteções consolidadas para motores

Tabela 1 – Funções de proteção aplicadas a geradores CA (IEEE Standards Association, 2006).

<b>Código</b>	<b>Descrição</b>
21	Proteção de distância (proteção de impedância)
24	Proteção V/Hz para o gerador
27	Proteção de subtensão
27TH	Proteção instantânea de subtensão de terceira harmônica
50/27	Proteção contra alimentação inadvertida
32	Proteção direcional de potência
40	Proteção contra perda de excitação
46	Proteção contra sequência negativa
49	Proteção térmica do estator
50BF	Sobrecorrente instantânea com falha de disjuntor
50/51	Sobrecorrente instantânea e temporizada
50G/51G	Sobrecorrente de terra instantânea e temporizada
51V	Sobrecorrente com restrição de tensão
53	Proteção da excitatriz
59	Proteção contra sobretensão
59BN	Sobretensão de sequência zero para sistemas sem aterramento
59N	Sobre-tensão de sequência zero
59TH	Sobretensão de terceira harmônica
59THD	Diferencial de tensão de terceira harmônica
60	Balanço de tensão
62B	Falha de disjuntor
64F	Proteção contra falta entre rotor e terra
64G	100% de faltas estator/terra
64S	100% de faltas estator/terra por injeção de tensão subharmônica
67	Proteção direcional de sobrecorrente
67N	Proteção direcional de sobrecorrente de neutro
78	Perda de sincronismo
81	Proteção de frequência
86	Proteção de rotor bloqueado
87	Relé diferencial de fase
87N	Relé diferencial de neutro

Fonte: elaborado pelo autor.

elétricos CA síncronos e de indução. São abordadas funções de proteção para motores ligados diretamente à rede e os acionados por inversores. A norma IEEE Std. 3004.8 (IEEE Standards Association, 2016) considera a capacidade de regeneração de energia em motores elétricos CA alimentados por inversores, mas não traz uma discussão aprofundada sobre práticas de proteção nessa faixa de operação.

A Tabela 2 resume as proteções apresentadas no guia e na norma, indicando quais funções são aplicáveis em motores com e sem inversores. Vale ressaltar que os sistemas

de proteção mais modernos aplicados a motores de elevado custo, ou em processos que dependem de funcionamento contínuo, são feitos por relés multifuncionais para motores (código ANSI: 11M).

Tabela 2 – Funções de proteção aplicadas a motores CA, com e sem inversor (IEEE Standards Association, 2012).

Código	Descrição	Sem inv.	Com inv.
12	Sobrevelocidade	X	
14	Subvelocidade	X	
21	Relé de distância	X	
23	Controle de temperatura	X	
24	V/Hz		X
26	Sobreaquecimento	X	
27	Subtensão	X	
32	Fluxo de potência reverso	X	
38	Proteção de rolamentos	X	
39	Monitoramento de vibração	X	
40	Perda de excitação	X	X
46	Proteção de sequência negativa	X	X
47	Sequência de fase	X	
48	Perda de fase	X	
49	Proteção térmica do estator	X	X
50/51	Sobrecorrente temporizado e instantâneo	X	X
50G/51G	Sobrecorrente de terra	X	
51	Sobrecorrente temporizado	X	
51R	Sobrecarga para motores síncronos	X	
53	Proteção de excitatriz	X	X
55	Proteção de fator de potência	X	
59	Sobretensão	X	
60	Desbalanço de tensão e corrente	X	
63	Relé de pressão	X	
64	Fuga de corrente da estrutura para terra	X	
78	Perda de sincronismo	X	
81	Relé de frequência	X	
86	Rotor bloqueado	X	
87	Relé diferencial	X	X
87N	Relé diferencial de faltas para terra	X	

Fonte: elaborado pelo autor.

Para máquinas conectadas a inversores, são definidas três zonas de proteção (GARDELL et al., 2014): a Zona 1 diz respeito à proteção do circuito de ligação ao sistema CA, Zona 2 ao barramento CC e chaves eletrônicas, e a Zona 3 à proteção da máquina.

Algumas funções de proteção para a Zona 3 são feitas pelo próprio inversor e estão relacionadas na Tabela 3. As proteções de Zona 3 incorporadas nos inversores de motores



podem ser estendidas para aplicação de gerador de velocidade variável com as devidas adaptações, principalmente de sentido de fluxo de potência ativa.

Tabela 3 – Funções de proteção de zona 3 inclusas em inversores (IEEE Standards Association, 2016).

Código	Descrição
12	Sobrevelocidade
14	Subvelocidade
24	V/Hz
27	Subtensão
39	Monitoramento de vibração
46	Proteção de sequência negativa
49	Proteção térmica do estator
50DC	Sobrecorrente CC
50/51	Sobrecorrente temporizado e instantâneo
50G/51G	Sobrecorrente de terra temporizado e instantâneo
51	Sobrecorrente temporizado
51R	Proteção de sobrecarga extrema
59	Sobretensão
60	Desbalanço de tensão e corrente

Fonte: elaborado pelo autor.

Segundo Ernst (2015) e D’Aversa, Hughes e Patel (2013), equipamentos externos de proteção (como relés 11M) podem complementar as funções oferecidas pelo inversor, mas devem ser escolhidos relés com ajuste de frequência de amostragem, desabilitados durante a partida e ter retardo de atuação em relação à proteção do inversor, também devem ser consideradas as características não senoidais das tensões e correntes (IEEE Standards Association, 2016).

O uso desses equipamentos complementares deve ser meticulosamente analisado pois, segundo Torres et al. (2014), os mesmos não funcionam corretamente, muitas vezes ocorrendo atuação indevida da proteção. Por isso, a norma IEEE 3004.8 recomenda cautela e sugere a proteção interna do inversor. Isso indica uma tendência para que as soluções de proteção para geradores CA de velocidade variável sejam feitas pelo próprio sistema usado para controle dos conversores, o que facilita o fluxo de dados, pois centralizam-se as duas funções no mesmo *hardware*.

A convenção de zonas de proteção adotada por IEEE Standards Association (2012), IEEE Standards Association (2016) pode ser aplicada aos geradores de velocidade variável. A Figura 6 ilustra as principais proteções de cada zona e pontos de medição de corrente e tensão em cada uma, segundo IEEE Standards Association (2016). A depender do tipo de máquina, as proteções de rotor e de campo podem não ser aplicáveis.

A proteção do gerador (Zona 3) pode incluir algumas das funções apresentadas na

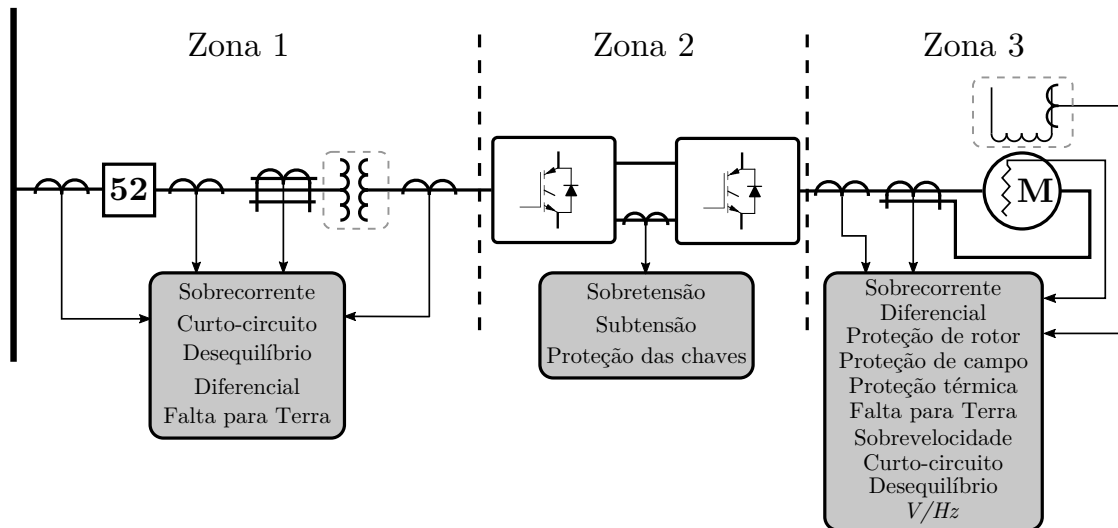


Figura 6 – Zonas de proteção de uma máquina de velocidade variável com as principais proteções (IEEE Standards Association, 2016).

Fonte: adaptado de (IEEE Standards Association, 2016, p. 114).

Tabela 1, mas é preciso considerar as características de operação da máquina. Funções de proteção baseadas em fasores precisam de alterações no processamento dos sinais de tensão e corrente, como adaptação do tamanho da janela de amostras para que funcionem precisamente. Alternativamente, pode-se alterar a taxa de amostragem (SIEMENS, 2017; HUO et al., 2014).

Bataglioli, Monaro e Coury (2019) propuseram um algoritmo de proteção diferencial (87) para geradores eólicos de velocidade variável com conversor *back-to-back* de escala completa de potência; para correta estimação dos fasores e devida atuação da proteção, o tamanho da janela de amostra é alterado de acordo com a frequência do sinal. Com isso, ao computar o fasor a partir das amostras de uma janela dos sinais de corrente, garante-se que esta corresponde a um ciclo, fator crucial para precisão da estimação.

A proteção de faltas para a terra é de difícil detecção, visto que muitas vezes os valores de corrente são muito mais baixos do que seriam para um gerador convencional, de forma que a proteção de sobrecorrente de fase (50/51) pode não atuar (SAVOSTIANIK et al., 2013). Como mostrado por Bataglioli et al. (2018), o tipo de aterramento dos geradores de velocidade variável influencia diretamente o comportamento das correntes de faltas para terra e, conseqüentemente afetam a atuação da proteção. O transformador de corrente de sequência zero ligado à um relé de sobrecorrente (50G/51G) é uma alternativa sugerida para motores (IEEE Standards Association, 2016) e geradores de velocidade fixa (IEEE Standards Association, 2006).

Alternativas para proteção diferencial e falta para terra foram avaliadas por Huo et al. (2014), os autores consideram a resistência de aterramento na ordem de  $k\Omega$  e injeção de componente de terceira harmônica na tensão do inversor para melhor aproveitamento da

tensão do barramento CC, essas duas características são comuns em aplicações práticas de inversores e influenciam proteções baseadas em corrente e tensão de neutro, como: 59G, 59TH, 59THD, 27TH e 50G/51G. As tensões e correntes do ponto neutro do inversor também foram avaliadas por Huo et al. (2014) como indicador de faltas para terra.

Esquemas mais sofisticados de proteção de geradores empregam injeção de tensão ou corrente elétricas, como forma de identificar faltas para terra que não são detectadas por sobrecorrente e tensão de neutro (ou sequência zero). A função 64S (IEEE Standards Association, 2006), por exemplo, adota uma fonte de tensão com forma de onda quadrada com frequência subharmônica (entre 15 – 20 Hz), ligada ao transformador de aterramento do gerador, como forma de detectar 100% das faltas entre estator e terra. Para detecção e localização de 100% das faltas para terra, Safari-Shad et al. (2018) propôs um algoritmo de proteção adaptativo baseado na função 64S e filtro de Kalman.

O inversor conectado ao enrolamento de estator da máquina pode ser usado para implementar esquemas de detecção de faltas similares ao 64S, mas com injeção direta nos enrolamentos das fases. Arellano-Padilla, Sumner e Gerada (2011) propuseram a injeção de um sinal periódico de alta frequência adicionado à função de modulante do PWM do inversor, de forma que o próprio inversor aplica esse sinal aos enrolamentos da máquina; já Yang (2016) usa um pulso ao invés de um sinal periódico. Além de realizar a proteção, esses métodos têm capacidade de monitoramento contínuo da condição dos enrolamentos da máquina, podendo detectar tendências de faltas.

### 2.4.1 Detecção de faltas entre espiras do estator

As faltas entre espiras dos enrolamentos do estator que não envolvam a terra não causam correntes diferenciais e, se poucas espiras estiverem envolvidas na falta, não serão verificadas correntes de linha de elevada magnitude. Essas faltas não são detectadas sobrecorrente ou correntes diferenciais, o que leva à degradação os condutores e isolamento, e conseqüente evolução para faltas mais severas e perda dos enrolamentos do gerador (HANG et al., 2020; LEE; HUR, 2019; NETI; NANDI, 2009; JEONG; MOON; KIM, 2017; GANDHI; CORRIGAN; PARSA, 2011). Portanto, sua detecção é essencial para minimizar os danos, reduzir custos de manutenção e aumentar a disponibilidade do equipamento.

A proteção de faltas internas mais usada para geradores síncronos de velocidade fixa é a diferencial (87) (IEEE Standards Association, 2006). Essa proteção normalmente é instalada para máquinas com potência superior a 500 kVA e tem como objetivo identificar defeitos entre os enrolamentos do estator e terra. Para identificar os defeitos sem envolvimento com terra, as tensões terminais podem ser comparadas para verificar se há desequilíbrio, ou aplicar a função de proteção de sobretensão de neutro (59N) (IEEE Standards Association, 2006).

Segundo IEEE Standards Association (2006), em geradores com dois enrolamentos em paralelo por fase, como o utilizado neste trabalho, podem ser instalados transformadores de corrente em cada enrolamento para identificar faltas entre espiras sem envolvimento com terra. Entretanto, isso aumenta o número de transformadores de corrente instalados e requer abertura do enrolamento para medida das correntes, tornando essa abordagem pouco viável.

As técnicas que identificam faltas que envolvem poucas espiras são baseadas em componentes de sequência positiva, negativa e terceira harmônica (WU; NANDI, 2008; CHENG; ZHANG; HABETLER, 2011). Com relação às ferramentas usadas para analisar as correntes do motor destacam-se: a TF, TW e TMR (CRUZ; CARDOSO, 2005). Alguns métodos propostos encontrados na literatura usam componentes simétricas de sequência zero (HANG et al., 2015) ou de sequência negativa (JEONG; MOON; KIM, 2017) para identificar assimetria nos enrolamentos, que pode ser um indicativo de faltas entre espiras.

Técnicas de inteligência artificial também foram investigadas, como o método proposto por Ben Khader Bouzid et al. (2017a), que propuseram um método para diagnóstico de faltas internas em máquinas de ímã permanente usando rede neural artificial. Outros trabalhos propõem a estimação dos parâmetros elétricos da máquina usando medidas de tensão e corrente, ou ainda com injeção de sinal pelo inversor (YANG, 2016). Gandhi, Corrigan e Parsa (2011) fizeram uma revisão sobre métodos encontrados na literatura que focam em identificação de faltas entre espiras em motores de indução acionados por inversor, sendo que a maioria dos métodos analisa as correntes de linha medidas para identificar a falta.

Para análise do gerador sob falta e a proposição de técnicas de detecção das faltas entre espiras do estator, faz-se necessário o seu modelo matemático (Ben Khader Bouzid et al., 2017b). Nesse sentido, vários trabalhos investigaram modelos para faltas nos enrolamentos (DEHKORDI; GOLE; MAGUIRE, 2016; Ben Khader Bouzid et al., 2017b). Normalmente os enrolamentos são considerados senoidalmente distribuídos para facilitar a análise, mas diferentes configurações de enrolamento podem ser adotadas. Outra abordagem é o uso de equipamentos reais para estudo de falhas internas, como a plataforma para estudos de faltas internas em máquinas síncronas proposta por Monaro et al. (2012). Essa abordagem apresenta a vantagem de não depender da precisão do modelo interno da máquina e é usada para validação das técnicas.

As referências bibliográficas citadas nesta seção focam na detecção de faltas entre espiras de uma mesma fase e considera-se um ramo por fase. Não foram encontradas publicações que abordem a proteção de geradores síncronos de velocidade variável conectados a conversores TLNPC. Desta forma, neste trabalho avalia-se como as correntes normalmente medidas do gerador e conversor podem ser usadas para identificar faltas que envolvam espiras de uma mesma fase ou de fases distintas. O próximo capítulo apresenta uma análise baseada nos modelos matemáticos e simulações computacionais do GSEE

sob faltas entre espiras, a fim de definir a base teórica dos efeitos das faltas nas correntes elétricas consideradas para detecção da falta.



---

# Modelos matemáticos e análise baseada em simulação

Os estudos sobre faltas entre espiras do estator do GSEE de velocidade variável conectado ao inversor TLNPC partem da análise das equações matemáticas usadas para modelar esses elementos. A partir da descrição matemática é possível compreender os efeitos dessas faltas e amparar a interpretação de resultados experimentais. Adicionalmente, os modelos podem ser empregados em simulações computacionais nas quais os modelos do GSEE sob falta, do conversor TLNPC e o algoritmo de controle são inclusos para avaliar a interação dos mesmos durante a falta.

Dentro deste contexto, este capítulo tem como objetivo apresentar uma análise do GSEE por meio dos modelos matemáticos e de simulações computacionais do GSEE com faltas entre espiras do estator. Para tanto será usado o modelo do GSEE, do conversor TLNPC e as equações dos controles de velocidade e correntes do GSEE de velocidade variável.

Dessa forma, as próximas seções discutem: os modelos em coordenadas  $abc$  e  $dq$  do GSEE; o modelo do GSEE sob falta; o modelo chaveado do conversor TLNPC; as equações de controle do GSEE e do inversor TLNPC; uma análise matemática da influência da falta nas equações do GSEE e TLNPC; e, ao final, é apresentada uma análise baseada em simulação, apresentando alguns dados. A *Modified Winding Function Approach* (MWFA), descrita no Apêndice B, é usada para cálculo das indutâncias do modelo do GSEE e melhorar a representação das faltas entre espiras.

## 3.1 Modelo matemático do gerador

O modelo do GSEE trifásico é dado por equações diferenciais com as variáveis elétricas e magnéticas expressas em coordenadas de fase ( $abc$ ), ou em coordenadas nos eixos síncronos ( $dq$ ). O modelo  $dq$  do GSEE é empregado em análises transitórias e projeto de controle, visto que simplifica a análise do comportamento dinâmico da máquina e de-

manda menor esforço em simulações computacionais. Por outro lado, o modelo  $abc$  é usado para análises de faltas internas, visto que estas podem ser representadas com maior clareza. Esta seção o modelo da máquina saudável em coordenadas  $abc$  e  $dq$ , como descrito em (BOLDEA, 2016). A inclusão da falta foi adaptada como descrito em (DEHKORDI, 2010).

O GSEE trifásico de pólos salientes pode ser simplificado pelos conjuntos de enrolamentos ilustrados na Figura 7. No estator, os enrolamentos de cada fase encontram-se deslocados em  $2\pi/3$  radianos elétricos e são, a princípio, considerados senoidalmente distribuídos. Os enrolamentos de campo e amortecedores encontram-se localizados no rotor da máquina, que tem velocidade  $\omega_e$  e ângulo de deslocamento  $\theta_e$ . Os enrolamentos amortecedores são inclusos no modelo a fim de generalizar o comportamento da máquina síncrona, mas podem ser desconsiderados para uma análise simplificada.

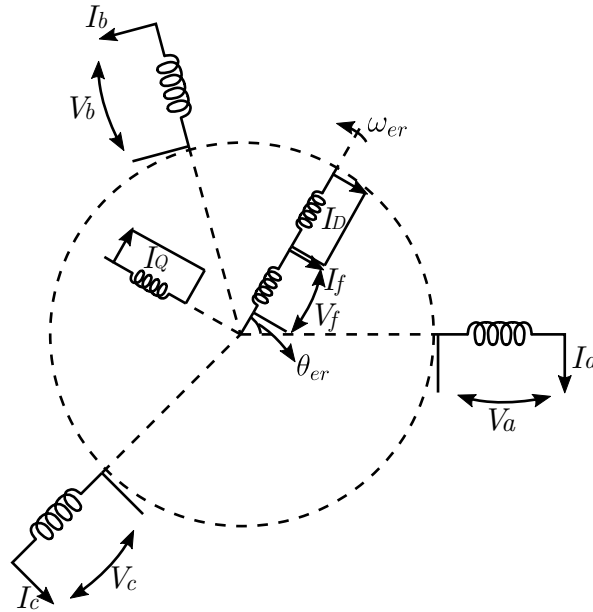


Figura 7 – Diagrama simplificado dos enrolamentos do GSEE em coordenadas  $abc$ .

Fonte: adaptado de (BOLDEA, 2016).

As variáveis  $x$  nos modelos  $abc$  e  $dq$  se relacionam pela transformada  $abc/dq$ , dada em (1) e (2). A transformada é feita na forma com invariância na amplitude, a qual é mais adequada para se analisar o modelo e realizar o projeto do controle de corrente.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta_e) & \text{cos}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_e) & \text{cos}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2)$$



A equação do estator do GSEE no referencial  $dq$  é dada por (3), onde:  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes do estator no referencial  $dq$ ;  $R_s$  é a resistência do estator;  $L_d$  e  $L_q$  são as indutâncias do estator na referência  $dq$ ;  $L_{md}$  é a indutância de magnetização;  $\omega_e$  a velocidade angular elétrica;  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões do estator no quadro  $dq$ ; e  $i_f$  a corrente de campo.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\omega_e L_d}{L_q} \\ \frac{\omega_e L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_q - \omega_e L_{md} i_f}{L_q} \\ \frac{v_d}{L_d} \end{bmatrix} \quad (3)$$

A equação do enrolamento de campo é dada por (4). A resistência do campo é  $R_f$ , a indutância é  $L_f$  e  $v_f$  é a tensão do campo.

$$L_f \frac{di_f}{dt} = -R_f i_f + v_f \quad (4)$$

A relação entre  $\omega_e$  e o torque eletromagnético é dada em (5), onde  $J$  é o momento de inércia e  $P_p$  o número de pares de pólos.

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2J} P_p [-L_{md} i_f i_q + (L_{mq} - L_{md}) i_d i_q] + T_m \quad (5)$$

Alternativamente, o modelo do GSEE em coordenadas  $abc$  é dado por (6), onde  $\mathbf{v}$  é o vetor que contém as tensões em um instante de tempo,  $\mathbf{i}$  o vetor das correntes e  $\varphi$  o vetor dos fluxos.

$$\mathbf{v} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\varphi}{dt} \quad (6)$$

O vetor  $\mathbf{v}$  é organizado como (7). As tensões nos enrolamentos amortecedores são nulas, pois estão curto-circuitados.

$$\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f \ 0 \ 0]^T \quad (7)$$

As correntes são organizadas conforme (8).

$$\mathbf{i} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f \ i_D \ i_Q]^T \quad (8)$$

As resistências dos enrolamentos da máquina são organizadas na matriz  $\mathbf{R}$ , dada em (9).

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (9)$$

Os fluxos em cada enrolamento são dados pelo vetor  $\varphi$ , dado pelo produto entre a matriz de indutâncias  $\mathbf{L}$  e o vetor das correntes  $\mathbf{i}$ .

$$\varphi = \mathbf{L}\mathbf{i} = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c \ \varphi_f \ \varphi_D \ \varphi_Q]^T \quad (10)$$

A matriz contendo as indutâncias da máquina é organizada conforme a (11).

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{fa} & L_{fb} & L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \quad (11)$$

A Figura 7 ilustra a disposição angular dos eixos dos enrolamentos de cada fase da armadura, do campo e amortecedores. Os enrolamentos de campo e amortecedores estão localizados no rotor da máquina, e o ângulo  $\theta_e$  é o deslocamento entre o eixo  $D$  e o da fase  $a$ .

As indutâncias próprias de cada fase são expressas por (12), e são constituídas por um valor médio  $L_s = (L_0 + L_d + L_q)/3$  com variação aproximada por uma função cosseno de amplitude  $L_m = (L_d - L_q)/3$ , que se deve aos polos salientes da máquina.

$$\begin{aligned} L_{aa}(\theta_e) &= L_s + L_m \cos 2(\theta_e); \\ L_{bb}(\theta_e) &= L_s + L_m \cos 2(\theta_e - \frac{2\pi}{3}); \\ L_{cc}(\theta_e) &= L_s + L_m \cos 2(\theta_e + \frac{2\pi}{3}); \end{aligned} \quad (12)$$

As indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator são expressas por (13). Assim como as próprias, têm valor médio diferente de zero, dado por  $M_s = -(L_0 - \frac{L_d + L_q}{2})/3$ .

$$\begin{aligned} L_{ab}(\theta_e) &= L_{ba}(\theta_e) = -M_s - L_m \cos 2(\theta_e + \frac{\pi}{6}); \\ L_{ac}(\theta_e) &= L_{ca}(\theta_e) = -M_s - L_m \cos 2(\theta_e + \frac{5\pi}{6}); \\ L_{bc}(\theta_e) &= L_{cb}(\theta_e) = -M_s - L_m \cos 2(\theta_e - \frac{\pi}{2}); \end{aligned} \quad (13)$$

As indutâncias mútuas entre os enrolamentos de cada fase no estator e o enrolamento de campo são dadas por (14). Diferentemente das de estator, o valor médio é igual a zero, sendo máximo ( $M_f = \sqrt{2/3}L_{md}$ ) quando o eixo de  $D$  está alinhado com o da respectiva fase. Para simplificar a análise do modelo, as mútuas refletidas no estator foram consideradas iguais às refletidas no rotor, mas frequentemente há uma relação de transformação  $K_r$  entre estator e rotor.

$$\begin{aligned} L_{af}(\theta_e) &= L_{fa}(\theta_e) = M_f \cos(\theta_e); \\ L_{bf}(\theta_e) &= L_{fb}(\theta_e) = M_f \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}); \\ L_{cf}(\theta_e) &= L_{fc}(\theta_e) = M_f \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}); \end{aligned} \quad (14)$$

As indutâncias mútuas entre estator e enrolamentos amortecedores  $D$  e  $Q$  são expressas similarmente (15). Como  $Q$  está deslocado em  $\pi/2$  em relação a  $D$ , a variação da indutância é descrita pela função seno (16). Assim como para as de campo, as mútuas refletidas no estator foram consideradas iguais às refletidas no rotor.  $M_D = M_f$  e  $M_Q = \sqrt{2/3}L_{mq}$ .

$$\begin{aligned} L_{aD}(\theta_e) &= L_{Da}(\theta_e) = M_D \cos(\theta_e); \\ L_{bD}(\theta_e) &= L_{Db}(\theta_e) = M_D \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}); \\ L_{cD}(\theta_e) &= L_{Dc}(\theta_e) = M_D \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}); \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} L_{aQ}(\theta_e) &= L_{Qa}(\theta_e) = M_Q \sin(\theta_e); \\ L_{bQ}(\theta_e) &= L_{Qb}(\theta_e) = M_Q \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}); \\ L_{cQ}(\theta_e) &= L_{Qc}(\theta_e) = M_Q \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}); \end{aligned} \quad (16)$$

As indutâncias próprias e mútuas de rotor, dadas em (17) são constantes, uma vez que os enrolamentos estão todos localizados no rotor e, para eles, o entreferro não muda com a posição do rotor.  $L_f$  é a indutância do enrolamento de campo, e  $L_{lf}$  a de dispersão para o enrolamento de campo.

$$\begin{aligned} L_{ff} &= L_f; \\ L_{DD} &= \frac{L_d}{K_r^2}; \\ L_{QQ} &= \frac{L_q}{K_r^2}; \\ L_{fD} &= L_f - L_{lf}; \\ L_{fQ} &= L_{Qf} = L_{DQ} = L_{QD} = 0; \end{aligned} \quad (17)$$

Os valores das indutâncias foram aproximados por funções senoidais nas equações anteriores, mas podem ser calculadas a partir dos dados construtivos da máquina usando a MWFA. Essa abordagem tem a vantagem de representar com maior precisão a distribuição dos enrolamentos do GSEE e as faltas entre espiras. No Apêndice B é apresentada a teoria de cálculo das indutâncias pela MWFA, pois foi empregada para a simulação computacional de faltas entre espiras do GSEE.

As equações elétricas da máquina podem ser organizadas na forma do sistema linear variante no tempo em espaço de estados da (18). Como os enrolamentos de armadura e campo da máquina síncrona estão ligados a um conversor do tipo fonte de tensão, as tensões  $\mathbf{v}$  são consideradas as entradas do sistema, os estados são os fluxos  $\varphi$ , e as saídas são as correntes  $\mathbf{i}$ .

$$\begin{cases} \dot{\varphi} = \mathbf{RL}^{-1}\varphi + \mathbf{v} \\ \mathbf{i} = \mathbf{L}^{-1}\varphi \end{cases} \quad (18)$$

O ângulo de deslocamento  $\theta_e$  e a velocidade angular  $\omega_e$  são dadas em (19). A derivada da velocidade é proporcional à diferença entre os torques mecânico ( $T_m$ ) e eletromagnético ( $T_e$ ), e  $\theta_e$  varia conforme uma rampa com inclinação  $\omega_e$ .

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_e}{dt} = T_m - T_e \\ \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \end{cases} \quad (19)$$

### 3.1.1 Inclusão de faltas entre espiras do estator no modelo do gerador

A análise de faltas internas na máquina síncrona conta com poucos modelos matemáticos que representem as condições de falta de forma precisa. Nota-se que, atualmente, os estudos desses geradores sob condições de falta são feitos considerando a análise dos modelos médios dos conversores e modelos aproximados da máquina. Toda a análise e projeto dos sistemas de controle e proteção é feita com tal abordagem, normalmente valendo-se do modelo da máquina em coordenadas  $dq$ , com ou sem consideração dos efeitos de saturação.

Apesar de tal abordagem ser suficiente para estudos de controle e transitórios eletromecânicos, alguns detalhes não são precisamente retratados, como: distribuição dos enrolamentos, condição desses enrolamentos e desequilíbrios entre fases. Dessa forma, para verificar o efeito de eventos como curto-circuito entre espiras que passam por uma mesma ranhura do estator, faz-se necessária uma análise detalhada, empregando meios mais precisos de representar a máquina.

Técnicas de modelagem em elementos finitos são muito usadas atualmente, devido à elevada capacidade dos processadores modernos, e são o meio mais preciso possível de se modelar uma máquina. Essa abordagem tem grande relevância prática e deve ser extensivamente aplicada nos próximos anos, inclusive em aplicações *on-line* de monitoramento, diagnóstico e proteção. Entretanto, a análise por elementos finitos exige elevada capacidade de processamento.

Outro meio documentado na literatura para modelagem analítica da máquina, que leva em conta os detalhes citados acima e tem capacidade de representar precisamente os efeitos de faltas internas (como os curtos-circuitos entre espiras) nos parâmetros elétricos da máquina, são as abordagens que usam funções de enrolamento (*Winding Function Approach* e *Modified Winding Function Approach* (MWFA)) e de entreferro para definir o comportamento de tais parâmetros em função da posição do rotor (DEHKORDI; GOLE; MAGUIRE, 2016). Essa abordagem possibilita a análise de casos de falta em vários pontos do enrolamento de uma ou mais fases, levando em conta a real distribuição das espiras.

Neste trabalho, essa última abordagem é usada como forma de estimar o que acontece com a máquina síncrona com falta interna. O foco é dado à análise do acoplamento entre a parcela de enrolamento envolvida na falta e o restante que permanece funcional.

Esse efeito faz com que a corrente nas espiras sob falta influencie as correntes nas demais espiras, pela interação dos fluxos magnéticos dessas.

As faltas internas no GSEE podem ser representadas no modelo  $abc$  adicionando-se as variáveis relativas a parcela envolvida na falta. Para tanto, considera-se que o enrolamento da fase envolvida na falta é dividido em duas partes: parcela que continua operando e parcela faltosa. Isso é representado adicionando elementos nos vetores e matrizes do modelo do GSEE, descrito nesta seção. Será dado o foco ao modelo de faltas entre espiras sem envolvimento da terra, as quais são o foco deste trabalho.

A Figura 8 ilustra, de forma simplificada, a conexão entre os enrolamentos de estator do GSEE, com uma falta entre espiras no enrolamento da fase  $a$ . As espiras curto-circuitadas formam um novo enrolamento, o qual está acoplado ao restante dos enrolamentos da máquina e é percorrido pela corrente de falta.

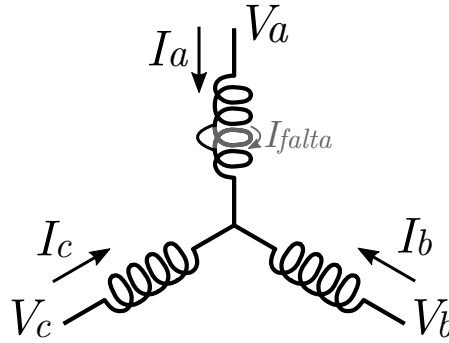


Figura 8 – Falta entre espiras do enrolamento da fase  $a$  da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

Essa falta divide o enrolamento da fase  $a$  em  $ah$  e  $afalta$ . Para incluir a falta entre espiras no modelo em coordenadas  $abc$ , as indutâncias são organizadas conforme em (20) e as resistências conforme (21). As resistências  $R_{ah}$  e  $R_{afalta}$  são determinadas a partir da porcentagem de espiras envolvidas na falta. Por outro lado, as indutâncias podem ser calculadas pela MWFA para aumentar a precisão do modelo.

$$\mathbf{L}_{falta} = \begin{bmatrix} L_{ah} & L_{ahb} & L_{ahc} & L_{ahafalta} & L_{ahf} & L_{ahD} & L_{ahQ} \\ L_{ahb} & L_{bb} & L_{bc} & L_{afaltab} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ahc} & L_{bc} & L_{cc} & L_{afaltac} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{ahafalta} & L_{afaltab} & L_{afaltac} & L_{afalta} & L_{afaltaf} & L_{afaltaD} & L_{afaltaQ} \\ L_{ahf} & L_{bf} & L_{cf} & L_{afaltaf} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{ahD} & L_{bD} & L_{cD} & L_{afaltaD} & L_{fD} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{ahQ} & L_{bQ} & L_{cQ} & L_{afaltaQ} & L_{fQ} & L_{DQ} & L_{QQ} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{R}_{falta} = \begin{bmatrix} R_{ah} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{afalta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (21)$$

Os vetores das tensões e correntes são definidos conforme (22) e (23).

$$\mathbf{v}_{falta} = [v_{ah} \ v_b \ v_c \ 0 \ v_f \ 0 \ 0]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{i}_{falta} = [i_{ah} \ i_b \ i_c \ i_{afalta} \ i_f \ i_D \ i_Q]^T \quad (23)$$

Esses vetores podem, então, ser usados para calcular as correntes da máquina conectada ao conversor TLNPC quando esta tem falta entre espiras.

## 3.2 Modelo matemático do inversor de três níveis

A equação (18) é resolvida considerando o vetor tensão como entrada. Como o gerador está conectado ao conversor TLNPC, as tensões do terminal CA deste são assumidas como as entradas do modelo do GSEE. Esta seção traz o modelo do inversor TLNPC descrito em (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

O inversor TLNPC ilustrado na Figura 9 é usado para controlar as tensões dos enrolamentos de estator da máquina. A tensão do barramento CC ( $v_{CC}$ ) é controlada de forma que  $|v_p| = |v_n|$ . As tensões em cada um dos terminais  $ABC$  do conversor são definidas pelo comando das chaves  $s$ .

O processo de controle das chaves de um dos braços do conversor é ilustrado de forma simplificada na Figura 10. O PWM para o conversor TLNPC usa o sinal modulante  $m(t)$  para definir os sinais de disparo das chaves  $s_{11}$  e  $s_{12}$ , e o oposto de  $m(t)$  para definir os sinais de disparo das chaves  $s_{21}$  e  $s_{22}$  de cada fase.

Dessa forma, a tensão em um determinado braço  $x$  do conversor é expressa por (24). Os sinais  $s_{11x}$  e  $s_{22x}$  são obtidos a partir do processo da Figura 10,  $v_p(t)$  e  $v_n(t)$  são as tensões do barramento de CC em relação ao ponto neutro “N”.

$$v_x(t) = v_p(t)s_{11x}(t)\text{sgn}(m_x) + v_n(t)s_{22x}(t)\text{sgn}(-m_x); \quad (24)$$

A função  $\text{sgn}$  é definida em (25).

$$\text{sgn}(m) = \begin{cases} 1, & m \geq 0 \\ 0, & m < 0 \end{cases} \quad (25)$$

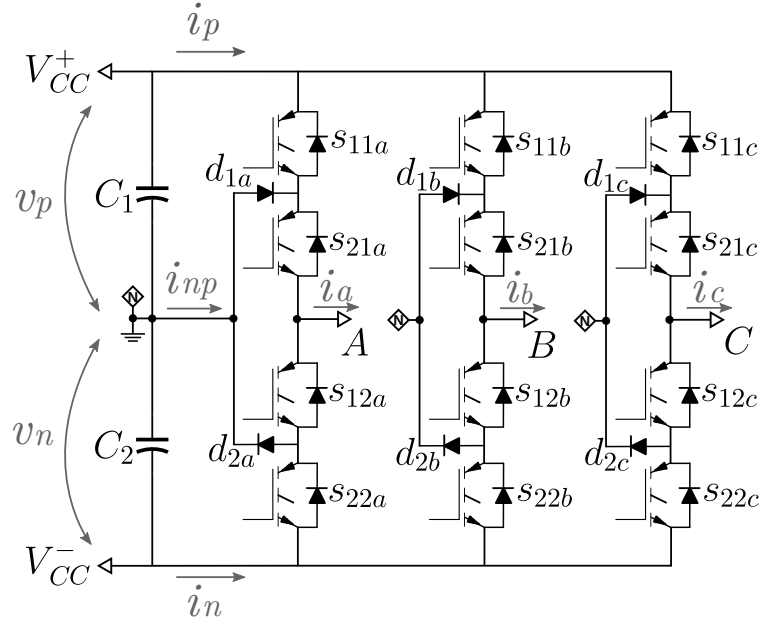


Figura 9 – Conversor inversor do tipo TLNPC.

Fonte: elaborado pelo autor.

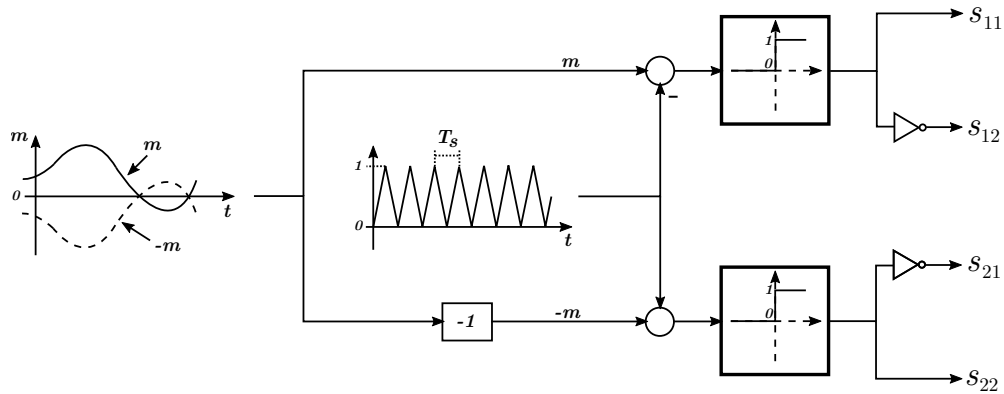


Figura 10 – PWM do conversor TLNPC.

Fonte: adaptado de (YAZDANI; IRAVANI, 2010).

As correntes no lado CC do conversor TLNPC são dadas em (26) e dependem dos sinais de chaveamento  $s_{11x}$  e  $s_{22x}$ , e das correntes de cada terminal do lado CA.

$$\begin{aligned}
 i_p(t) &= s_{11a}(t)i_a(t) + s_{11b}(t)i_b(t) + s_{11c}(t)i_c(t); \\
 i_n(t) &= s_{22a}(t)i_a(t) + s_{22b}(t)i_b(t) + s_{22c}(t)i_c(t); \\
 i_{np}(t) &= [i_a(t) + i_b(t) + i_c(t)] - [i_p(t) + i_n(t)];
 \end{aligned} \tag{26}$$

As correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  são devido à carga ligada nos terminais CA, no caso a máquina elétrica. Na próxima seção será apresentado o modelo da máquina síncrona com enrolamento de campo como forma de definir essas correntes.

### 3.2.1 Corrente de neutro do inversor de três níveis

A corrente de neutro do conversor, como mostrada em (26), depende das correntes  $i_{abc}$  e das funções de chaveamento de cada braço. Sob condições normais, a corrente pode ser simplificada pela expressão (27) (YAZDANI; IRAVANI, 2010), onde:  $\hat{m}$  e  $\hat{i}$  são, respectivamente o módulo das modulantes e das correntes CA;  $\gamma$  é o fator de potência em que o conversor está operando;  $\omega = 2\pi f$ , e  $\zeta = \pi - \tan^{-1}(1.5\tan(\gamma))$ .

$$i_{np}(t) = \left( \frac{4\hat{m}\hat{i}\sqrt{9 - 5\cos^2\gamma}}{5\pi} \right) \cos(3\omega_e t + \zeta) \quad (27)$$

Quando o conversor opera com as correntes CA e tensões CC equilibradas, a componente harmônica predominante na corrente  $i_{np}$  é a terceira. A amplitude dessa componente está diretamente relacionada à das correntes de linha e do fator de potência em que o conversor está operando.

## 3.3 Controle dos conversores

Quando dois inversores, conectados pelo barramento CC, são usados para ligar o GSEE de velocidade variável a uma rede elétrica, o controle é realizado de forma separada para cada conversor, sendo que ambos tipicamente são realizados usando os modelos  $dq$  e controladores PI (QUÉVAL; OHSAKI, 2012; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011; WU et al., 2011). Esse tipo de controle é amplamente empregado em configurações práticas de velocidade variável devido à simplicidade e robustez para a imprecisão dos parâmetros do modelo, sendo que o mesmo foi usado neste trabalho a fim de estabelecer condições similares às encontradas na maioria das turbinas eólicas em operação.

### 3.3.1 Controle do conversor conectado ao gerador

Para os geradores GSEE e GSIP, o controle orientado ao campo é o mais usado, no qual o fluxo de potência ativa entre gerador e conversor é alterado através da corrente  $i_q$ , tipicamente mantendo a corrente  $i_d$  igual a zero (WU et al., 2011; QUÉVAL; OHSAKI, 2012; YAZDANI; IRAVANI, 2010). O fluxo magnético é estabelecido por ímãs permanentes no GSIP e pela corrente de campo no GSEE. A Figura 11 ilustra esse controle para o gerador síncrono, incluindo o da corrente campo.

O controle de corrente do GSEE geralmente é realizado em coordenadas  $dq$  usando o modelo descrito neste capítulo. As tensões  $dq$  necessárias para o controle das correntes  $i_q$  e  $i_d$  são dadas, respectivamente, por (28) e (29). Controladores PI com função de transferência  $G_{PI_n}(s)$  são normalmente usados para minimizar o erro entre a referência



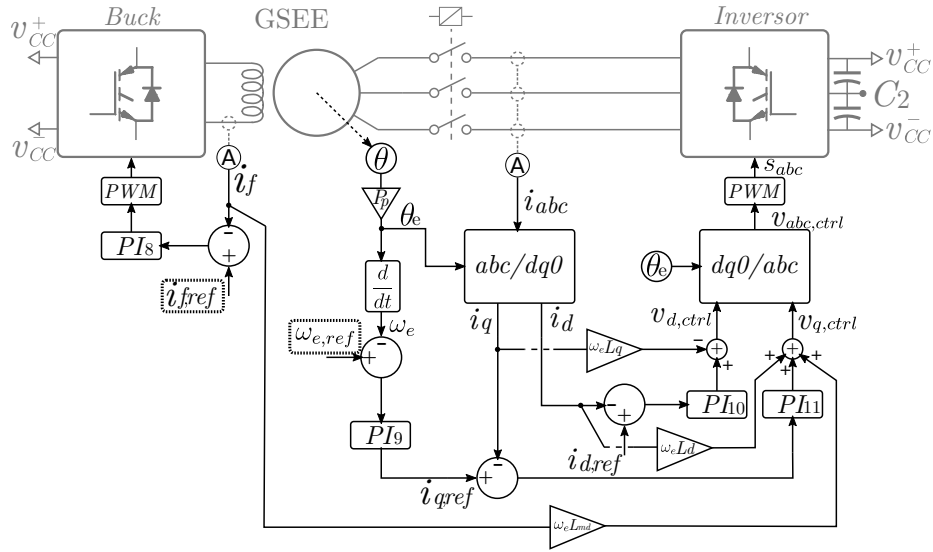


Figura 11 – Controle do GSEE de velocidade variável.

Fonte: elaborado pelo autor.

e as correntes medidas. Um processo de ajuste dos controladores empregados para o controle do GSEE é apresentado no Apêndice A.

$$v_{q,ctrl} = G_{PI11}(s)(i_{q,ref} - i_q) + \omega_e L_{md} i_f + \omega_e L_d i_d \quad (28)$$

$$v_{d,ctrl} = G_{PI10}(s)(i_{d,ref} - i_d) - \omega_e L_q i_q \quad (29)$$

A tensão necessária para o controle da corrente de campo é dada por (30).

$$v_{f,ctrl} = G_{PI8}(s)(i_{f,ref} - i_f) \quad (30)$$

Se  $i_f$  for mantido constante e  $i_d$  for zero, então o torque eletromagnético é proporcional ao valor de  $i_q$ . Portanto, a referência para o  $i_q$  necessário para o controle de velocidade ( $i_{q,ref}$ ) é dada por (31).

$$i_{q,ref} = G_{PI9}(s)(\omega_{e,ref} - \omega_e) \quad (31)$$

### 3.3.2 Controle do conversor conectado à rede

O controle do conversor conectado à rede é tipicamente orientado a tensão (QUÉVAL; OHSAKI, 2012; TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). Este controle, ilustrado na Figura 12, visa a regulação da tensão CC ( $v_{CC}$ ) por meio do fluxo de potência ativa em seu lado CA, definido pela corrente  $i_d$ . A tensão nominal do barramento CC  $v_{CC}$  ( $v_{CC,ref}$ ) é escolhido de acordo com as tensões da rede e da linha da máquina.

Um *Phase-Locked Loop* (PLL) é usado para determinar frequência e ângulo do ponto de acoplamento a partir das tensões de rede medidas. A correta medição dessas grandezas

pelo PLL é crítica para estabelecimento de sincronia entre conversor e a rede CA. Adicionalmente, a resposta do PLL pode afetar diretamente o controle da tensão CC e das correntes CA, causando desequilíbrios e componentes harmônicas nessas variáveis, além de afetar o controle do conversor conectado ao gerador.

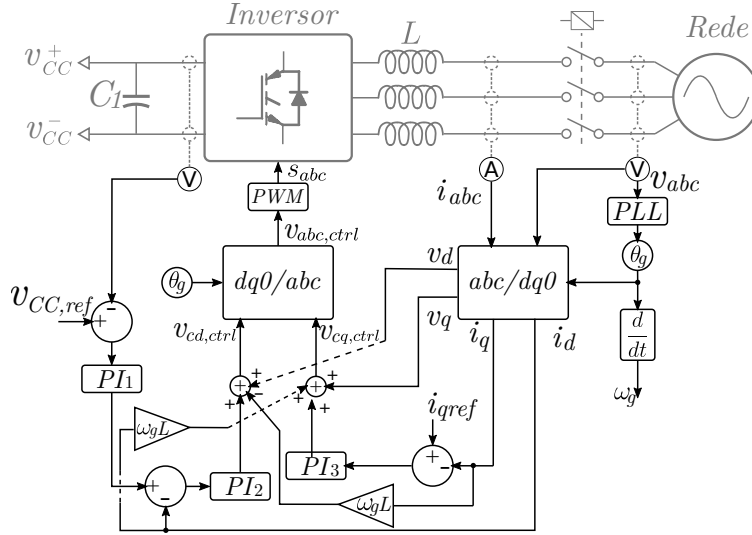


Figura 12 – Controle do conversor ligado à rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

A equação que descreve a relação entre as correntes dos eixos direto e de quadratura ( $i_{dq} = [i_q \ i_d]^T$ ) e tensões ( $v_{dq} = [v_q \ v_d]^T$ ) da rede com filtro  $L$  série é dado em (32) (QUÉVAL; OHSAKI, 2012; YAZDANI; IRAVANI, 2010), onde:  $R$  é a resistência do filtro,  $L$  é a indutância do filtro,  $\omega_g$  é a velocidade angular da rede,  $v_{cdq}$  são as tensões terminais  $dq$  do conversor e  $v_{dq}$  as tensões  $dq$  medidas na rede.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega_g \\ \omega_g & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{cq} - v_q \\ v_{cd} - v_d \end{bmatrix} \quad (32)$$

Os controles de corrente são realizados de acordo com (33) e (34), essas equações fornecem as tensões terminais do conversor para estabelecer a corrente necessária entre a rede e o conversor. A referência para o controle atual  $i_d$  ( $i_{d,ref}$ ) é dada pelo controle  $v_{CC}$  (36) e  $i_{q,ref}$  é zero, a menos que suporte de reativo é necessário. A função de transferência de cada PI controller é indicada como  $G_{PI_n}(s)$ .

$$v_{cq,ctrl} = G_{PI3}(s)(i_{q,ref} - i_q) + \omega_g L i_d + v_q \quad (33)$$

$$v_{cd,ctrl} = G_{PI2}(s)(i_{d,ref} - i_d) - \omega_g L i_q + v_d \quad (34)$$

A relação entre a tensão  $CC$  ( $v_{CC}$ ) e a corrente  $i_d$  da rede é dada em (35), onde:  $C$  é a capacitância equivalente de ambos os conversores conectados em back-to-back

( $C = C_1 + C_2$ ),  $v_d$  é a componente  $d$  da tensão medida da rede e  $i_{CC,gen}$  a corrente  $CC$  equivalente do gerador ( $P_{gen} = v_{CC}i_{CC,gen}$ ). A corrente  $i_{CC,gen}$  é considerada uma perturbação para o controle  $v_{CC}$ .

$$C \frac{dv_{CC}}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{v_d i_d}{v_{CC}} - i_{CC,gen} \quad (35)$$

A referência para a corrente de rede de eixo direto ( $i_{d,ref}$ ), que é usada para controle  $v_{CC}$ , é determinada por (36).

$$i_{d,ref} = G_{PI1}(s)(v_{CC,ref} - v_{CC}) \quad (36)$$

### 3.3.3 Controle de balanceamento da tensão CC do inversor de três níveis

O conversor TLNPC requer controle de equilíbrio entre  $v_p$  e  $v_n$ , realizado adicionando  $m_{unb}$  aos sinais moduladores das fases ( $m_{abc}$ ) (JUN; NGUYEN; KWAK, 2020), que tem o efeito de adicionar um valor médio às tensões CA no TLNPC para descarregar os capacitores com maior valor de tensão. Esse controle é essencial para garantir a correta operação do inversor e seu controle. Também evita que a tensão de parte dos capacitores do barramento CC atinja valores acima de sua capacidade máxima.

Como trata-se de um ponto crítico para operação do TLNPC, é possível encontrar na literatura relacionadas proposições de como realizar esse controle. O tipo mais básico é o controle por histerese, o qual adiciona um valor fixo de  $m_{unb}$  quando a diferença de tensão atinge o valor configurado. As variações provocadas pelo controle do tipo histerese podem gerar instabilidade na operação do inversor. É possível melhorar a resposta desse controle se o  $m_{unb}$  for proporcional à diferença entre as tensões CC (PORRU et al., 2018).

Este controle é apresentado em (37), onde  $|v_p - v_n|$  é o valor médio do desequilíbrio de tensão  $CC$ ,  $k_P$  o ganho do controlador proporcional e  $sgn(i_q) = 1$  se  $i_q > 0$  ou  $sgn(i_q) = -1$  se  $i_q < 0$ .

$$m_{unb} = k_P(|v_p - v_n|)sgn(i_q) \quad (37)$$

Independente do tipo de controle empregado,  $m_{unb}$  deve ser limitada para evitar instabilidade e saturação das funções modulantes usadas no processo de PWM (YAZDANI; IRAVANI, 2010). Portanto,  $m_{unb}$  é limitado em 0, 1.

### 3.4 Simulação e análise de faltas entre espiras no gerador

Nas seções anteriores foram apresentados os modelos do GSEE, do inversor TLNPC e os algoritmos de controle. Esses modelos podem ser usados para realizar a simulação computacional do conjunto composto pelo GSEE e inversor TLNPC, a fim de avaliar os efeitos das faltas entre espiras do estator nas correntes medidas para controle. Essa abordagem tem como objetivo fornecer compreensão desses efeitos e suportar os resultados obtidos experimentalmente.

Dessa forma, nesta seção, as equações descritas no último capítulo serão usadas para simular o GSEE conectado ao inversor TLNPC, considerando condições de operação normais e faltosas. Será também apresentada a metodologia para simular o transitório das faltas, a fim de avaliar os regimes antes e depois da ocorrência dessas. O modelo foi implementado e simulado nos *softwares* Matlab® e Simulink®. Os tempos mortos do chaveamento do inversor não foram considerados na simulação para simplificar a análise.

A Figura 13 ilustra o sistema composto pelo GSEE e inversor TLNPC, considerado nas simulações. Também apresenta as variáveis medidas para o controle do conjunto, que serão consideradas nas análises apresentadas neste capítulo. Serão consideradas apenas as correntes porque as tensões  $v_{abc}$  e  $v_f$  não são medidas para o controle do gerador.

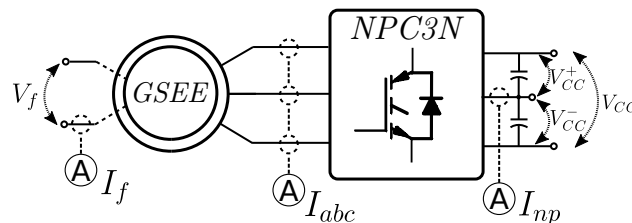


Figura 13 – Sistema considerado para simulação e medidas elétricas analisadas.

Fonte: elaborado pelo autor.

As equações (6)–(37) são usadas em conjunto para simular o GSEE controlado pelo TLNPC durante faltas de espira no enrolamento do estator.

#### 3.4.1 Definição do transitório de falta

Durante a simulação, os elementos da matriz de indutância são determinados por meio de tabelas de consulta, as quais contém os valores de indutância sob condições saudáveis e defeituosas. Essa abordagem torna possível mudar de condições saudáveis para falhas durante a simulação.

Considerando a falha que divide o enrolamento da fase  $a$  nas duas partes citadas na seção anterior, os valores da indutância referente à parcela restante de operação ( $L_{ahx}$ ) são determinados conforme (38), onde  $falta$  é a variável que define condições saudáveis

(*falta* = 0) e defeituosas (*falta* = 1). Os valores  $L_{ahx}$  e  $L_{ax,saudável}$  são determinados por MWFA usando as respectivas funções de enrolamento.

$$\begin{cases} L_{ahx} = L_{ax,saudável}, & \text{se } falta = 0; \\ L_{ahx} = L_{ahx}, & \text{se } falta = 1. \end{cases} \quad (38)$$

Os valores de indutância relacionados à parte defeituosa ( $L_{afaltax}$ ) são determinados de acordo com (39), onde a constante  $k = 0.0001$  é usada para cancelar os termos relacionados a falhas da matriz de indutância. Essa constante deve ser pequena o suficiente para anular esses elementos, o que resultará em correntes muito pequenas;  $k$  deve ser maior que zero para evitar instabilidade numérica durante a simulação. Os valores de  $L_{afaltax}$  são determinados através da MWFA usando as respectivas funções de enrolamento.

$$\begin{cases} L_{afaltax} = k L_{afaltax}, & \text{se } falta = 0; \\ L_{afaltax} = L_{afaltax}, & \text{se } falta = 1. \end{cases} \quad (39)$$

A matriz de resistência também deve ser alterada para definir condições saudáveis e defeituosas. Considerando a falha que divide o enrolamento da fase  $a$  nas duas partes citadas na última seção, o valor da resistência da parcela restante de operação ( $R_{ah}$ ) é determinado de acordo com (40), onde  $R_s$  é a resistência do estator.

$$\begin{cases} R_{ah} = R_s, & \text{se } falta = 0; \\ R_{ah} = R_{ah}, & \text{se } falta = 1. \end{cases} \quad (40)$$

A resistência da parte defeituosa ( $R_{afalta}$ ) é determinada de acordo com (41), onde  $R_{afalta} = R_s - R_{ah}$ . A resistência a falhas pode ser adicionada a  $R_{afalta}$ .

$$\begin{cases} R_{afalta} = k R_{afalta}, & \text{se } falta = 0; \\ R_{afalta} = R_{afalta}, & \text{se } falta = 1. \end{cases} \quad (41)$$

### 3.4.2 Descrição da simulação e análise dos resultados

As equações do GSEE, TLNPC e malhas de controle apresentadas na última seção foram utilizadas para conduzir a simulação e análise dos efeitos das faltas entre as espiras do enrolamento do estator. Essas equações foram resolvidas numericamente usando os softwares Matlab e Simulink (versão 2021b).

O GSEE simulado é o mesmo usado na análise experimental deste trabalho e será apresentado com mais detalhes e ilustrações no próximo capítulo; seus parâmetros elétricos e construtivos usados para a definição do modelo e simulação são apresentados na Tabela 4 (MONARO et al., 2012).

As funções de enrolamento do estator ( $n_{abc}$ ), função de enrolamento de campo ( $n_f$ ) e função de entreferro ( $g$ ) são ilustradas na Figura 14.

Tabela 4 – Parâmetros e características do gerador, conversor e rede.

GSEE					
$S_n$	2 kVA	$V_n$	230 V	$f_n$	60 Hz
$\omega_n$	1800 rpm	$I_{fn}$	209,1 mA	$R_s$	0,056 p.u.
$X_d$	1,463 p.u.	$X_q$	0,778 p.u.	$X_0$	0,166 p.u.
$R_f$	9,16 p.u.	$L_f$	1 H	$P_p$	2
$J$	0,0746 g.m <sup>2</sup>	$N_s$	108	$N_f$	2000
$g_d$	0,7 mm	$g_q$	10 cm	$n_{slot}$	48
$r_r$	74,3 mm	$r_s$	120 mm	$l_r$	60 mm
Rede					
$V_n$	220 V	$S_{cc}$	100 kVA	$f_n$	60 Hz
Inversor					
$f_{pwm}$	10 kHz	$C_{DC}$	1 mF	$V_{DC}$	500 V

Fonte: elaborado pelo autor.

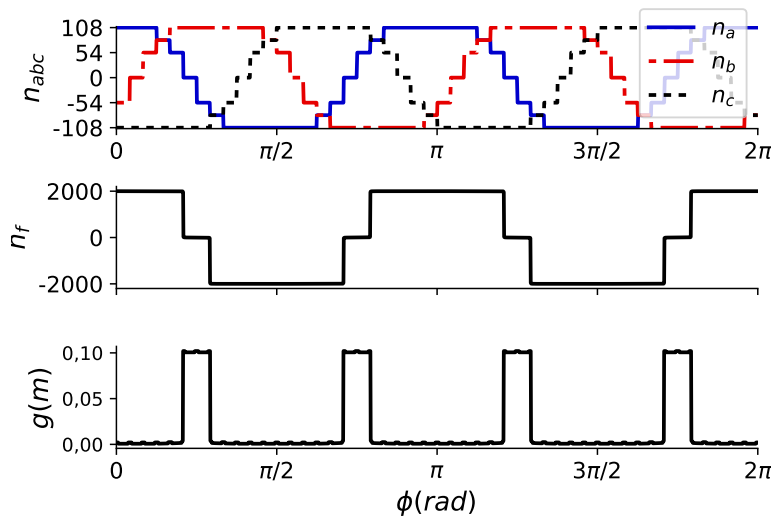


Figura 14 – Funções de enrolamento do estator da máquina simulada ( $n_{abc}$ ), função de enrolamento do campo ( $n_f$ ) e função de entreferro ( $g$ ). Funções do enrolamento de campo e do entreferro são descritas considerando o rotor alinhado com o eixo da fase  $a$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

As faltas envolvendo espiras do enrolamento do estator do GSEE com múltiplos ramos por fase podem ser classificadas em: Entre Espiras (EE) se estiverem envolvidas espiras do mesmo ramo; Entre Ramos (ER) para espiras de ramos diferentes e mesma fase; Entre Fases (EF) para faltas entre diferentes fases (MONARO et al., 2012). A Figura 15 ilustra esses tipos de faltas em um gerador com dois ramos paralelos por fase. Geradores que possuem um enrolamento por fase não possuem faltas ER. A maioria dessas falhas ocorre

dentro das ranhuras; portanto, é pouco provável que ocorram falhas envolvendo espiras de três fases (NADARAJAN et al., 2015).

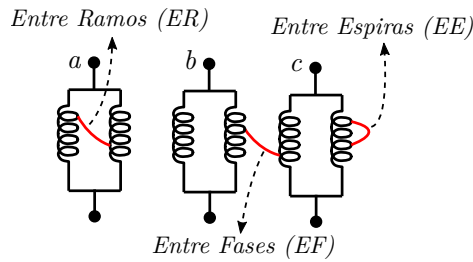


Figura 15 – Tipos de falta entre espiras do estator de um GSEE com dois ramos por fase: entre espiras, entre ramos e entre fases.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os seguintes casos foram considerados na simulação:

- ❑ Falta EE do enrolamento de um ramo da fase  $a$ ;
- ❑ Falta ER da fase  $a$ , envolvendo espiras localizadas próximas ao meio de cada ramo;
- ❑ Falta EF, envolvendo espiras localizadas no meio de um dos ramos das fases  $a$  e  $c$ .

Os três casos foram simulados considerando as mesmas condições operacionais:  $\omega_{ele} = 377 \text{ rad/s}$ ,  $i_{d,ref} = 0 \text{ A}$ ,  $i_{q,ref} = 5 \text{ A}$  e  $i_{f,ref} = 0.5 \text{ A}$ . As distribuições dos enrolamentos para essas três faltas são ilustradas na Figura 16. As falhas EE e ER dividem o enrolamento da fase  $a$  em duas partes:  $n_{ah}$  e  $n_{falta}$ . Por outro lado, a falta ER também divide a fase do enrolamento  $c$ ; portanto, existem três funções:  $n_{ah}$ ,  $n_{ch}$  e  $n_{falta}$ .

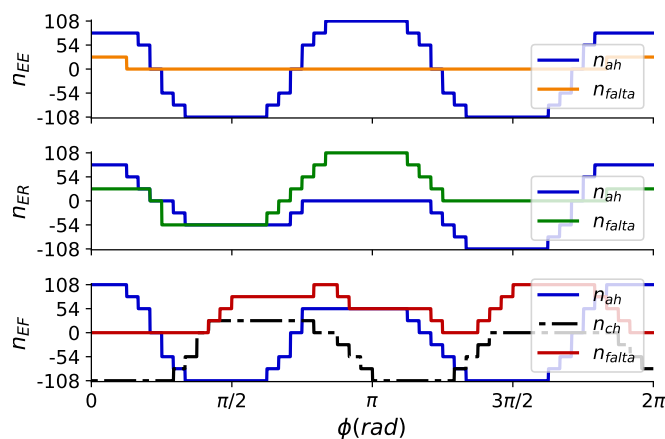


Figura 16 – Funções de enrolamento consideradas na simulação dos três casos de falta:  $n_{EE}$ ,  $n_{ER}$  and  $n_{EF}$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 17 ilustra os resultados para a falha EE. Nota-se que  $i_{falta}$  é uma senóide distorcida e, quando ocorre a falha EE, há desequilíbrio entre  $i_{abc}$ , e oscilações de segundo

harmônico em  $i_{dq}$  e  $i_f$ . A corrente de ponto neutro do TLNPC  $i_{np}$  tem comportamento de terceiro harmônico predominante em condições saudáveis e, durante a falta, verifica-se uma oscilação com a mesma frequência de  $i_{abc}$  e  $i_{falta}$ .

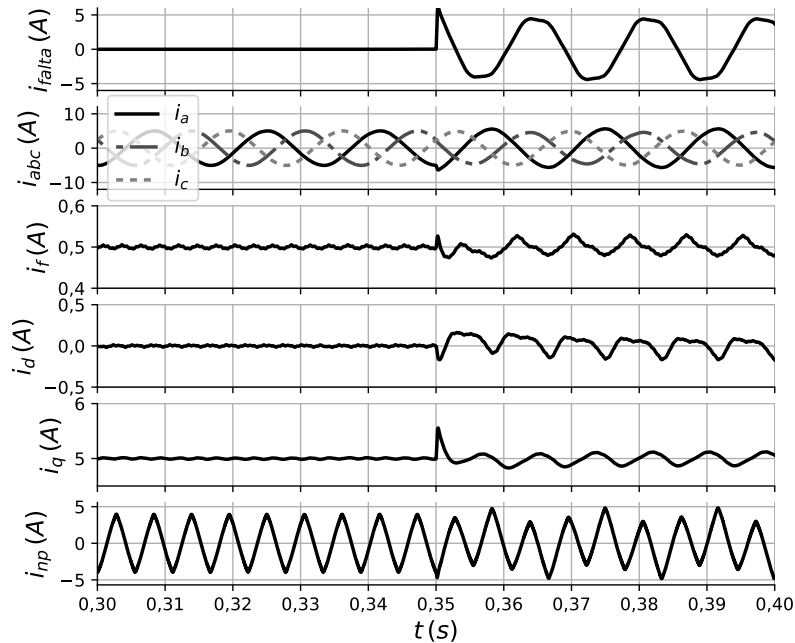


Figura 17 – Resultados simulados de  $i_{falta}$ ,  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  sob condições saudáveis e com falta EE. Frequência fundamental: 60 Hz.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para a falta ER, ilustrada na Figura 18, nota-se que a  $i_{falta}$  é distorcida, e possui conteúdo harmônico maior do que o verificado na corrente de falta EE. As correntes  $i_{abc}$  são desequilibradas e visivelmente distorcidas. As oscilações em  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  são maiores que as verificadas na falha EE.

A Figura 19 ilustra os resultados para a falta EF. A corrente  $i_{falta}$  é altamente distorcida e a ocorrência da falha causa distorções em  $i_{abc}$  e oscilações nas correntes  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$ .

Nota-se que existem diferenças no conteúdo harmônico das correntes para cada caso de falta apresentado. A TF pode ser usada para analisá-la e destacar as mudanças de espectro para cada tipo de falha, o que pode ajudar a desenvolver técnicas de detecção de falhas. A realização da Transformada Rápida de Fourier (TRF), usando formas de onda normais e de falha, permite identificar mudanças de espectro nessas correntes. A Figura 20 ilustra os resultados obtidos com os dados simulados, comparando os casos de falta com a máquina Saudável (S).

Analisando o espectro de Fourier mostrado na Figura 20, verifica-se que  $i_{falta}$  e  $i_{abc}$  possuem as mesmas componentes harmônicas durante as faltas. Este efeito é esperado devido ao acoplamento entre os enrolamentos de cada fase e as espiras envolvidas na falta. Além disso, a ocorrência de falta afeta o espectro de  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$ .



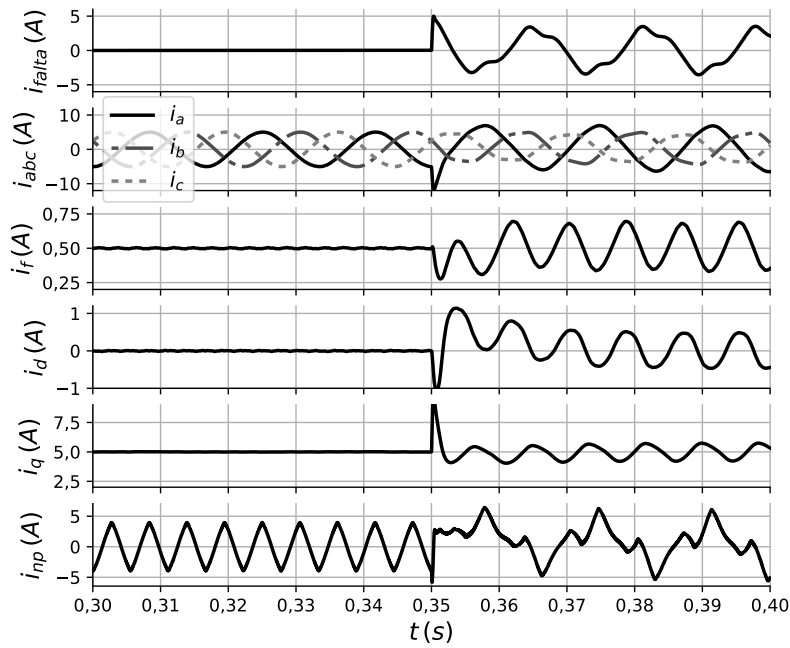


Figura 18 – Resultados simulados de  $i_{falta}$ ,  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  sob condições saudáveis e com falta ER. Frequência fundamental:  $60\text{ Hz}$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

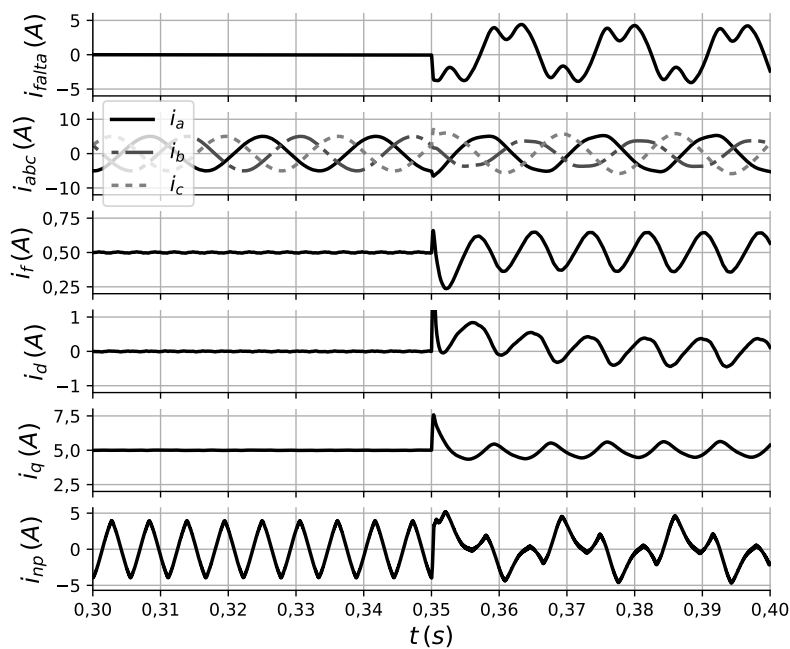


Figura 19 – Resultados simulados de  $i_{falta}$ ,  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  sob condições saudáveis e com falta EF. Frequência fundamental:  $60\text{ Hz}$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

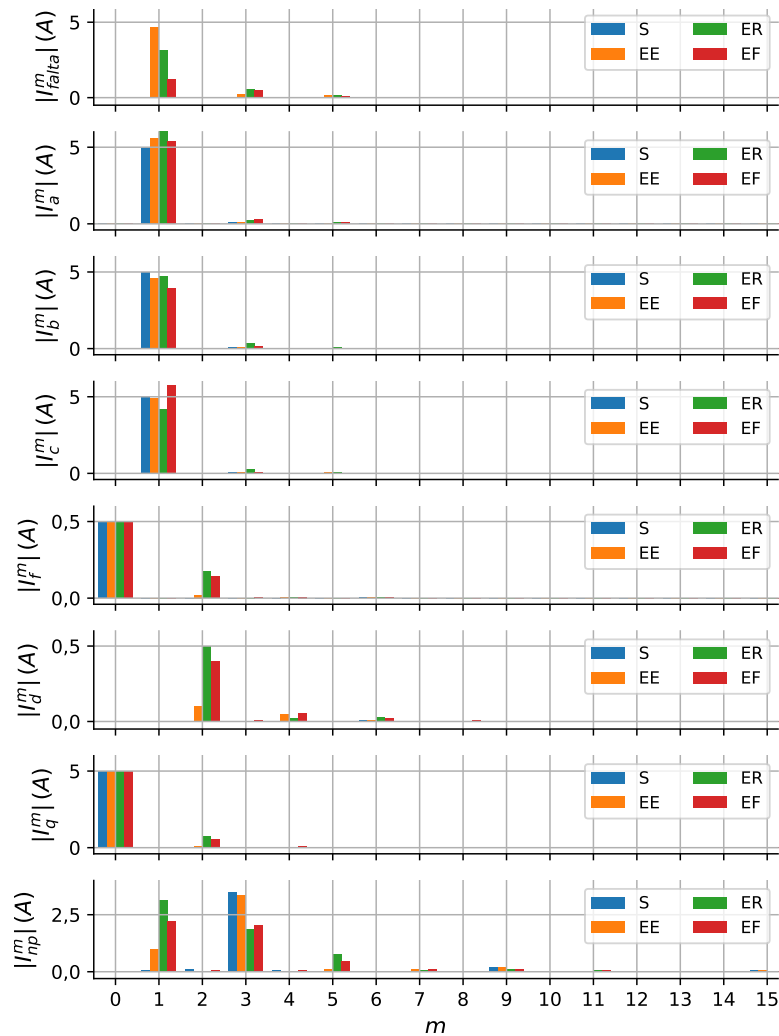


Figura 20 – Espectro de magnitude para as correntes  $i_{falta}$ ,  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  sob condições saudáveis e faltosas. Frequência fundamental ( $m = 1$ ): 60 Hz.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 3.5 Análise dos efeitos da falta entre espiras no gerador e no inversor de três níveis

A partir dos modelos matemáticos do GSEE, do TLNPC e do controle é possível realizar uma análise destes para determinar as componentes causadas pela falta e que podem ser usadas para diferenciar entre estado saudável e defeituoso. Nesta seção serão apresentadas as equações do GSEE sob falta e as contribuições da falta nas componentes harmônicas serão avaliadas de forma qualitativa, com a finalidade de se apresentar justificativas para os resultados verificados nas simulações computacionais.

### 3.5.1 Efeitos da falta entre espiras nas equações do gerador

A análise da influência da falta no modelo do GSEE será realizada considerando as suas equações em componentes  $dq$ . As contribuições dos enrolamentos amortecedores do rotor do GSEE serão omitidas para facilitar a análise e reduzir o tamanho das equações no texto. Também será considerado, com a finalidade de simplificar a análise, que as indutâncias de estator são contantes (não variam com a posição do rotor) e que as indutâncias  $L_{dq}$  são iguais ( $L_{dq} = L_d = L_q$ ).

A equação do GSEE em coordenadas  $abc$  apresentada na Seção 3.1.1 considera o caso do gerador com falta entre espiras no enrolamento da fase  $a$ . Nas equações apresentadas, verifica-se a assimetria causada pela falta nas parcelas  $abc$  dos vetores e matrizes, com os valores de indutâncias e resistências divididos proporcionalmente entre as parcelas defeituosa e que permanece operante. Alternativamente, pode-se escrever essa equação como em (42), a qual contém os valores da máquina saudável simétrica e adiciona-se a contribuição da parte defeituosa às equações de estator e rotor.

$$\mathbf{v}_{\text{abcf,falta}} = \mathbf{R}_{\text{abcf,falta}} \mathbf{i}_{\text{abcf,falta}} + \frac{d(\mathbf{L}_{\text{abcf,falta}} \mathbf{i}_{\text{abcf,falta}})}{dt} \quad (42)$$

Os vetores que contém os valores de tensões e correntes do GSEE sob falta entre espiras são dados por (43) e (44), respectivamente.

$$\mathbf{v}_{\text{abcf,falta}} = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f \ v_{\text{falta}}]^T \quad (43)$$

$$\mathbf{i}_{\text{abcf,falta}} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f \ i_{\text{falta}}]^T \quad (44)$$

As matrizes de resistências e indutâncias são apresentadas em (45) e (46), respectivamente. Nessas equações,  $R_s$  é a resistência de estator,  $R_f$  é a resistência de campo,  $R_{\text{falta}}$  é a resistência de falta,  $\mu$  é a proporção de espiras envolvidas na falta ( $\mu = N_{\text{falta}}/N_{\text{total}}$ ),  $L_s$  é a indutância própria de estator,  $M_s$  a indutância mútua de estator,  $M_f$  a indutância mútua entre estator e enrolamento de campo.

$$\mathbf{R}_{\text{abcf,falta}} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & -\mu R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 \\ \mu R_s & 0 & 0 & 0 & -R_{\text{falta}} - \mu R_s \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\mathbf{L}_{\text{abcf,falta}} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_f \cos(\theta_e) & -\mu L_s \\ M_s & L_s & M_s & M_f \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\mu M_s \\ M_s & M_s & L_s & M_f \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\mu M_s \\ M_f \cos(\theta_e) & M_f \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & L_f & -\mu M_f \cos(\theta_e) \\ \mu L_s & \mu M_s & \mu M_s & \mu M_f \cos(\theta_e) & -\mu^2 L_s \end{bmatrix} \quad (46)$$

A fim de simplificar a análise das equações do GSEE e facilitar a visualização dos termos relativos à contribuição da falta, realiza-se a transformação das variáveis  $abc$  da (42) para  $dq0$ , através da matriz de transformação (47).

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (47)$$

As equações das tensões  $\mathbf{v}_{dq0}$  são determinadas por (48).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq0} = T\mathbf{v}_{abc} = T\mathbf{R}_{abc}T^{-1}\mathbf{i}_{dq0} + T\frac{d(\mathbf{L}_{abc}T^{-1}\mathbf{i}_{dq0})}{dt} \\ + TR_{abc}^f i_f + T\frac{d(\mathbf{L}_{abc}^f i_f)}{dt} \\ + TR_{abc}^{falta} i_{falta} + T\frac{d(\mathbf{L}_{abc}^{falta} i_{falta})}{dt} \end{aligned} \quad (48)$$

A equação do enrolamento de campo é calculada por (49).

$$\begin{aligned} v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \\ + R_f^{abc} T^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d(\mathbf{L}_f^{abc} T^{-1} \mathbf{i}_{dq0})}{dt} \\ + \frac{-\mu M_f \cos(\theta_e) i_{falta}}{dt} \end{aligned} \quad (49)$$

A equação da parcela do enrolamento sob falta é dada por (50).

$$\begin{aligned} v_{falta} = -(\mu R_s + R_{falta}) i_{falta} - \mu^2 L_s \frac{di_{falta}}{dt} \\ + R_{falta}^{abc} T^{-1} \mathbf{i}_{dq0} + \frac{d(\mathbf{L}_{falta}^{abc} T^{-1} \mathbf{i}_{dq0})}{dt} \\ + \frac{\mu M_f \cos(\theta_e) i_f}{dt} \end{aligned} \quad (50)$$

Realizando-se essas transformações, obtém-se (51), onde:  $\mathbf{v}_{dq0f,falta}$  é o vetor das tensões (52) e  $\mathbf{i}_{dq0f,falta}$  o vetor das correntes (53), os quais contém variáveis  $v_{dq0}$  do estator,  $v_f$  do enrolamento de campo e  $v_{falta}$  da parte do enrolamento envolvida na falta ( $v_{falta} = 0$ ).

$$\mathbf{v}_{dq0f,falta} = \mathbf{K}_i \mathbf{i}_{dq0f,falta} + \mathbf{L} \frac{d\mathbf{i}_{dq0f,falta}}{dt} \quad (51)$$

$$\mathbf{v}_{dq0f,falta} = [v_d \ v_q \ v_0 \ v_f \ v_{falta}]^T \quad (52)$$

$$\mathbf{i}_{dq0f,falta} = [i_d \ i_q \ i_0 \ i_f \ i_{falta}]^T \quad (53)$$

A matriz  $\mathbf{K}_i$  (54) contém os elementos da equação que são multiplicados pelas correntes (53). Nota-se que os elementos dessa matriz que estão relacionados à falta (última linha

e última coluna) apresentam comportamento oscilatório, o qual é proporcional à parcela do enrolamento envolvido na falta.

$$\mathbf{K}_i = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{dq} & 0 & 0 & -\frac{2}{3}\mu R_s \cos \theta_e \\ \omega_e L_{dq} & R_s & 0 & -\omega_e M_f & \frac{2}{3}\mu R_s \sin \theta_e \\ 0 & 0 & R_s & 0 & -\frac{2\mu R_s}{3} \\ 0 & -\frac{3\omega_e M_f}{2} & 0 & R_f & -\mu \omega_e M_f \sin \theta_e \\ \mu (R_s \cos \theta_e - \omega_e L_{dq} \sin \theta_e) & \mu (-R_s \sin \theta_e - \omega_e L_{dq} \cos \theta_e) & \frac{\mu R_s}{2} & \mu \omega_e M_f \sin \theta_e & -R_{falta} - \mu R_s \end{bmatrix} \quad (54)$$

A matriz  $\mathbf{L}$  (55) contém as indutâncias do gerador.

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{dq} & 0 & 0 & M_f & -\frac{2\mu L_{dq} \cos \theta_e}{3} \\ 0 & L_{dq} & 0 & 0 & \frac{2\mu L_{dq} \sin \theta_e}{3} \\ 0 & 0 & L_0 & 0 & -\frac{2L_0 \mu}{3} \\ \frac{3M_f}{2} & 0 & 0 & L_f & -\mu M_f \cos \theta_e \\ \mu L_{dq} \cos \theta_e & -\mu L_{dq} \sin \theta_e & \frac{L_0 \mu}{2} & \mu M_f \cos \theta_e & -\mu^2 L_s \end{bmatrix} \quad (55)$$

Primeiramente, o modelo será avaliado para a condição saudável, com  $i_{falta} = 0$  e  $\mu = 0$ . Será considerado o gerador em regime permanente, excitado com corrente  $i_f$ , com velocidade nominal ( $\omega_e$ ) e operando a vazio ( $i_d = i_q = 0$ ) para facilitar a visualização das tensões da máquina saudável e o cálculo da corrente de falta após o curto-circuito. Também é considerado que  $i_0 = 0$ , ou seja, conexão a três fios sem consideração da terra. Tal consideração é válida porque não serão avaliadas faltas envolvendo terra neste trabalho.

A partir dessa consideração, obtém-se (56).

$$\mathbf{v}_{dq0f,falta} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e M_f i_f \\ 0 \\ R_f i_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Realizando a transformada  $dq0/abc$  nas três primeiras linhas de (56), obtém-se as tensões terminais em  $abc$  (57). Nota-se que as tensões terminais do gerador saudável a vazio têm característica senoidal com frequência fundamental  $\omega_e$ . Considera-se que a máquina tem enrolamentos distribuídos senoidalmente por simplicidade.

$$\mathbf{v}_{abc} = T^{-1} \mathbf{v}_{dq0} = \begin{bmatrix} \omega_e M_f i_f \sin(\omega_e t) \\ -\omega_e M_f i_f \sin\left(\frac{\pi}{3} + \omega_e t\right) \\ \omega_e M_f i_f \cos\left(\frac{\pi}{6} + \omega_e t\right) \end{bmatrix} \quad (57)$$

Com a máquina operando nessas condições, será avaliada a ocorrência do curto-circuito e estabelecimento da corrente de falta. Primeiramente será calculada a corrente de falta ( $i_{falta}$ ) que surge com uma falta envolvendo uma parcela  $\mu$  do enrolamento. A partir da

equação de  $v_{falta}$ , calcula-se a corrente de falta (58). Para esse cálculo, foi considerado que no instante de ocorrência da falta a máquina opera a vazio e em regime permanente, com as correntes e respectivas derivadas nulas. Também desconsiderou-se o termo de decaimento CC da corrente de falta.

$$i_{falta} = \frac{\mu\omega_e M_f i_f \text{sen}(\omega_e t)}{\sqrt{(\mu R_s + R_{falta})^2 + (\mu^2 \omega_e L_s)^2}} \quad (58)$$

Nota-se que  $i_{falta}$  tem característica senoidal com frequência fundamental  $\omega_e$  e que sua amplitude é proporcional a  $\mu$  e a tensão induzida no enrolamento da falta. Portanto, a corrente de falta pode ser aproximada por (59).

$$i_{falta} = a_{falta} \text{sen}(\omega_e t) \quad (59)$$

Em seguida, avalia-se a influência da falta nas tensões e corrente de campo. Para isso, substitui-se (59) na equação de  $v_f$ , resultando em (60). É verificado o surgimento de um termo  $\text{sen}^2(\omega_e t)$ , o qual pode ser expresso por uma oscilação  $2\omega_e t$ , visto que  $\text{sen}^2(\omega_e t) = 1/2 - 1/2 \cos(2\omega_e t)$ .

$$v_f = L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3M_f}{2} \frac{di_d}{dt} + R_f i_f - \frac{3\omega_e M_f}{2} i_q - \mu M_f \cos(\omega_e t) \frac{di_{falta}}{dt} - \mu\omega_e M_f a_{falta} \text{sen}^2(\omega_e t) \quad (60)$$

Se o controle usado for capaz de impor a corrente de campo de referência e compensar o termo oscilatório, o termo de frequência  $2\omega_e t$  aparecerá apenas na tensão  $v_f$ . Por outro lado, caso o controle não seja projetado para tanto, como ocorre com o método adotado neste trabalho, a corrente  $i_f$  também terá esta componente. Portanto, a corrente de campo com a máquina sob falta pode ser aproximada por (61).

$$i_f = a_f + a_{f2} \cos(2\omega_e t) \quad (61)$$

Então, é possível calcular a influência da componente oscilatória da corrente de campo na corrente de falta. Substituindo-se  $i_{falta}$  e  $i_f$  dadas por (59) e (61) na equação de  $v_{falta}$  resulta em (62). Nota-se o surgimento de um termo  $\text{sen}(\omega_e t) \cos^2(\omega_e t)$ , que corresponde a oscilação de frequência  $3\omega_e t$ , visto que  $\text{sen}(\omega_e t) \cos^2(\omega_e t) = 1/4 \text{sen}(3\omega_e t) + 1/4 \text{sen}(\omega_e t)$ . A amplitude dessa oscilação é diretamente proporcional de  $a_{f2}$ .

$$\begin{aligned} v_{falta} = & a_{falta} (-R_{falta} - R_s \mu) \text{sen}(\omega_e t) + \mu (R_s \cos(\omega_e t) - \omega_e L_{dq} \text{sen}(\omega_e t)) i_d \\ & - \mu (R_s \text{sen}(\omega_e t) + \omega_e L_{dq} \cos(\omega_e t)) i_q - \mu^2 L_s \frac{di_{falta}}{dt} + \mu L_{dq} \cos(\omega_e t) \frac{di_d}{dt} \\ & + \mu M_f \cos(\omega_e t) \frac{di_f}{dt} - \mu L_{dq} \text{sen}(\omega_e t) \frac{di_q}{dt} \\ & + a_f \mu \omega_e M_f \text{sen}(\omega_e t) + a_{f2} \mu \omega_e M_f \text{sen}(\omega_e t) (2 \cos^2(\omega_e t) - 1) \end{aligned} \quad (62)$$

O mesmo processo é realizado para calcular a influência nas tensões  $v_{dq}$ . Substituindo-se  $i_{falta}$  e  $i_f$  dadas por (59) e (61), nas expressões de  $v_d$  e  $v_q$  resulta em (63) e (64), respec-

tivamente. Nota-se a existência de termos oscilatórios com frequência  $2\omega_e t$  proporcionais aos valores de  $a_{falta}$  e  $a_{f2}$ .

$$v_d = R_s i_d + L_{dq} \frac{di_d}{dt} + M_f \frac{di_f}{dt} - \omega_e L_{dq} i_q - \frac{2}{3} \mu R_s a_{falta} \text{sen}^2(\omega_e t) - \frac{2}{3} \mu L_{dq} \cos(\omega_e t) \frac{di_{falta}}{dt} \quad (63)$$

$$v_q = R_s i_q + L_{dq} \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_{dq} i_d + \frac{2}{3} \mu R_s a_{falta} \text{sen}^2(\omega_e t) + \frac{2}{3} \mu L_{dq} \text{sen}(\omega_e t) \frac{di_{falta}}{dt} - \omega_e M_f (a_f + a_{f2} \cos(2\omega_e t)) \quad (64)$$

O termo relativo a  $a_{f2}$  causa a oscilação  $3\omega_e t$  nas equações  $abc$  e o termo relativo a  $a_{falta}$  reflete na componente de sequência negativa ( $-\omega_e t$ ). Como o controle empregado não é capaz de compensar esses termos, os mesmos são refletidos nas correntes medidas.

Portanto, como resultado da interação entre esses termos das equações de tensão e o algoritmo de controle, as correntes  $i_{abc}$  terão as componentes  $3\omega_e t$  e  $-\omega_e t$ .

É importante ressaltar que o surgimento das componentes destacadas acima estão presentes nas correntes porque o controle é projetado para regular as componentes médias de  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_f$ . Por outro lado, se o controle for capaz de compensar as componentes nas correntes, estas estarão presentes nas tensões aplicadas pelo inversor.

### 3.5.2 Efeito da falta entre espiras no inversor de três níveis

Como o inversor está conectado ao GSEE, as componentes verificadas nas correntes  $i_{abc}$  do inversor são as mesmas das correntes do gerador. Adicionalmente, como foi mostrado no modelo do TLNPC, a corrente de neutro desse inversor tem relação direta com as suas correntes  $i_{abc}$ . Portanto, a partir da análise apresentada na seção anterior, será avaliado como a falta afeta a corrente  $i_{np}$ .

Para simplificar a análise, será considerado que os controles estão sintonizados para componente fundamental de sequência positiva ( $i_{dq}$  constantes). Portanto, as funções modulantes das fases  $abc$  ( $m_{abc}$ ) são dadas por (65).

$$m_{abc} = \left[ \cos(\omega_e t) \quad \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \quad \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (65)$$

Como o controle não é capaz de compensar as componentes oscilatórias, as correntes  $i_{abc}$  terão as componentes  $3\omega_e t$  e  $-\omega_e t$ . Portanto, as correntes  $i_{abc}$  podem ser representadas por (66).

$$i_{abc} = \left[ \begin{array}{c} a_1 \cos(\omega_e t) + a_3 \cos(3\omega_e t) + a_n \cos(-\omega_e t) \\ a_1 \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + a_3 \cos(3\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) + a_n \cos(-\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \\ a_1 \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) + a_3 \cos(3\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) + a_n \cos(-\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right] \quad (66)$$

A função  $s_x = \text{sign}(m_x) - \text{sign}(-m_x)$  é uma onda quadrada em fase com  $m_x$ . A fim de simplificar a análise, será considerada apenas a componente fundamental de  $s_x$ . Portanto,  $s_{abc}$  é dado por (67).

$$s_{abc} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (67)$$

Pode-se então calcular a corrente de neutro do TLNPC usando (68). Como são consideradas faltas sem contato com terra, não há corrente diferencial, então  $i_a + i_b + i_c = 0$ .

$$i_{np} = (i_a + i_b + i_c) + m_{abc} s_{abc} i_{abc} \quad (68)$$

Substituindo-se (65), (66) e (67) em (68) resulta em (69).

$$i_{np} = \frac{3a_1}{4} \cos(3\omega_e t) + \frac{3a_n}{4} \cos(\omega_e t) + \frac{3a_3}{4} \cos(5\omega_e t) \quad (69)$$

Portanto, através da análise simplificada apresentada nas duas últimas seções, confirma-se o comportamento verificado nas simulações computacionais e também relatado na literatura (MUTHUMUNI; MCLAREN; DIRKS, 2000; YASSA; RACHEK, 2020): a corrente de falta apresenta harmônicos não fundamentais, nos quais o terceiro harmônico é o mais relevante. Sob faltas internas, há também um desequilíbrio nos harmônicos fundamentais das correntes de linha ( $i_{abc}^1$ ), terceiros harmônicos nas correntes de linha ( $i_{abc}^3$ ) e segundos harmônicos no campo corrente ( $i_f^2$ ) e  $dq$  correntes ( $i_{dq}^2$ ). Além disso, é mostrado que a falha no GSEE causa harmônicos fundamentais na corrente de neutro do TLNPC ( $i_{np}^1$ ). A fim de validar esses resultados, no próximo capítulo será apresentada uma análise das mesmas variáveis usando dados obtidos em uma plataforma experimental composta por gerador e conversores reais.



---

## Análise experimental de faltas entre espiras do estator do gerador

Nos capítulos anteriores foram apresentados os aspectos construtivos e de operação dos geradores de velocidade variável, mostrando que, para integrar um gerador síncrono que opera sob velocidade variável ao sistema elétrico são necessários inversores, sendo que os mais empregados são os do tipo fonte de tensão de dois e três níveis. Também foram descritos: o método de controle dos conversores, os modelos matemáticos do GSEE sob falta entre espiras e do inversor TLNPC; e apresentada uma análise dos efeitos das faltas a partir das equações matemáticas e de simulações computacionais.

Neste capítulo será descrita a plataforma experimental usada para avaliação das faltas elétricas internas, usando inversores reais e um GSEE que possibilita a aplicação de faltas nos enrolamentos do estator durante sua operação. Essa plataforma foi usada para produzir os resultados apresentados nos próximos capítulos, validar os resultados obtidos por simulação computacional e avaliar a metodologia para detecção das faltas. A plataforma foi construída durante o desenvolvimento desta tese a partir de equipamentos disponíveis no Laboratório de Redes Elétricas Avançadas (LGrid).

### 4.1 Descrição da plataforma experimental

A Figura 21 ilustra, de forma simplificada, a conexão dos elementos e fluxo de sinais na plataforma. O gerador é conectado a um inversor de TLNPC, e o barramento CC deste a um conversor de dois níveis o qual é ligado na rede. Uma máquina de indução com controle de torque direto é usada como fonte motriz e é acoplada ao eixo do gerador síncrono por um sistema de polias e correia. Uma chave comandada conecta o gerador aos conversores e outra chave conecta os conversores ao sistema elétrico, representado por uma fonte de tensão em série com uma impedância; um filtro  $L$  é usado para atenuar a distorção na forma de onda de corrente.

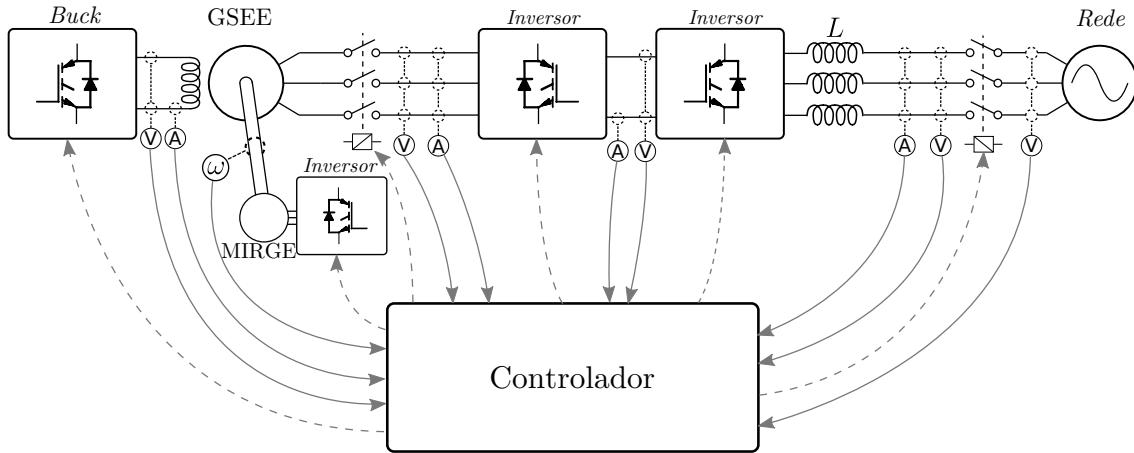


Figura 21 – Diagrama simplificado dos elementos da plataforma experimental.

Fonte: elaborado pelo autor.

Medidas de tensão e corrente, usadas para os algoritmos de controle e proteção embarcados no controlador, foram tomadas nos pontos indicados por “V” e “A” destacados na Figura 21. As saídas do controlador são: os sinais de disparo das chaves dos conversores, os sinais de comando das chaves contadoras e a referência de torque para o inversor da máquina motriz.

Uma descrição mais detalhada da plataforma é apresentada na Figura 77, localizada no Apêndice C. Esta deixa mais claro quais os pontos de medição das tensões e correntes, a topologia de cada conversor e a ligação de todos os componentes, que serão descritos a partir da próxima seção.

#### 4.1.1 Gerador síncrono

Foi usada a máquina síncrona trifásica com 4 polos salientes, potência nominal 2 kVA, tensão nominal de linha 220 V e tensão nominal de campo 180 V, ilustrada na Figura 22 (MONARO et al., 2012). A Tabela 5 mostra os parâmetros elétricos dessa máquina.

Tabela 5 – Parâmetros elétricos da máquina síncrona da plataforma experimental.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$S_b$	2 kVA	$X_d$	1,463 p.u.	$K_c$	1,014
$E_b$	230 V	$X_q$	0,778 p.u.	$\tau_s$	0,00778 s
$I_{fb}$	209,1 mA	$X_0$	0,166 p.u.	$\tau_{d0}$	0,1669 s
$R_s$	0,056 p.u.	$X_2$	0,166 p.u.	$\tau'_d$	0,0186 s
$R_0$	0,106 p.u.	$X'_d$	0,163 p.u.	$\tau''_d$	0,0058 s
$R_2$	0,106 p.u.	$X''_d$	0,108 p.u.		
$R_f$	9,16 p.u.	$X''_q$	0,092 p.u.		

Fonte: elaborado pelo autor.

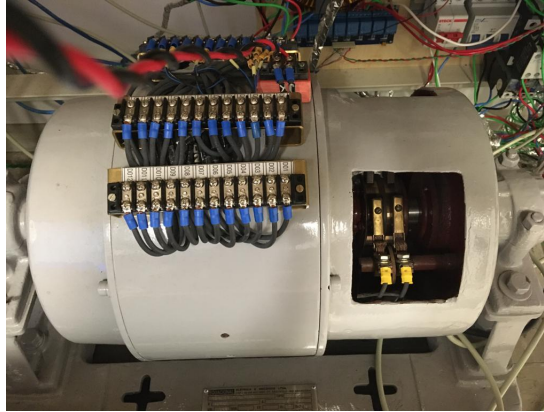


Figura 22 – Máquina síncrona com enrolamento de campo usada para estudo de faltas.

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 23 ilustra a localização e o percentual de espiras acessado por cada uma das 24 derivações (D01 a D24) distribuídas entre os enrolamentos das três fases, as quais possibilitam aplicar faltas: entre espiras de um mesmo ramo da fase  $a$ , entre espiras dos dois ramos da fase  $a$ , e entre espiras de fases distintas. O acesso às derivações dos enrolamentos é feito pela externa da máquina, como ilustra a Figura 22.

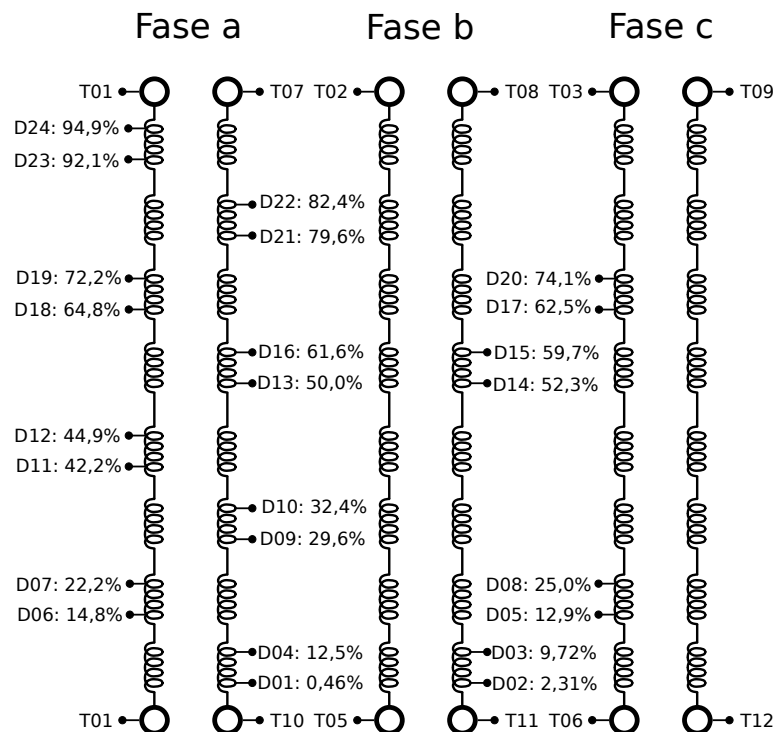


Figura 23 – Derivações disponíveis no enrolamento de estator para simulação de faltas internas no GSEE.

Fonte: elaborado pelo autor.

#### 4.1.1.1 Esquema usado para aplicar as faltas nos enrolamentos

As faltas foram feitas conforme o diagrama ilustrado na Figura 24, usando as derivações ilustradas na Figura 23. Estas foram conectadas a uma chave contatora com bobina alimentada por tensão CC com tempo de fechamento igual a 50 ms e abertura igual a 15 ms, responsável por controlar o momento de ocorrência da falta. Em série com o circuito de falta, foi ligado um banco de resistências, constituído por oito resistências de  $22\Omega$ , que possibilitam resistências de falta entre  $22/8\Omega$  e  $8 \times 22\Omega$ , e um sensor de corrente para medir a corrente de falta.

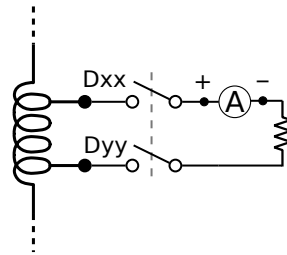


Figura 24 – Esquema usado para simular as faltas no enrolamento.

Fonte: elaborado pelo autor.

#### 4.1.2 Máquina motriz

A fonte motriz para o gerador síncrono foi feita por um motor de indução trifásico com rotor do tipo “gaiola-de-esquilo”, tensão nominal de 220 V e potência nominal de 2 kVA. Este motor está ilustrado na Figura 25a, juntamente com o acoplamento mecânico, feito por polias e correia. O motor é controlado pelo inversor ilustrado na Figura 25b, o qual recebe o valor de referência para controle de torque.

#### 4.1.3 Conversores

Dois inversores bidirecionais de quatro braços foram usados: um de dois níveis ligado à rede e um de três níveis ligado à máquina. A Figura 26 ilustra esses dois conversores e as placas de condicionamento de sinais usadas para medir tensões e correntes de ambos.

##### 4.1.3.1 Conversor conectado à rede

O conversor de dois níveis usado está ilustrado na Figura 27a. Este conversor tem as seguintes características, que podem ser confirmadas na Figura 27b:

- Potência nominal: 4500 VA;
- Tensão máxima CC: 600 V;

(a) Máquina trifásica e acoplamento mecânico.



(b) Inversor usado para controlar a máquina motriz.



Figura 25 – Máquina de indução trifásica e inversor empregados como força motriz do gerador.

Fonte: elaborado pelo autor.

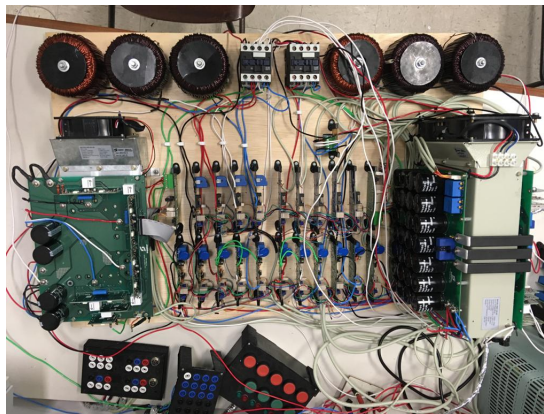


Figura 26 – Conversores e sensores utilizados. Conversor TLNPC à esquerda, dois níveis à esquerda, placas de sensores ao centro, filtros L e chaves contadoras embaixo.

Fonte: elaborado pelo autor.

□ Frequência de chaveamento: 10 kHz;

□ IGBTs: IRG4PF50WD;

A Figura 28 ilustra a ligação do conversor de dois níveis à rede. Os capacitores do barramento CC são previamente carregados por uma ponte retificadora e três braços do conversor são conectados às fases da rede por meio de uma chave contadora e um filtro indutivo  $L$ . Os pontos de medição das correntes e tensões destacados são usados para controle e proteção.

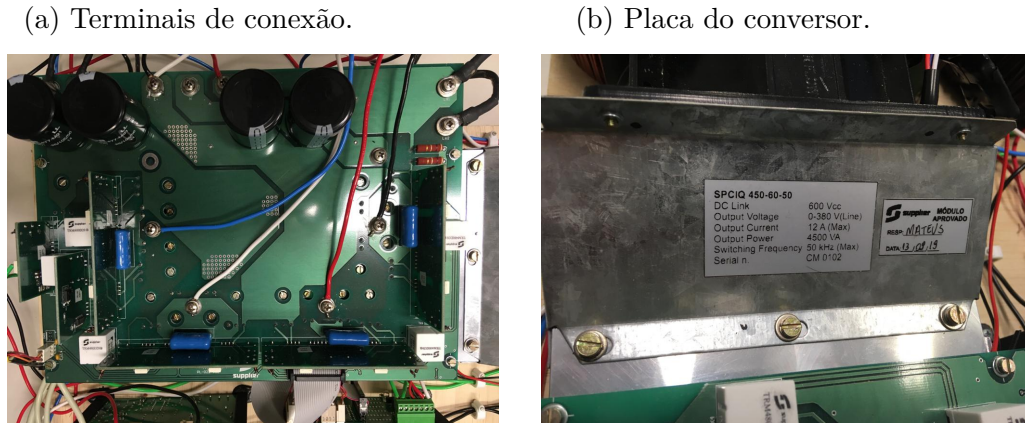


Figura 27 – Conversor de dois níveis usado.

Fonte: elaborado pelo autor.

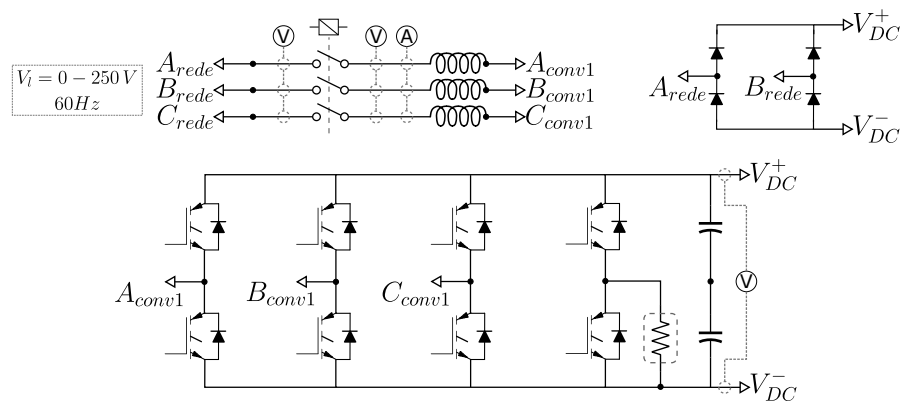


Figura 28 – Conversor de dois níveis usado para conexão à rede.

Fonte: elaborado pelo autor.

Quando não é possível manter o fluxo de potência entre o conversor e a rede, seja por ausência de carga ou por desconexão do conversor, a tensão no barramento CC pode atingir valores elevados, uma vez que a máquina continua conectada ao seu respectivo conversor. Máquina e conversor não podem ser desconectados, e a corrente de referência do controle não pode ser zerada para evitar o fluxo de potência, pois isso causaria a aceleração do conjunto gerador/motriz, levando-o a velocidades que podem destruir o sistema mecânico.

Para evitar a sobretensão e possível aceleração do conjunto mecânico, é usado um resistor de frenagem. Esse resistor é ligado ao barramento CC do conversor por meio de uma chave quando a tensão ultrapassa um valor de referência e desligado quando a tensão volta para o valor nominal. Para que a atuação seja rápida, e caso seja desejado controlar a potência dissipada no resistor, podem ser usadas chaves eletrônicas.

Se o conversor tiver braços disponíveis, o resistor de frenagem pode ser ligado a um deles. A Figura 28 ilustra a ligação do resistor no quarto braço do conversor conectado à rede. O resistor pode ser conectado entre o quarto braço do conversor e o terminal

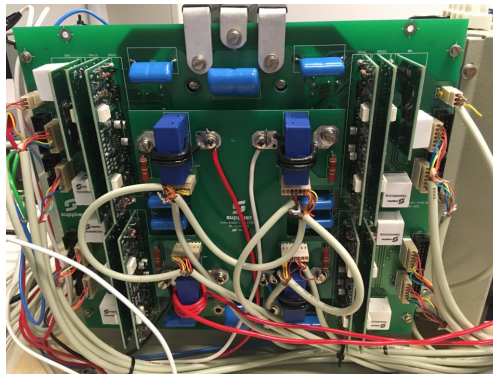
positivo ou negativo do barramento CC.

#### 4.1.3.2 Conversor conectado ao gerador

O conversor TLNPC usado está ilustrado na Figura 29a, este tem as seguintes características, que podem ser confirmadas na Figura 29b:

- ❑ Potência nominal: 10 kVA;
- ❑ Tensão máxima CC: 600 V;
- ❑ Frequência de chaveamento: 10 kHz;
- ❑ IGBTs: IRG4PF50WD;

(a) Terminais de conexão.



(b) Placa do conversor.



Figura 29 – Conversor TLNPC usado.

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 30 ilustra a ligação do conversor de três níveis à máquina síncrona. Os pontos de medição das correntes e tensões destacados são usados para controle e proteção.

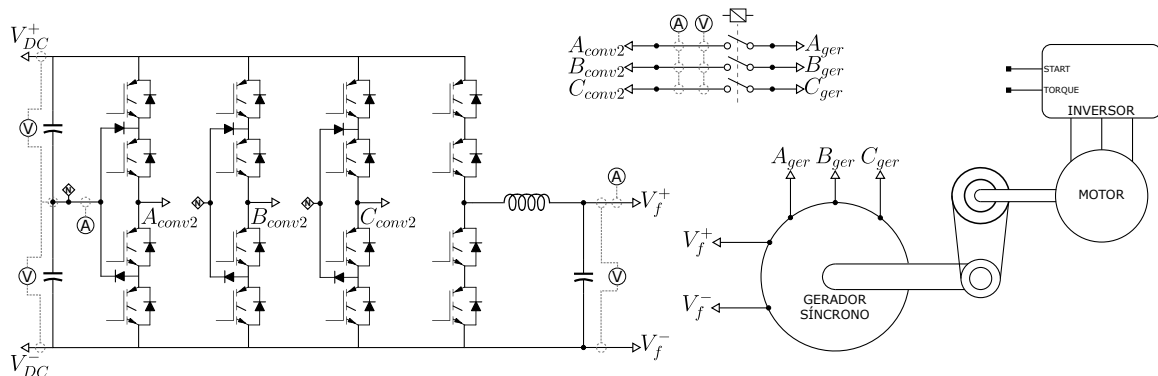


Figura 30 – Conversor de três níveis conectado à máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.



O quarto braço foi utilizado para alimentar o enrolamento de campo da máquina, e os demais ligados à cada fase do estator. Como a tensão suportável pelo campo da máquina é menor que tensão do barramento CC, foi implementado um conversor CC/CC tipo *buck* usando as chaves do quarto braço.

A partir da Figura 30, nota-se que algumas alterações na topologia do braço do conversor foram necessárias para implementação do *buck*. Os diodos do quarto braço foram retirados, e foram adicionados o indutor  $L$  e capacitor  $C$ ; os diodos dos IGBTs inferiores do braço fazem o papel do diodo do *buck*, ilustrado na Figura 64.

Os diodos devem ser retirados pelos seguintes motivos: a chave  $s_{22d}$  não pode entrar em condução, o que implica que  $s_{21d}$  sempre estará conduzindo, com isso a tensão entre o ponto neutro “N” do conversor e  $v_{CC}^-$  é aplicada diretamente à saída pelo diodo superior (não há controle da tensão); o diodo inferior é diretamente polarizado pela tensão  $v_{CC-N}^+$  e inversamente polarizado pela tensão  $v_{CC-N}^-$ , com isso apenas os capacitores superiores do conversor serão descarregados, o que provoca o desbalanço de tensão do barramento CC ( $|v_{CC-N}^+| \neq |v_{CC-N}^-|$ ).

O método para especificação dos componentes do *buck* é descrito em (BRAMBLE, 2014; HAUKE, 2015). Os valores de  $L$  e  $C$  foram calculados de (70), onde:  $V_{in}$  é a tensão de entrada, no caso  $V_{CC}$ ;  $V_{out}$  é a tensão de saída, no caso  $V_f$ ;  $\Delta I_L$  é a máxima oscilação da corrente pelo indutor, entre 20 e 40% de  $I_f$  nominal;  $\Delta V_{out}$  é a máxima oscilação da tensão de saída, geralmente se considera 10% de  $V_{out}$ .

$$L = \frac{V_{out}(1-(V_{out}/V_{in}))}{f_{PWM}\Delta I_L}; \quad C = \frac{1-(V_{out}/V_{in})}{8Lf_{PWM}^2\Delta V_{out}/V_{out}}. \quad (70)$$

#### 4.1.4 Controlador

Os algoritmos de controle dos conversores e máquina são embarcados em um *hardware*, ilustrado na Figura 31, com as seguintes características técnicas (DSPACE, 2020):

❑ Processadores:

- Operação em tempo real: NXP (Freescale) QorIQ P5020, dual-core, 2 GHz, 32 kB L1 data cache por core, 32 kB L1 instruction cache por core, 512 kB L2 cache por core, 2 MB L3 cache total;
- Comunicação com PC: NXP (Freescale) QorIQ P1011, 800 MHz;

❑ FPGA:

- Xilinx® Kintex -7 XC7K325T FPGA

❑ Memória:

- 1 GB DRAM;
- 128 MB flash;



- ❑ Entradas analógicas:
  - Resolução: Canais 14-bit (10 MSps), e canais 16-bit (1 MSps);
  - Escala: -10 a +10 V;
- ❑ Saídas analógicas:
  - Resolução: 16-bit (1 MSps);
  - Escala: -10 a +10 V (-8 a +8 mA);
- ❑ Saídas e entradas digitais;
  - Tensão: 2,5/3,3/5 V;
  - Resolução: 10 ns;

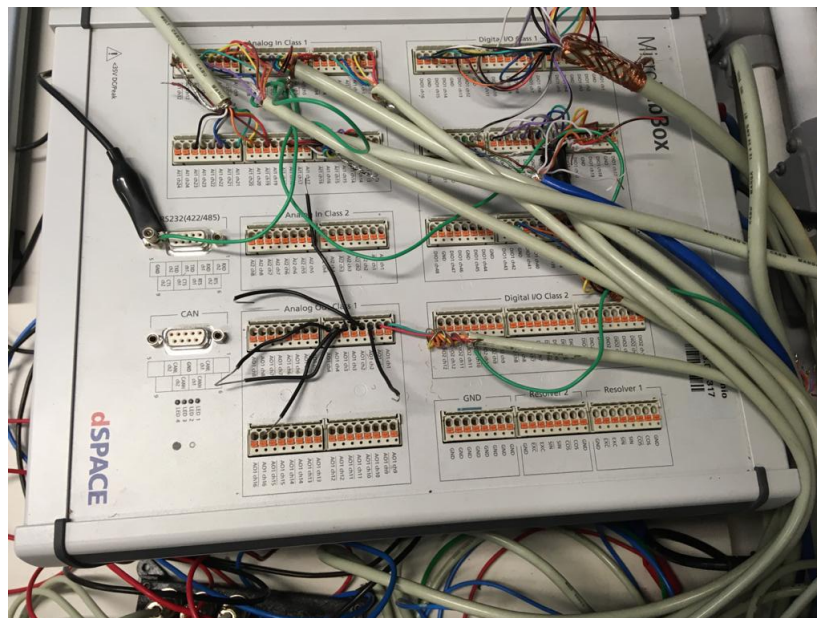


Figura 31 – Controlador usado.

Fonte: elaborado pelo autor.

#### 4.1.5 Sensoreamento e condicionamento de sinais

Os sinais de tensão e corrente devem ser medidos por um sensor e condicionados para o nível suportado pelas entradas analógicas do controlador (-10 a +10 V). A Figura 32 ilustra, de forma simplificada, os blocos constituintes da etapa de sensoreamento e condicionamento dos sinais elétricos medidos para fins de controle e proteção.

Os sensores de tensão e corrente são ligados aos pontos de medição indicados na Figura 21, e os sinais de saída dos sensores são convertidos para sinal de tensão na escala -10 a +10 V, para isso é necessário alterar a amplitude e valor médio dos sinais dos

sensores. Posteriormente o sinal é filtrado para evitar sobreposição espectral (*Aliasing*) e filtrar a frequência de chaveamento; para isso, foi usado um filtro passa-baixa com frequência de corte igual a 2 kHz. Finalmente, o sinal passa por um *buffer* (amplificador com ganho unitário) e segue para as entradas analógicas do controlador.

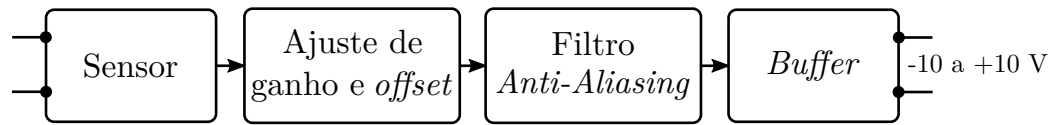


Figura 32 – Diagrama simplificado do circuito de sensoreamento e condicionamento de sinais.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os sinais analógicos em escala  $-10$  a  $+10$  V são amostrados pelo conversor AD a cada  $250\mu$  s, ou seja, com uma frequência de amostragem igual a 4 kHz. A cada instante de amostragem são medidas 50 amostras com um intervalo de  $1\mu$  s entre elas, que são armazenadas em um *buffer*. Posteriormente, a média dessas amostras é calculada com a finalidade de reduzir ruídos da etapa de sensoreamento e multiplicada por um ganho para converter da escala  $-10$  a  $+10$  V para o real valor de tensão ou corrente. O resultado desse processo é uma amostra, a qual é usada em um instante pelo sistema de controle e proteção.

O diagrama esquemático do circuito de condicionamento dos sinais dos sensores de tensão e corrente é ilustrado na Figura 78, localizada no Apêndice C. As placas construídas e instaladas estão ilustradas na Figura 33.

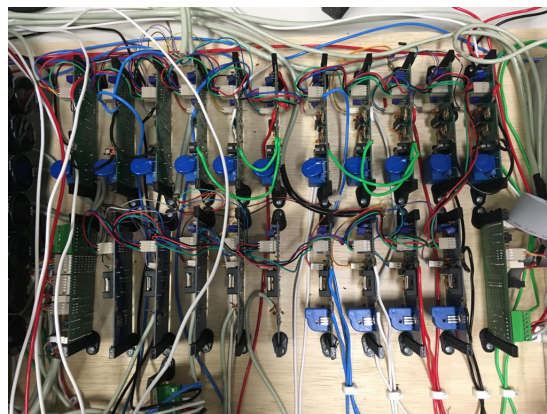


Figura 33 – Placas de sensores.

Fonte: elaborado pelo autor.

A posição  $\theta$  do rotor do gerador foi medida por um encoder absoluto com resolução de 10 bits (1024 valores). Com isso, a precisão do encoder é igual a  $2\pi/1024$ .

## 4.2 Controle dos conversores

O controle dos conversores foi feito conforme a teoria descrita no terceiro capítulo. A seguir serão apresentados os parâmetros de ajuste do sistema de controle usado nos conversores da plataforma e os resultados obtidos experimentalmente das respostas dos controladores. O ajuste (*tuning*) dos ganhos dos PIs foi feito por meio do método simétrico ótimo, descrito no Apêndice A.

### 4.2.1 Controle do conversor conectado à rede

Os parâmetros dos controladores PI estão destacados na Tabela 6. Lembrando que:  $K_i = K_p/T_i$ .

Tabela 6 – Parâmetros dos controladores PI do conversor conectado à rede.

	$K_p$	$K_i$
$PI_{V_{cc}}$	-0,3797	-15,1446
$PI_{I_{drede}}$	47,143	9621
$PI_{I_{qrede}}$	47,143	9621

Fonte: elaborado pelo autor.

Para demonstrar a resposta dos controladores PI, o conversor foi conectado à rede e dois testes foram feitos: o resistor de frenagem foi acionado com dois ciclos de trabalhos distintos, e o valor de referência da corrente  $i_q$  foi variado. Os resultados obtidos estão apresentados nas Figuras 34 e 35.

A Figura 34 ilustra a resposta do controle da rede quando são aplicados degraus de potência através do acionamento do resistor do de frenagem. O controle atua para regular a tensão do barramento CC, demandando potência ativa da rede através da mudança da corrente  $i_d$ . A tensão do barramento altera apenas durante o tempo que o controle demora para responder ao degrau.

A Figura 35 ilustra a resposta do controle de corrente  $i_q$ . Foram definidos dois degraus na referência de  $i_q$ , resultando num fluxo de potência reativa para a rede. Nota-se que o valor da tensão do barramento CC não é alterada, pois está relacionada ao fluxo de potência ativa.

### 4.2.2 Controle do conversor conectado ao gerador

Os parâmetros dos controladores PI estão destacados na Tabela 7. Lembrando que:  $K_i = K_p/T_i$ .

A Figura 36 ilustra os controles de velocidade e corrente do gerador operando para degraus de torque na fonte motriz: quando o torque mecânico é variado, para regular a

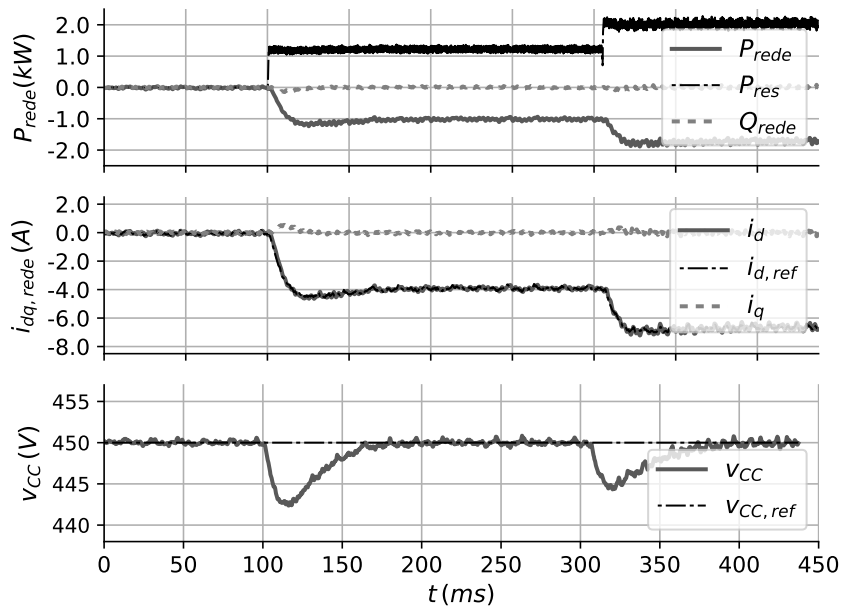


Figura 34 – Atuação do controle do conversor da rede sob variação de potência ativa provocada pela atuação do resistor de frenagem.

Fonte: elaborado pelo autor.

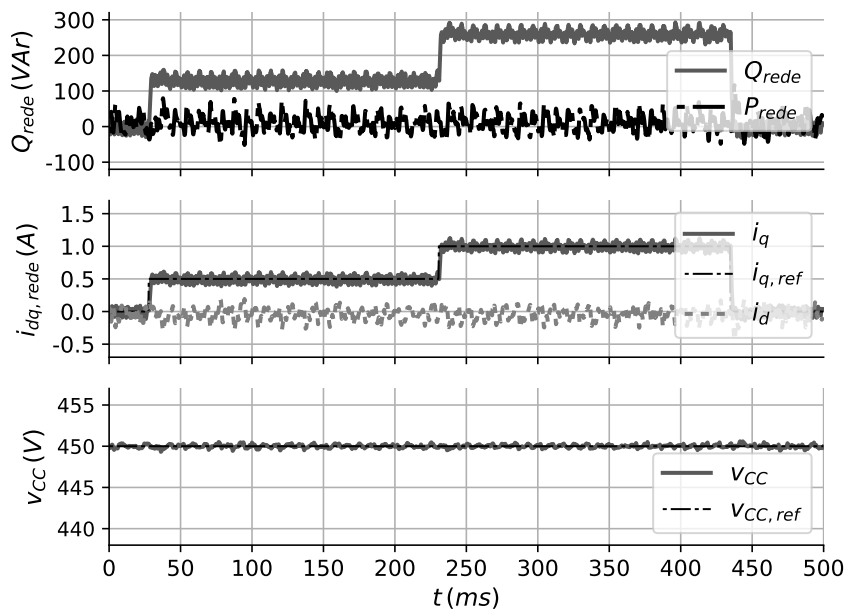


Figura 35 – Atuação do controle do conversor da rede sob variação de potência reativa provocada pela variação da referência de  $i_q$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

velocidade em 377 rad/s, a corrente  $i_q$  do gerador é alterada. No caso, foram definidos degraus positivos de torque e, para cada degrau, nota-se que a corrente  $i_q$  entre gerador e conversor aumenta, conseqüentemente, o fluxo de potência ativa para a rede também aumenta.

Tabela 7 – Parâmetros dos controladores PI do conversor conectado à máquina.

	$K_p$	$K_i$
$PI_{vel}$	-0,095	-0,12
$PI_{campo}$	0,0381	90,9022
$PI_{Idmaq}$	10	4800
$PI_{Iqmaq}$	8	3800

Fonte: elaborado pelo autor.

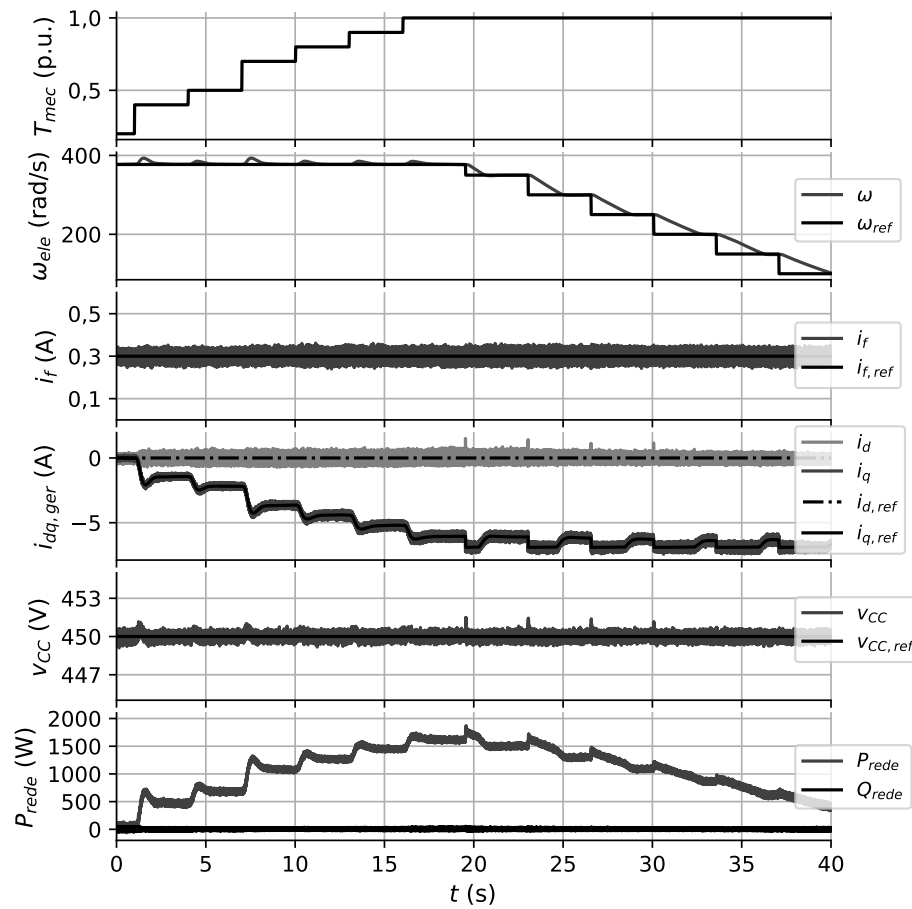


Figura 36 – Resposta do controle de velocidade feito pelo gerador, usando a matriz como perturbação.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 4.3 Análise de faltas elétricas entre espiras do gerador a partir de dados experimentais

Os cenários de faltas internas mais prováveis de ocorrer na máquina síncrona descrita no capítulo anterior são os curto-circuitos entre espiras contidas em uma mesma ranhura do estator. Para uma análise preliminar, com o objetivo de se avaliar como cada falta altera os sinais elétricos medidos, foram escolhidos três cenários: EE, ER e EF, todos sem

envolvimento com terra, listados na Tabela 8.

A Tabela 8 indica, para cada cenário, quais as derivações usadas no esquema da Figura 24, e qual o valor da resistência de falta em cada. A resistência de falta de cada cenário foi escolhida de forma que as correntes de falta dos cenários tivessem valores próximos ao da corrente  $i_q$  sem a presença da falta (6 A). Isso foi feito como forma de investigar o efeito de faltas de baixa magnitude que, apesar de não impedirem o funcionamento do gerador, podem evoluir para condições severas.

Tabela 8 – Casos de faltas internas.

Caso	Tipo	Fase(s)	Dxx	Dyy	$R_{falta}$ ( $\Omega$ )	$I_{falta}^{pico}$ (A)
1	ER	A	D23	D10	11,32	8
2	EF	AB	D09	D02	11,32	5
3	EE	C	D17	D20	2,83	7

Fonte: elaborado pelo autor.

Os casos apresentados nesta seção foram obtidos com o gerador operando com velocidade regulada em  $\omega = 377$  rad/s. Apesar de o objeto de estudo ser geradores de velocidade variável, a escolha da velocidade fixa para os resultados preliminares facilita a análise por meio da TF; posteriormente será apresentado um meio de isolar as componentes identificadas pela análise de Fourier sob velocidade variável. Além do mais, a constante de tempo mecânica é muito maior que a elétrica, e com isso a velocidade do gerador mudará após alguns ciclos de falta. De qualquer forma, posteriormente serão avaliados outros pontos de operação: mudando a velocidade e o torque mecânico da máquina motriz.

As correntes de linha do gerador ( $i_{abc}$ ), a corrente de campo deste ( $i_f$ ) e a corrente de neutro do conversor TLNPC ( $i_{np}$ ) foram decompostas usando a TRF. Foram comparados os conteúdos harmônicos dessas correntes nas condições de falta da Tabela 8 e quando a máquina está sã. A Figura 37 ilustra o espectro de magnitude obtido pela decomposição das correntes  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  para três casos de falta. Esses resultados foram obtidos usando a TRF realizada com a duração do ciclo ajustada de acordo com a velocidade da máquina para evitar vazamentos espectrais.

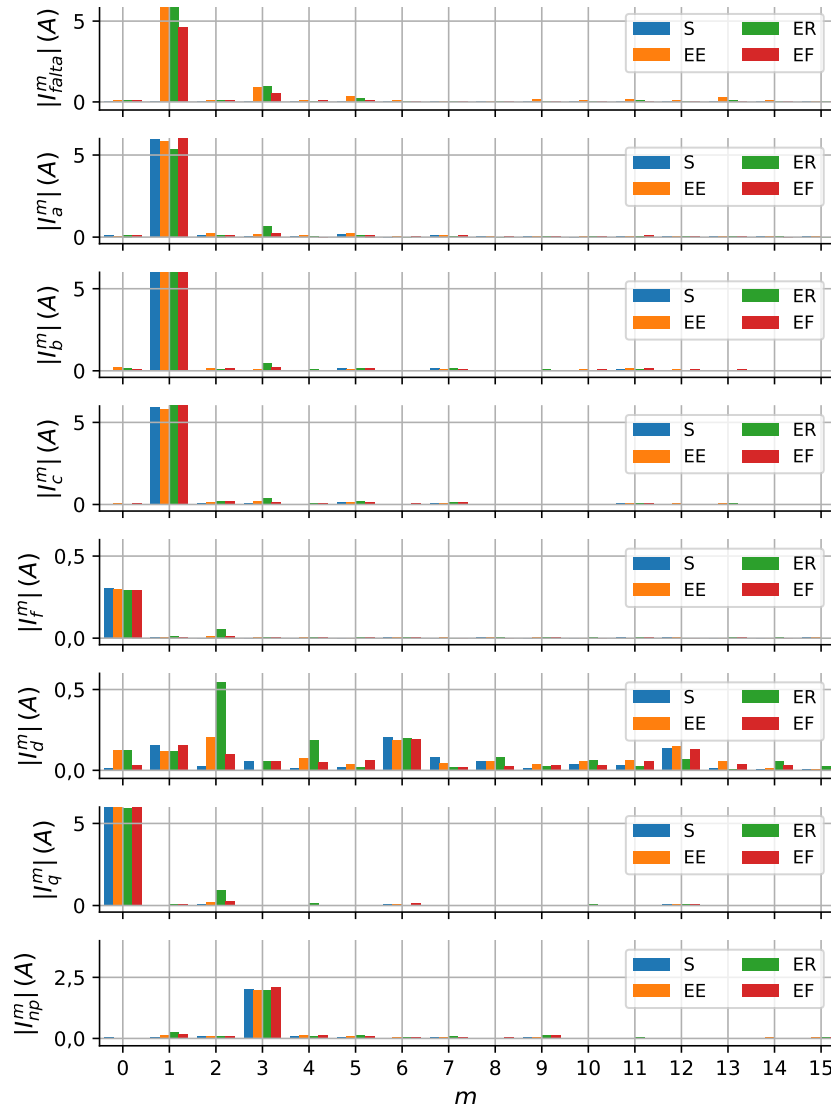


Figura 37 – Espectro de magnitude para as correntes  $i_{fault}$ ,  $i_{abc}$ ,  $i_{dq}$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$  sob condições saudáveis e faltosas. Frequência fundamental ( $m = 1$ ): 60 Hz.

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 37 mostra os mesmos componentes observados na Figura 20; no entanto, a amplitude dos componentes harmônicos é diferente por causa da precisão do modelo de simulação e das diferenças entre os cenários de falta simulados e experimentais. No entanto, comparando os resultados apresentados em ambas as figuras, nota-se que, para os três tipos de falta, a componente  $m = 3$  é a harmônica relacionada à falta mais relevante nas correntes  $i_{fault}$  e  $i_{abc}$ ,  $m = 2$  é o mais relevante nas correntes  $i_f$  e  $i_{dq}$ ,  $m = 1$  na corrente  $i_{np}$ , e a falta causa desequilíbrio em  $i_{abc}$ .

A seguir, o primeiro caso da Tabela 8 será investigado com maior detalhamento, usando a TRF para analisar as mudanças espectrais e a Transformada Discreta de Fourier (TDF) para avaliar a magnitude de cada componente harmônica em função do tempo. Ambas transformadas foram realizadas com uma janela de um ciclo.

### 4.3.1 Análise detalhada dos efeitos da falta

Para o primeiro caso, foi usado o esquema da Figura 24, usando as derivações D23 e D10. Essa falta envolve espiras dos dois ramos da fase “a” e, para que a corrente de falta ficasse na faixa estabelecida, foi usada uma resistência de falta igual a  $11,32\ \Omega$ .

A Figura 38 ilustra as correntes e a velocidade da máquina quando a falta ocorre. Antes da ocorrência da falta, o gerador está operando com velocidade  $\omega = 377\ \text{rad/s}$ , mantida com a máquina motriz operando com torque  $T_{motriz} = 1\ \text{p.u.}$  e o gerador com corrente  $i_q = 6\ \text{A}$ , de forma que o balanço eletromecânico é mantido.

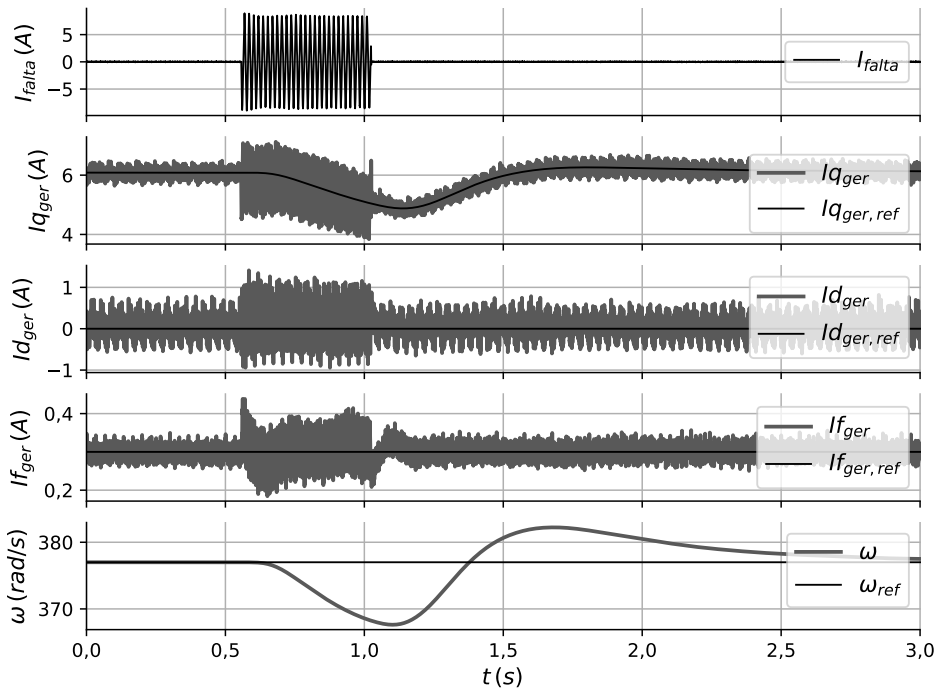


Figura 38 – Influência da falta nas correntes da máquina, para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

Para os valores de resistência de falta ( $R_{falta}$ ) da Tabela 8, a falta nos enrolamentos pode ser considerada uma carga resistiva conectada diretamente a uma porção dos enrolamentos da fase “a”; ao ligar essa “carga”, o torque eletromagnético fica momentaneamente maior que o mecânico, então a máquina desacelera. A medida que a velocidade se afasta da referência, o controle de velocidade atua e muda a referência do controle de corrente do gerador de forma a reduzir a corrente  $i_q$  e estabelecer novamente o equilíbrio entre torques. Antes da velocidade retornar para  $377\ \text{rad/s}$ , a “carga” é desconectada, então o conjunto tende acelerar e novamente os controles de velocidade e corrente atuam.

Nota-se que, durante o intervalo de tempo em que a resistência de falta está conectada, a oscilação da corrente  $i_q$  em torno do valor de referência aumenta em torno de 3 vezes, e tem conteúdo espectral distinto do ruído presente antes da falta. Essa alteração no espectro, como será mostrado no decorrer dessa seção, tem relação com a corrente de



falta. O mesmo comportamento é verificado na corrente de campo  $i_f$  do gerador devido ao acoplamento eletromagnético entre os enrolamentos. A corrente  $i_d$  também apresenta oscilação, como as verificadas nas corrente  $i_f$  e  $i_q$ .

A Figura 39 ilustra as ações dos controles de correntes  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_f$ , ou seja: as tensões  $v_d$ ,  $v_q$  e  $v_f$  aplicadas pelo conversor. Durante a ocorrência da falta o controle age para reduzir a corrente  $i_q$ , consequentemente  $v_q$  diminui cerca de 30 V e, devido ao termo cruzado entre os controles de  $i_q$  e  $i_d$ ,  $v_d$  aumenta na mesma proporção. Nota-se que a tensão de campo  $v_f$  é perturbada, mas tende a voltar para o mesmo valor de antes da falta.

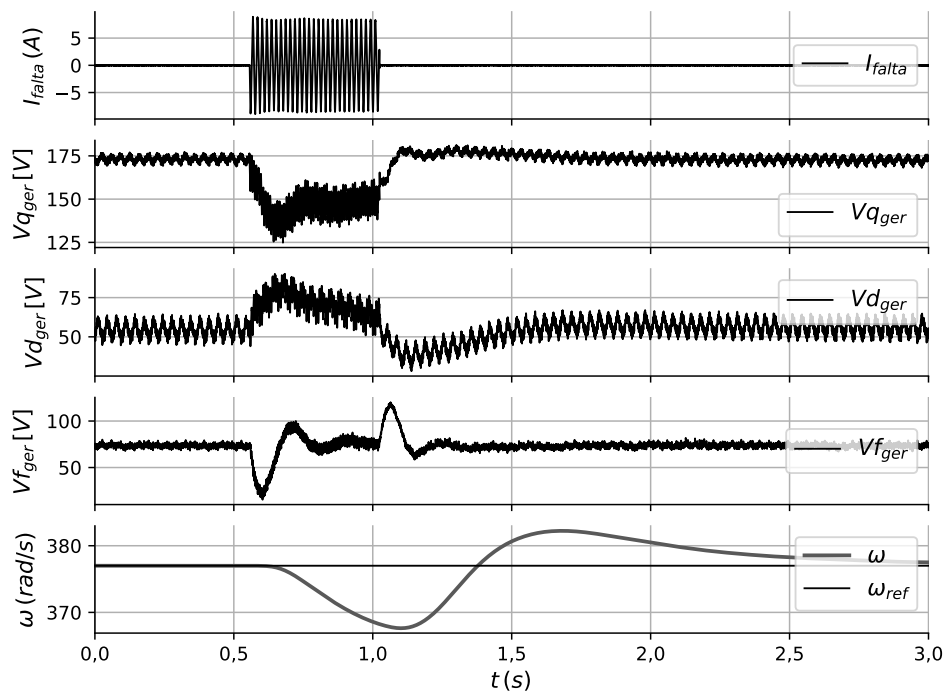


Figura 39 – Influência da falta nas tensões do conversor, para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

Nas próximas seções será dada uma ênfase maior ao período em que falta ocorre, e o que muda nas correntes medidas da máquina e do conversor.

#### 4.3.1.1 Análise das componentes harmônicas das correntes

Ao analisar a corrente de falta, ilustrada na Figura 40, nota-se que há componentes harmônicas. Esse comportamento também é verificado nas correntes de falta apresentadas por Monaro et al. (2012), visto que é uma característica das faltas internas da máquina e não devido à presença do conversor TLNPC e seu controle.

Uma análise detalhada sobre conteúdo harmônico em máquinas sob faltas internas é apresentada por Neti (2007) e Dehkordi (2010), onde os autores usam a MWFA para mostrar que a parcela do enrolamento sob falta está concentrada em uma porção do estator, o que faz com que o conteúdo harmônico da corrente nas espiras sob falta tenha

característica similar à de máquinas com enrolamento concentrado. Em trabalhos como o de Farshadnia (2018), pode ser encontrada uma análise avançada sobre as características de máquinas síncronas com enrolamentos concentrados.

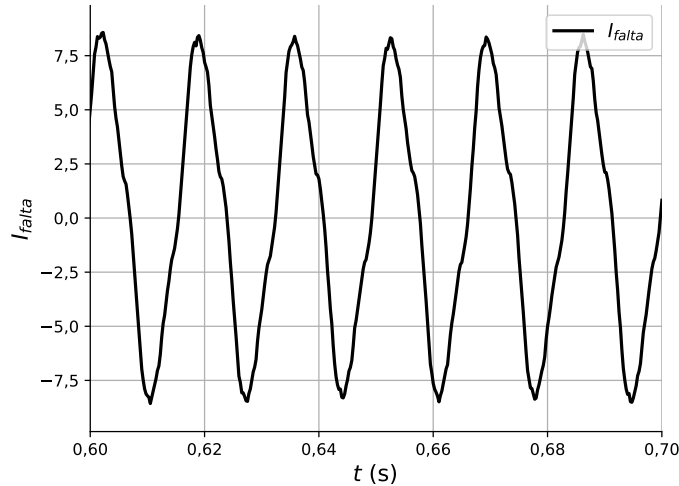


Figura 40 – Corrente de falta, para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

A fim de identificar quais componentes estão presentes, foi feita a decomposição de um ciclo da corrente de falta usando a TRF. Como a velocidade do gerador varia durante a falta foi escolhido um ciclo da corrente antes dessa variação para evitar vazamento espectral. O espectro de magnitude da corrente de falta é apresentado no primeiro gráfico da Figura 41 e nota-se que a corrente de falta tem duas harmônicas relevantes: a terceira e a quinta.

No Apêndice B é apresentada a distribuição dos enrolamentos durante as faltas nos enrolamentos da máquina. Quando há uma falta, pode-se considerar que as espiras envolvidas formam um enrolamento, o qual é percorrido pela corrente de falta; a fim de simplificar a descrição, este será chamado de “*enrolamento da falta*”. Como o enrolamento de falta está acoplado ao restante da máquina, as componentes harmônicas da corrente de falta aparecem nos demais enrolamentos da máquina, e consequentemente nas correntes de linha:  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

A Figura 41 ilustra, além do espectro magnitude da corrente de falta, os espectros das correntes  $i_{abc}$  durante e antes da ocorrência de falta. Nota-se que, além de alterações nas componentes fundamentais de cada corrente, durante a falta surgem componentes de frequência tripla nas três correntes, sendo que a da fase  $a$  tem maior magnitude. Isso pode ser devido ao fato da falta ter sido nas espiras da fase  $a$ , uma vez que o acoplamento entre o enrolamento de falta é maior com o restante do enrolamento da fase  $a$  do que com os das outras duas fases.

A Figura 42 ilustra os espectros das correntes  $i_q$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$ . As terceiras harmônicas das correntes de linha, aparecem como segunda harmônica em  $i_q$  uma vez que o referen-

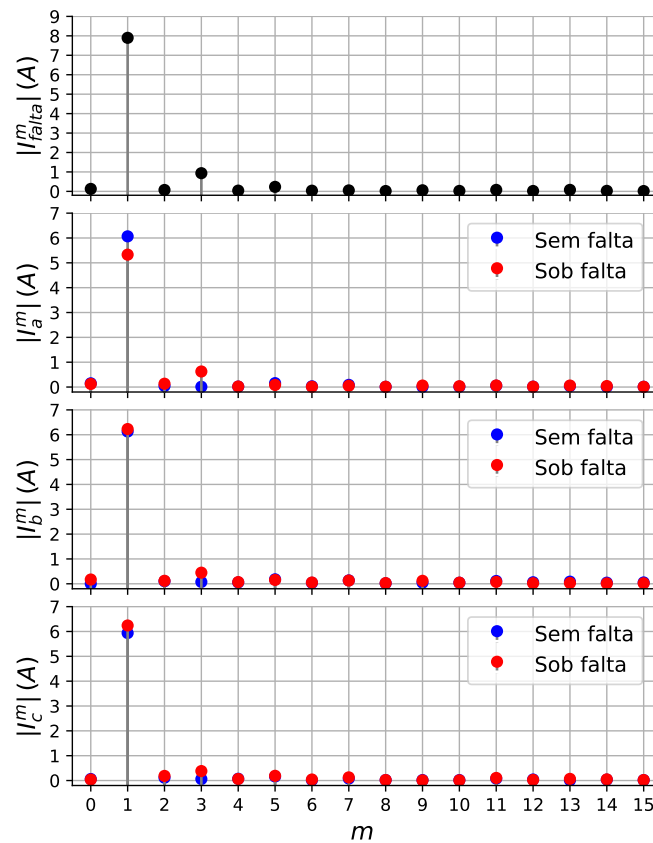


Figura 41 – Componentes harmônicas contidas nas correntes  $i_{falta}$  e  $i_{abc}$ , para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

cial usado para a Transformada de Park tem frequência igual à fundamental. Como o enrolamento de campo do gerador também está acoplado magneticamente ao de falta, as terceiras harmônicas das correntes  $i_{abc}$  também aparecem na corrente  $i_f$  mas, como o enrolamento se move com frequência igual à fundamental, serão vistas como segunda harmônica em  $i_f$ .

No terceiro capítulo foi apresentado o modelo matemático desse conversor e dada a relação da sua corrente de neutro com as correntes nos seus terminais CA. A corrente  $i_{np}$  normalmente tem a terceira harmônica como frequência predominante e proporcional à corrente  $i_q$ , sem a presença da frequência fundamental e demais componentes. A componente fundamental, por outro lado, aparece na corrente  $i_{np}$  quando ocorre a falta uma vez que ocorre desequilíbrio entre as componentes fundamentais das correntes das fases do gerador. A Figura 42 mostra a diferença do espectro da corrente de neutro do conversor TLNPC antes e durante os primeiros instantes da falta.

Os espectros apresentados acima foram definidos usando um ciclo durante a falta, e um antes da ocorrência da falta. A fim de o comportamento da amplitude das componentes citadas em função do tempo, foi usada a TDF.

Os dois primeiros gráficos da Figura 43 ilustram, respectivamente, a amplitude da

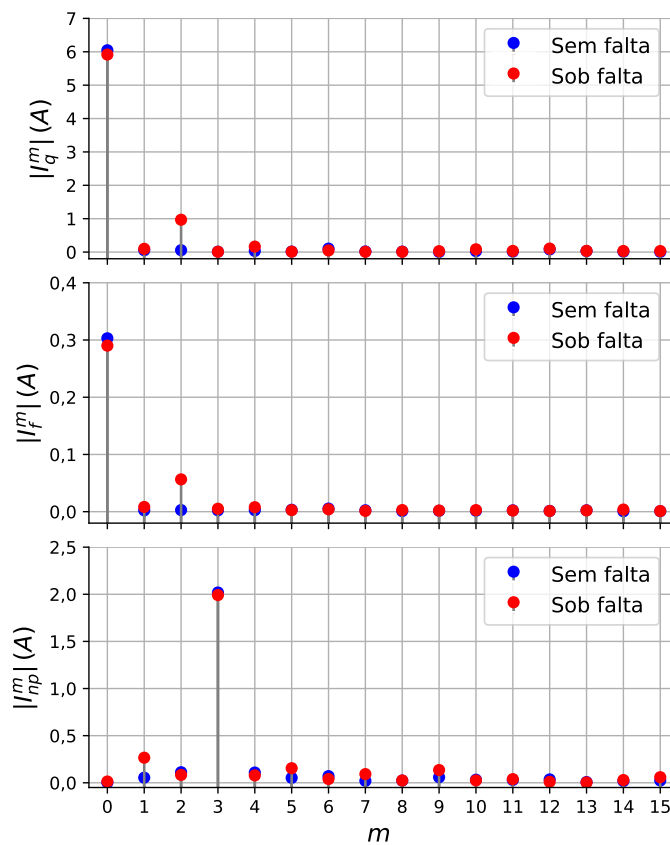


Figura 42 – Componentes harmônicas contidas nas correntes  $i_q$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$ , para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

componente fundamental das correntes de falta e  $i_{abc}$  antes, durante e depois da ocorrência da falta. Nota-se que existe um “desequilíbrio natural” entre as correntes quando não há falta, uma vez que existem pequenas diferenças no circuito de cada fase (diferentes resistências e indutâncias de cabos e enrolamentos) e no sensoreamento e condicionamento dos sinais.

Durante a ocorrência da falta, como foi discutido na seção anterior, os controles agem e a corrente do gerador diminui, mas nota-se que a redução é maior para a fase  $a$ , que é a fase envolvida na falta, isso ocorre porque o acoplamento entre o enrolamento de falta e o restante da fase  $a$  é maior do que para as outras fases. A corrente da fase  $a$  diminui uma vez que a componente fundamental da corrente falta produz uma força magneto motriz oposta ao do restante da fase  $a$ . Por outro lado, a corrente da fase  $c$  aumenta durante a falta.

A Figura 43 também ilustra as componentes de terceira harmônica nas correntes de falta e  $i_{abc}$ . A terceira harmônica aparece em todas as fases, mas é mais relevante na fase  $a$ , uma vez que a componente fundamental dessa fase também é a menor durante a falta. Devido à esse comportamento, o aumento na Distorção Harmônica Individual (DHI) da terceira harmônica na fase  $a$  pode ser um sinalizador de falta interna. Para a fase  $c$ , a

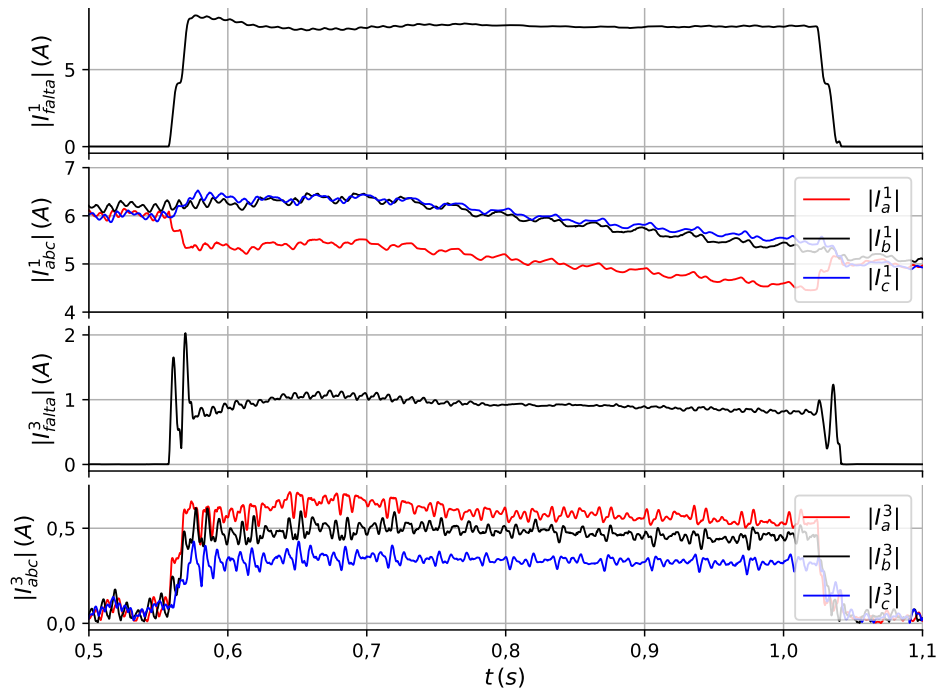


Figura 43 – Módulos das componentes fundamentais e terceiras harmônicas de  $i_{falta}$  e  $i_{abc}$ , para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

componente fundamental aumentou e a terceira harmônica apresentou menor intensidade que na fase  $a$ , com isso o DHI da terceira harmônica da fase  $a$  é menor. O mesmo acontece com a fase  $b$  em que a componente fundamental é maior que a da fase  $a$ , mas a terceira harmônica é menor.

Os módulos nas segundas harmônicas das correntes  $i_q$  e  $i_f$ , e da componente fundamental de  $i_{np}$  estão ilustradas na Figura 44. O valor fundamental da corrente de falta foi plotado juntamente para mostrar os instantes de falta. Estes gráficos apenas comprovam a análise apresentada na Figura 42.

Os resultados obtidos pela análise de Fourier dos casos da Tabela 8 mostram que, quando ocorrem faltas internas dos tipos EE, ER e EF, sem contato com terra, surgem componentes harmônicas nas correntes do gerador e do conversor. Nas correntes  $i_{abc}$  do gerador foram encontradas as terceiras harmônicas ( $i_{abc}^3$ ), e também desequilíbrio entre amplitude das componentes fundamentais das fases  $abc$ . As terceiras harmônicas presentes em  $i_{abc}$  refletem em componentes de segunda harmônica nas correntes  $i_f$  e  $i_q$ :  $i_f^2$  e  $i_q^2$ . Na corrente medida no neutro do conversor TLNPC, que normalmente é composta apenas pela terceira harmônica, surge a primeira harmônica.

Devido ao gerador operar sob velocidade variável, a frequência das componentes de interesse mudam com a velocidade do rotor, o que elimina a possibilidade de uso de filtros “passa-faixa” com configuração fixa. Adicionalmente, o uso da TF exige reamostragem

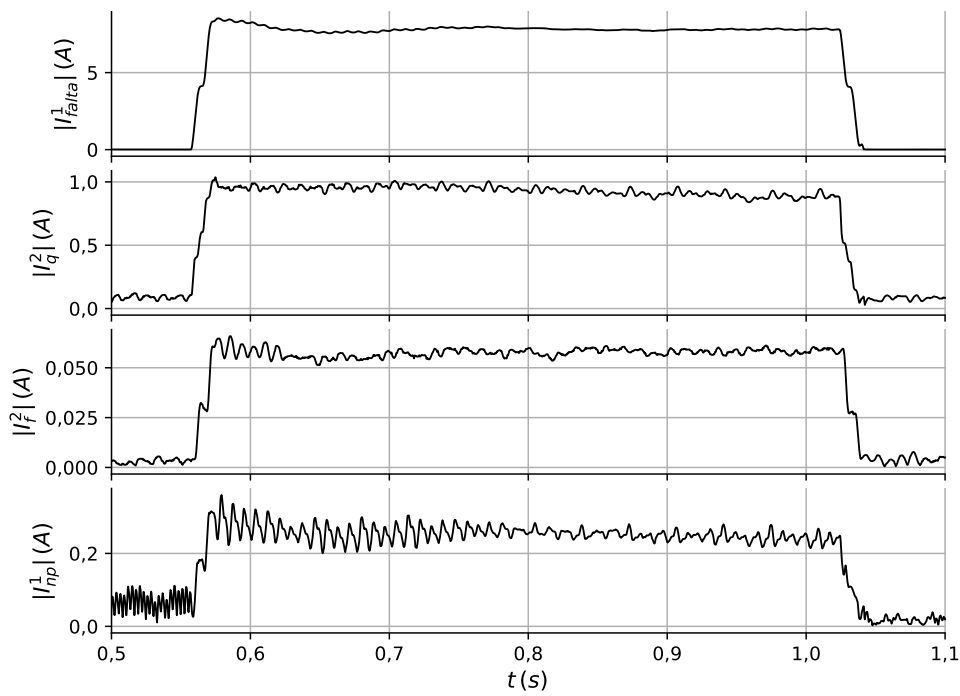


Figura 44 – Módulos das componentes harmônicas de  $i_q$ ,  $i_f$  e  $i_{np}$ , para o caso de falta ER.

Fonte: elaborado pelo autor.

do sinal para evitar vazamento espectral. Portanto, no próximo capítulo será apresentado um método de extrair essas componentes das correntes medidas considerando a velocidade variável do gerador, bem como um método para detecção das faltas.

---

## Metodologia para extração das componentes e detecção de falta

A computação da TF, tanto pela TRF quanto pela TDF, normalmente é feita sobre uma janela de dados com número de amostras por ciclo constante definido pela frequência de amostragem, assumindo que a frequência do sinal é estacionária. Quando há mudança na frequência fundamental do sinal, ocorre vazamento espectral, porque a janela de dados não corresponde a um número inteiro de ciclos. Nos gráficos que mostram os resultados da TDF na seção anterior, é possível perceber esse efeito como oscilações nos valores dos módulos das componentes harmônicas; o efeito não é tão relevante nos casos apresentados porque a velocidade varia no máximo 5 rad/s.

Este capítulo apresenta uma metodologia para filtrar as componentes harmônicas destacadas nos capítulos anteriores em tempo real, usando a medida de posição do rotor como referência para se adaptar à operação sob velocidade variável do gerador. Então, define-se uma metodologia para detecção das faltas usando as saídas desses filtros. Adicionalmente, são realizados alguns testes preliminares para avaliar a operação dos filtros e da técnica proposta.

### 5.1 Extração das componentes harmônicas causadas pela falta sob velocidade variável

A estimativa do conteúdo harmônico de sinais com variação de frequência fundamental pode ser realizada alterando dinamicamente a taxa de amostragem ou o tamanho da janela e aplicando a TF usando os dados contidos na janela (BATAGLIOLI; MONARO; COURRY, 2019). Outra abordagem é adotada aqui: a detecção desses harmônicos usando filtros passa-banda com frequência definida dinamicamente pela medição da posição do rotor, a qual já é tomada para realizar o controle de velocidade e as transformações  $abc/dq$  para os controle de corrente. Dessa forma, os valores das componentes harmônicas podem

ser determinados sob diferentes velocidades. Esses filtros usam transformação  $abc/dq$  e conceitos de série de Fourier juntamente com filtros passa-baixa para isolar os harmônicos característicos.

O componente de sequência negativa e o terceiro harmônico em  $i_{abc}$  são expressos em componentes  $dq$ , o segundo harmônico em  $i_f$  e a componente fundamental em  $i_{np}$  são expressos em coeficientes  $sen$  e  $cos$  (podem ser usadas as notações  $\Re$  e  $\Im$ ). A referência para a transformada  $dq$  e o cálculo do coeficiente de Fourier é fornecida pelo sensor de posição de rotor normalmente usado para controlar o GSEE, pois as velocidades mecânicas e de campo estão sincronizadas.

### 5.1.1 Processo para extrair as componentes de sequência negativa e terceira harmônica das correntes de linha do gerador

Para o processo de filtragem utilizado nas correntes  $i_{abc}$ , a transformação  $dq$  é realizada com o eixo de referência dado pela posição do campo ( $\theta_{ele}$ ) multiplicado pela ordem harmônica de interesse ( $m$ ): para detectar o terceiro harmônico  $m = 3$  e para detectar a sequência negativa  $m = -1$ . A Figura 45 ilustra o procedimento realizado para extrair essas componentes. Uma abordagem de filtragem semelhante é usada para isolar harmônicos relacionados a falhas em motores de indução (CRUZ; CARDOSO, 2005). A posição do campo é calculada usando a posição angular mecânica do rotor ( $\theta_{mec}$ ) e o número de pares de pólos ( $P_p$ ):  $\theta_{ele} = P_p \times \theta_{mec}$ .

Os valores  $i_{dq}$  obtidos com essa transformada têm característica oscilatória com valor médio igual a zero quando não existem as harmônicas em  $i_{abc}$ , e valor médio não nulo quando houver essa componente. Portanto, o resultado da transformada é passado por um filtro de característica passa-baixa com a menor frequência de corte  $\omega_c$  possível, visto que o uso de filtros de elevada ordem ou baixa frequência de corte promovem atrasos muito elevados que podem não ser toleráveis para aplicações em tempo real.

A transformação  $dq$  é realizada como (71), onde  $m$  é o harmônico a ser detectado. Onde os valores  $i_{dq}$  e  $i_{abc}$  são instantâneos, não há definição de janela de dados.

$$\begin{bmatrix} i_d^{m'} \\ i_q^{m'} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} sen(m\theta_{ele}) & sen(m\theta_{ele} - \frac{2\pi}{3}) & sen(m\theta_{ele} + \frac{2\pi}{3}) \\ cos(m\theta_{ele}) & cos(m\theta_{ele} - \frac{2\pi}{3}) & cos(m\theta_{ele} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (71)$$

Com relação ao filtro passa-baixa, foi empregado um *butterworth* de quarta ordem com  $\omega_c = 5Hz$  implementado digitalmente. Esse filtro tem a função de eliminar (ou atenuar) contribuições de outras componentes além da  $m$  de interesse. Sua frequência de corte deve ser escolhida de forma a compreender as variações de frequência fundamental do gerador. Neste trabalho, para garantir a eliminação da contribuição das demais componentes e extrair apenas o valor médio da componente de interesse, a frequência de corte foi considerada metade da menor frequência em que o gerador opera. A ordem do filtro



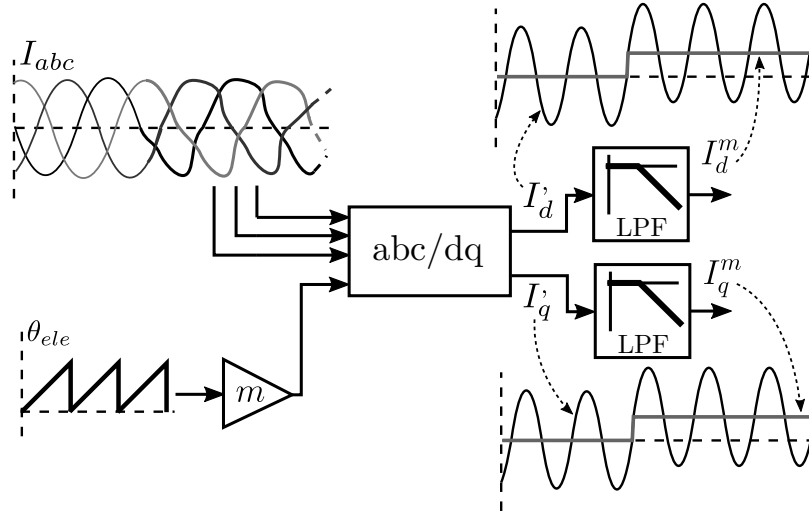


Figura 45 – Detalhe da extração das componentes  $i_{dq}^3$  e  $i_{dq}^-$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

deve ser definida de forma a garantir a seleção do valor médio e atenuação das demais frequências. Adicionalmente, deve-se atentar ao atraso e alterações de fase provocadas pelo filtro, sendo as alterações de fase pouco críticas pois o valor médio é a componente de interesse.

As correntes  $i_{abc}$  são constituídas principalmente por uma frequência fundamental predominante com posição  $\theta_{ele}$  que aparece como uma oscilação de frequência harmônica  $|m - 1|$  nas saídas da transformação  $dq$ . Quando ocorre uma falha de curva e existe um componente  $i_{abc}^m$ , a saída terá um valor médio diferente de zero. Um filtro passa-baixa é empregado para eliminar a oscilação; dessa forma, obtém-se o valor do componente  $m$  em coordenadas  $dq$ :  $i_{dq}^-$  representa a sequência negativa e  $i_{dq}^3$  representa o terceiro harmônico.

Por exemplo, se as correntes  $[i_a \ i_b \ i_c]^T$  têm a forma apresentada em (72), onde  $a_1$  é a amplitude da componente fundamental e  $a_m$  é a amplitude do harmônico  $m$ , tem-se o seguinte:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \operatorname{sen}(\theta_e) + a_m \operatorname{sen}(m\theta_e) \\ a_1 \operatorname{sen}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) - a_m \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} - m\theta_e\right) \\ a_1 \operatorname{sen}\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) + a_m \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi}{3} + m\theta_e\right) \end{bmatrix} \quad (72)$$

O resultado da execução da transformação (71) é mostrado em (73). Nota-se que a saída possui valor médio  $a_m$  e componente oscilatória com frequência  $m - 1$  e amplitude  $a_1$ . Em seguida, (73) é filtrado para isolar o valor médio, resultando no valor de  $a_m$ . Se o componente  $m$  não tiver a mesma fase dos componentes fundamentais, o valor  $a_m$  será dividido nos componentes  $i_d^m$  e  $i_q^m$ . Portanto, é conveniente monitorar os dois componentes

simultaneamente ou o lugar geométrico de  $i_{dq}^m$ .

$$\begin{bmatrix} i_d^{m'} \\ i_q^{m'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_m + a_1 \cos(\theta_e (m - 1)) \\ -a_1 \text{sen}(\theta_e (m - 1)) \end{bmatrix} \quad (73)$$

Nota-se que o resultado desse processo envolve a posição angular das fases ( $\theta_e$ ). Portanto, desde que o filtro seja capaz de eliminar o termo  $a_1 \cos((m - 1)\theta_e)$  para  $m = -1$  e  $m = 3$ , o resultado não será afetado pela velocidade de operação do gerador.

### 5.1.2 Processo para extrair a componente fundamental da corrente de neutro do inversor e segunda harmônica da corrente de campo do gerador

Segundo Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011), a TF pode ser usada para implementação de um filtro passa-banda adaptativo. Para isso, deve-se multiplicar cada amostra do sinal pelas funções seno e cosseno na frequência desejada e os resultados dessas operações devem passar por filtros passa-baixa para extrair os valores médios.

A Figura 46 ilustra essa sequência de operações: para  $i_f^2$ ,  $i_x(t) = i_f$  e  $m = 2$ ; e para  $i_{np}^1$ ,  $i_x(t) = i_{np}$  e  $m = 1$ ; os filtros passa-baixa são os mesmos empregados no processo descrito acima. As saídas  $I_{x,\text{cos}}^m$  e  $I_{x,\text{sen}}^m$  correspondem, respectivamente, aos coeficientes  $A_m$  e  $B_m$  obtidos na computação da série de Fourier (74).

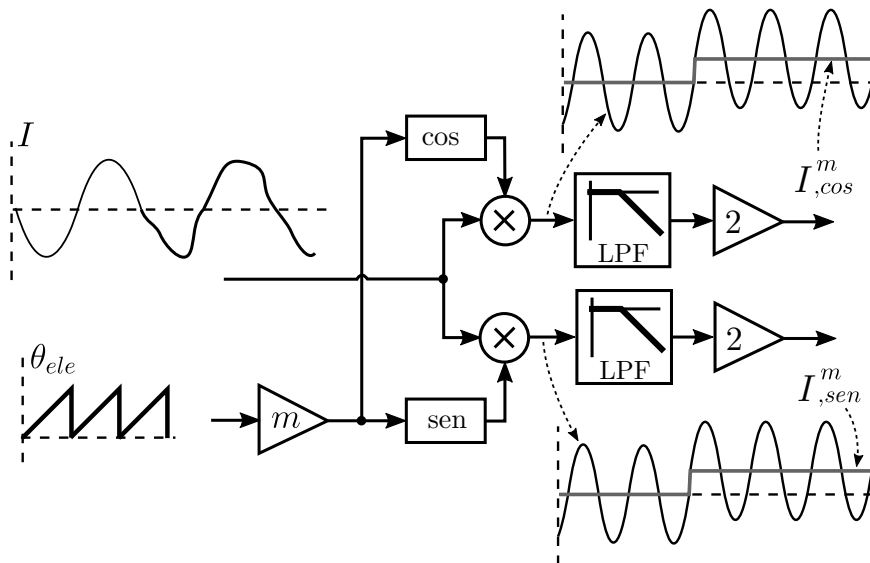


Figura 46 – Detalhe da extração das componentes  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$ .

Fonte: adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

Os coeficientes  $A_m$  e  $B_m$  para um determinado componente  $m$  são calculados como

em (74), com  $i_x(t)$  como  $i_f$  ou  $i_{np}$ .

$$A_m = \frac{2}{T} \int_0^T i_x(t) \cos(m\theta_{ele}) d\theta \quad (74)$$

$$B_m = \frac{2}{T} \int_0^T i_x(t) \sen(m\theta_{ele}) d\theta$$

Para o processo de filtragem com base nesses coeficientes, o valor instantâneo do sinal  $i_x$  é multiplicado pelo  $\sen$  e  $\cos$  de  $m\theta_{ele}$ . A posição do campo  $\theta_{ele}$  é usada para alterar dinamicamente a configuração do filtro de acordo com a velocidade do gerador.

Os produtos  $i_x(t)\sen(m\theta_{ele})$  e  $i_x(t)\cos(m\theta_{ele})$  terão oscilação se harmônicos diferentes de  $m$  forem presente no sinal, e o valor médio é diferente de zero se  $m$  estiver presente. Portanto, um filtro passa-baixa é usado para eliminar a oscilação, dando o valor dos coeficientes  $\sen$  e  $\cos$  harmônicos desejados:  $i_{f, \sen}^2$  e  $i_{f, \cos}^2$  representam o segundo harmônico em  $i_f$ , como  $i_{np, \sen}^1$  e  $i_{np, \cos}^1$  a fundamental em  $i_{np}$ . Esta abordagem usa o filtro passa-baixa ao invés da integral periódica usada em (74).

Por exemplo, se a corrente  $i_x$  tem a forma apresentada em (75), onde  $a_0$  é o valor médio e  $a_m$  é a amplitude do harmônico  $m$ , então

$$i_x = a_0 + a_m \cos(m\theta_e) \quad (75)$$

O resultado da execução de (74) é mostrado em (76). Nota-se que a saída possui valor médio  $a_m$  e componente oscilatória com frequência  $m$  e amplitude  $a_0$ . Então, (76) é filtrado para isolar o valor médio, que é a amplitude  $a_m$ . Se o componente  $m$  tiver uma fase diferente, o valor  $a_m$  será dividido nos componentes  $i_{\sen}^m$  e  $i_{\cos}^m$ . Portanto, é conveniente monitorar ambos os componentes simultaneamente, ou seu lugar geométrico.

$$\begin{bmatrix} i_{x, \sen}^{m'} \\ i_{x, \cos}^{m'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}a_m + a_0 \sen(m\theta_e) - \frac{1}{2}a_m \cos(2m\theta_e) \\ a_0 \sen(m\theta_e) - \frac{1}{2}a_m \sen(2m\theta_e) \end{bmatrix} \quad (76)$$

O resultado desse processo envolve  $\theta_e$ , mas não depende de  $\omega_e$ . Portanto, desde que o filtro seja capaz de eliminar os termos oscilatórios de ((76)), o resultado não será afetado pela velocidade de operação do gerador.

Filtros passa-baixa são empregados para eliminar oscilações e dar o valor de cada componente desejado. Portanto, sua frequência de corte pode ser a menor ordem prática de filtro escolhida para evitar longos atrasos. Filtros *Butterworth* de quarta ordem ajustados para 5 Hz foram usados, mas outros tipos de filtros podem ser analisados posteriormente.

### 5.1.3 Avaliação da metodologia de extração das componentes

A Figura 47 apresenta o valor das componentes de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  em função do tempo. Nota-se que, devido ao uso dos filtros “passa-baixa”, os resultados apresentam menos ruído que os módulos das correntes calculados pela TDF, mostrados nas Figuras

43 e 44. Adicionalmente, as medidas extraídas não foram afetadas pela variação da velocidade do gerador durante a falta, como verificado com o uso da TDF.

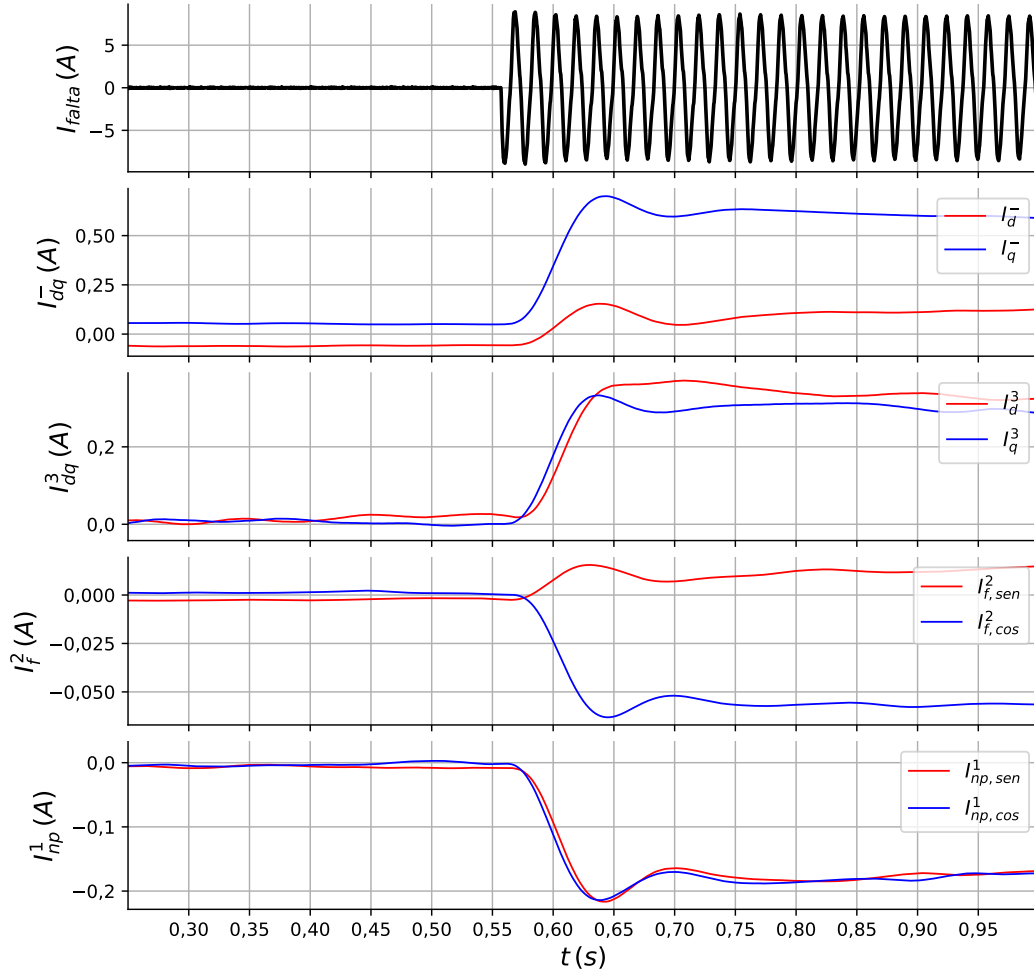


Figura 47 –  $i_{dq}^-(t)$ ,  $i_{dq}^3(t)$ ,  $i_f^2(t)$  e  $i_{np}^1(t)$  - Caso 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

Pela Figura 47 é possível verificar que as componentes  $i_q^-$  e  $i_{f,sen}^2$  não alteram-se tanto quanto as demais durante a falta, o que dificultaria o uso individual dessas para detectar a falta, o que não ocorre com lugares geométricos. O lugar geométrico das componentes  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  foram plotadas como ilustrado na Figura 48:  $i_d^- \times i_q^-$ ,  $i_d^3 \times i_q^3$ ,  $i_{f,sen}^2 \times i_{f,cos}^2$  e  $i_{np,sen}^1 \times i_{np,cos}^1$ .

A Figura 48 ilustra o resultado obtido para o primeiro caso da Tabela 8, os gráficos mostram os percursos das variáveis antes e ao estabelecer-se a falta: os pontos permanecem localizados dentro de uma região próxima da origem e, quando a falta ocorre, as componentes deixam esta região, como é ilustrado pela linha vermelha (que representa o intervalo de tempo sob falta). Entretanto, como as condições não são ideais, forma-se uma “nuvem” de pontos próxima à origem.

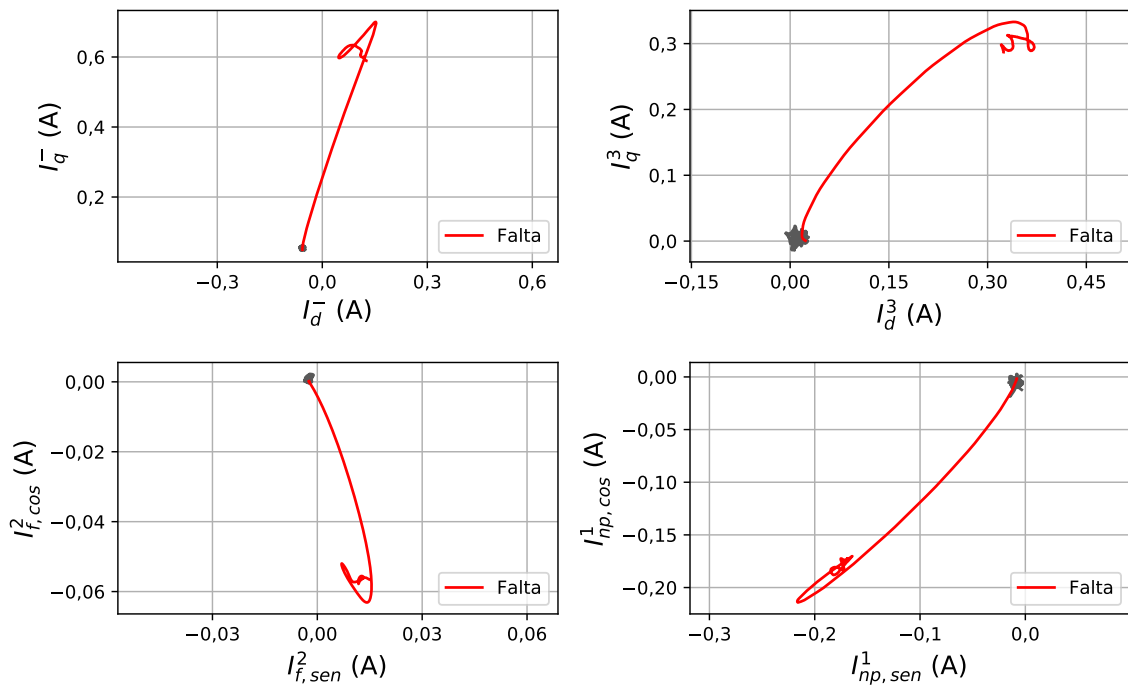


Figura 48 – Lugares geométricos de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  - Caso 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

Os gráficos das variáveis  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  foram plotados em uma mesma figura para facilitar a visualização. Para o primeiro caso, devido à magnitude da falta, todas as variáveis afastaram-se da região normal de operação.

A Figura 49 ilustra os lugares geométricos das correntes para o segundo caso da Tabela 8. Assim como verificado na Figura 48, os pontos estão localizados próximos à origem quando não há falta, e se afastam dessa região quando há.

No capítulo anterior foi mostrado que a magnitude das componentes no segundo caso é menor que no primeiro, o que também é verificado na Figura 49, visto que o deslocamento foi aproximadamente 1/5 do que verificado no caso 1. Adicionalmente, a direção para que os pontos se deslocam durante a falta é diferente do primeiro caso, o que pode estar relacionado ao instante em que a falta ocorreu e o local desta no enrolamento.

Os valores dessas componentes em função do tempo são apresentados na Figura 50 para facilitar o entendimento da Figura 49. Assim como verificado na Figura 48, algumas variáveis permanecem próximas a zero durante a falta, o que torna os lugares geométricos mais adequados para detecção da falta.

Os lugares geométricos das correntes para o terceiro caso da Tabela 8 estão ilustrados na Figura 51. Foi verificado comportamento semelhante ao dos outros casos, mas com direção e deslocamento diferentes.

A fim de facilitar a visualização dos resultados da Figura 51, a Figura 52 apresenta o valor das componentes de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  em função do tempo.

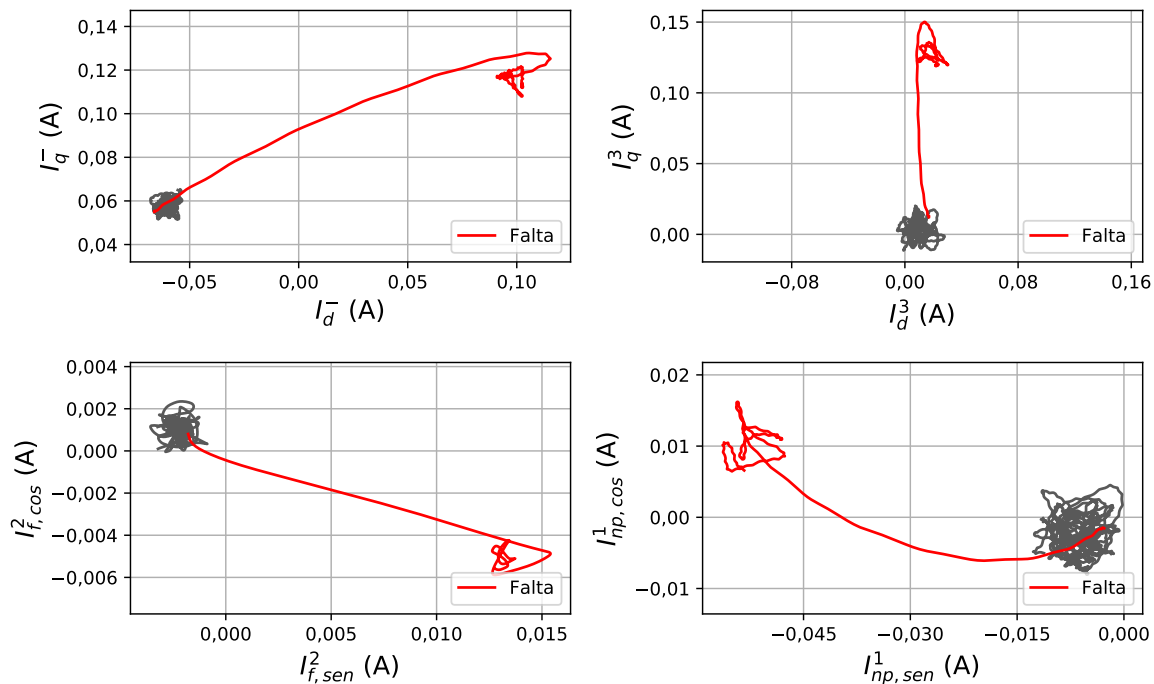


Figura 49 – Lugares geométricos de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  - Caso 2.

Fonte: elaborado pelo autor.

Ao comparar os resultados esses resultados com os apresentados no capítulo anterior, nota-se que a ocorrência da falta fica mais evidente ao usar o lugar geométrico do que com o uso da TDF. Verifica-se que o desequilíbrio entre as fases e a presença das componentes harmônicas nas correntes ficam mais evidentes.

Adicionalmente, os resultados apresentados nas Figuras 48, 49 e 51 mostram que, de forma geral, os lugares geométricos das correntes  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  encontram-se em uma região próxima à origem quando não há falta interna no gerador. Quando há falta, os lugares geométricos dessas correntes afastam-se dessa região com deslocamento dependente do tipo de falta e proporcional à magnitude da corrente de falta. Delimitando-se as regiões nas quais os lugares geométricos das correntes se encontram quando não há falta interna no gerador, e detectando quando os lugares geométricos saem destas é possível definir um algoritmo para detecção de ocorrência de faltas internas nos enrolamentos do estator.

Os resultados obtidos com os casos da Tabela 8, confirmam que todas essas componentes aparecem quando o gerador síncrono conectado ao conversor TLNPC apresenta falta interna dos tipos EE, ER e EF. Adicionalmente, foi comprovado que os lugares geométricos dos vetores de cada componente estão relacionados com presença dessas componentes e ocorrência da falta. Portanto, na próxima seção será apresentada uma maneira de delimitar a região em que os lugares geométricos se encontram quando não há falta e detectar quando os lugares geométricos deixam essa região.

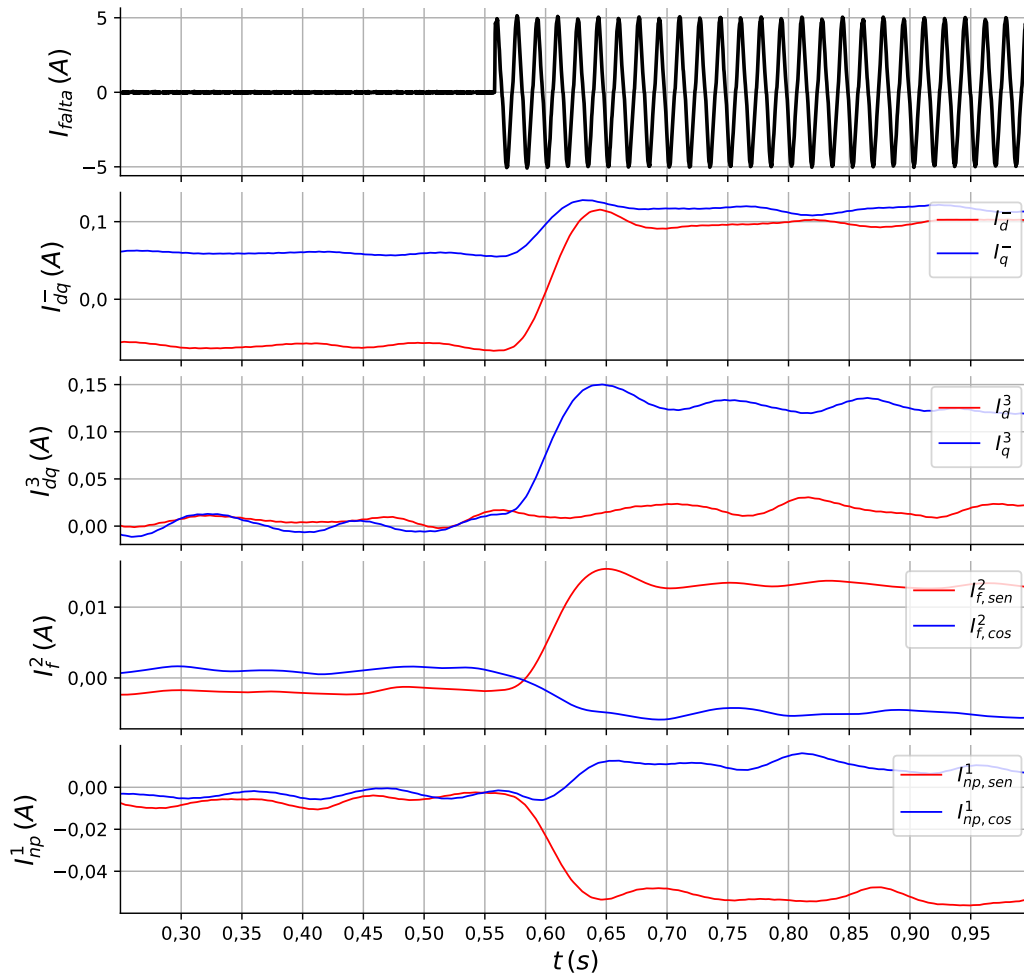


Figura 50 –  $i_{dq}^-(t)$ ,  $i_{dq}^3(t)$ ,  $i_f^2(t)$  e  $i_{np}^1(t)$  - Caso 2.

Fonte: elaborado pelo autor.

## 5.2 Algoritmo para detecção de faltas entre espiras do estator

O processo geral de filtragem e detecção é apresentado na Figura 53. Depois de isolar os harmônicos característicos através dos filtros descritos, eles são empregados para detectar a ocorrência da falha. Os lugares geométricos dos componentes  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  são usados:  $i_d^- \times i_q^-$ ,  $i_d^3 \times i_q^3$ ,  $i_{f,sen}^2 \times i_{f,cos}^2$  e  $i_{np,sen}^1 \times i_{np,cos}^1$ . Essa abordagem aumenta a sensibilidade em comparação a adoção do módulo dos componentes.

Sob condições saudáveis, não há harmônicos característicos; assim, os lugares geométricos estão próximos da origem. Idealmente, deveria estar localizado na origem, mas as máquinas têm desequilíbrio intrínseco e harmônicos não fundamentais (NADARAJAN et al., 2015); portanto, os componentes têm valor próximo de zero. Quando ocorre uma falha de curva, há harmônicos e cada lugar geométrico se move para mais longe da origem. Este comportamento é utilizado para detectar a ocorrência da falha: as Região de Res-

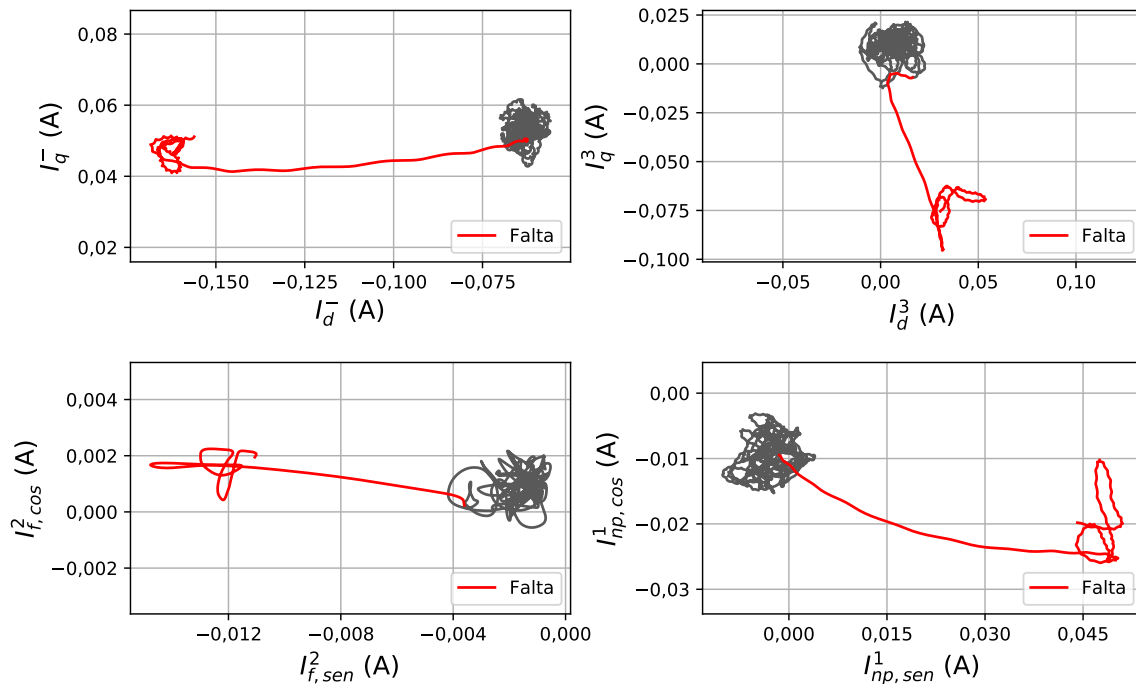


Figura 51 – Lugares geométricos de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  - Caso 3.

Fonte: elaborado pelo autor.

trição (RR)s são delimitadas e, quando o lugar geométrico de um componente se afasta de sua respectiva RR, uma variável de detecção é ativada.

As RR foram delimitadas por circunferências para as quais basta especificar as respectivas coordenadas dos pontos centrais e os raios, mas podem ser definidos outros formatos que se adequem melhor aos pontos de operação normal do gerador e conversor. A Figura 53 ilustra, de forma simplificada, as regiões de cada variável; o algoritmo de proteção deve ser capaz de determinar, para cada variável, se um ponto está localizado dentro ou fora da circunferência.

Os pontos centrais e tamanho das regiões devem ser definidos para incluir todos os pontos de operação considerados normais para o gerador e o conversor. Na próxima seção será mostrado a metodologia usada para definir os parâmetros das circunferências.

O algoritmo deve determinar se os pontos  $(i_d^-, i_q^-)$ ,  $(i_d^3, i_q^3)$ ,  $(i_{f, sen}^2, i_{f, cos}^2)$  e  $(i_{np, sen}^1, i_{np, cos}^1)$  estão localizados dentro das respectivas circunferências. Isso é feito por meio da expressão dada em (77), na qual os lugares geométricos de uma componente  $i_{xy}^z$  são comparados com os parâmetros da respectiva circunferência  $c_{xy}^m$ . Dependendo do resultado, a variável  $t_{xy}^m$  tem valor verdadeiro ou falso (1 ou 0, respectivamente).

Diferentes formas podem ser usadas para delimitar o RR para um componente  $i_{xy}^m$ , e a circunferência é usada aqui. Para uma RR  $c_{xy}^m$  com raio  $c_{xy}^m, r$  e centro definido pelas coordenadas  $c_{xy}^m, x$  e  $c_{xy}^m, y$ , a respectiva variável de detecção ( $t_{xy}^m$ ) é calculada como em



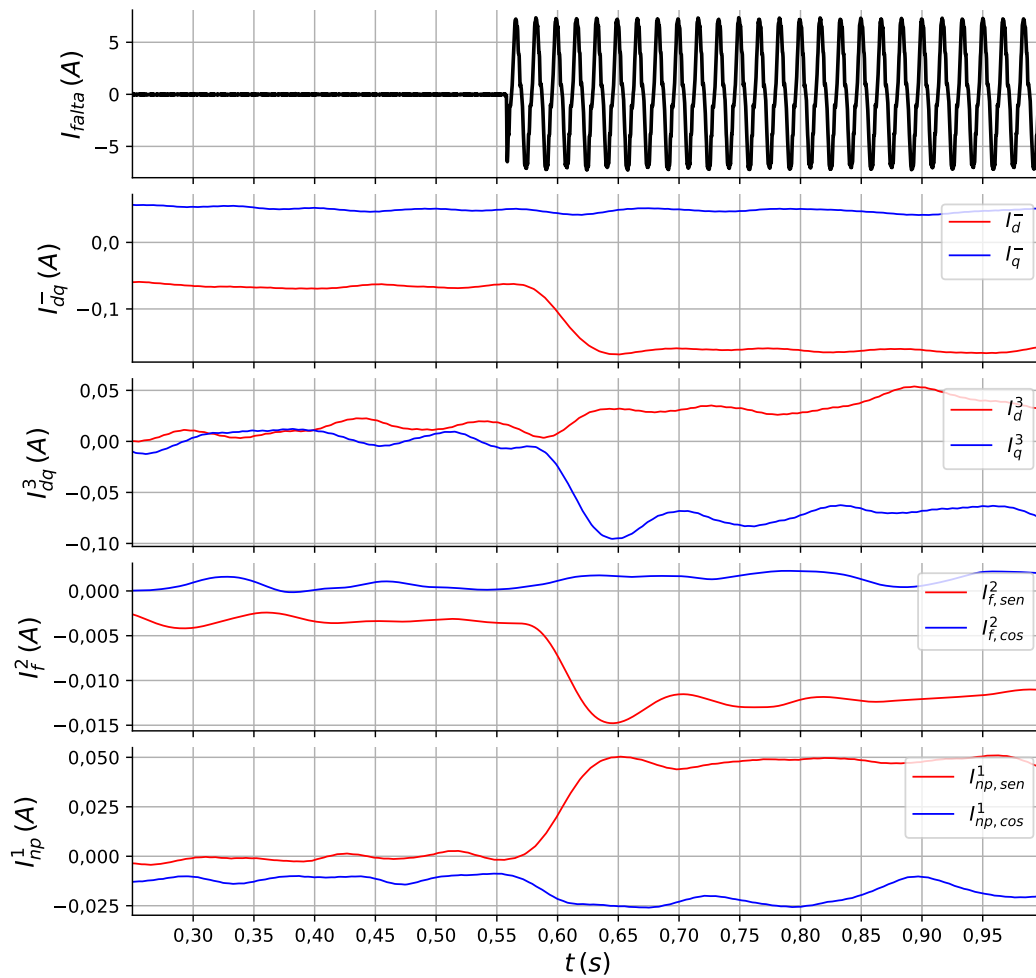


Figura 52 –  $i_{dq}^-(t)$ ,  $i_{dq}^3(t)$ ,  $i_f^2(t)$  e  $i_{np}^1(t)$  - Caso 3.

Fonte: elaborado pelo autor.

(77).

$$t_{xy}^m = \begin{cases} 1, & (i_{xy}^m, x - c_{xy}^m, x)^2 + (i_{xy}^m, y - c_{xy}^m, y)^2 > c_{xy}^m, r^2 \\ 0, & (i_{xy}^m, x - c_{xy}^m, x)^2 + (i_{xy}^m, y - c_{xy}^m, y)^2 \leq c_{xy}^m, r^2 \end{cases} \quad (77)$$

As configurações das RR podem ser feitas empiricamente para atender às respectivas características GSEE e cobrir as alterações normais de operação no sistema. O procedimento para definir a RR usando os dados experimentais é descrito na seção a seguir. A simulação precisa da máquina e do conversor pode ser realizada usando as equações apresentadas no terceiro capítulo, dispensando a necessidade de dados experimentais para as configurações das RR.

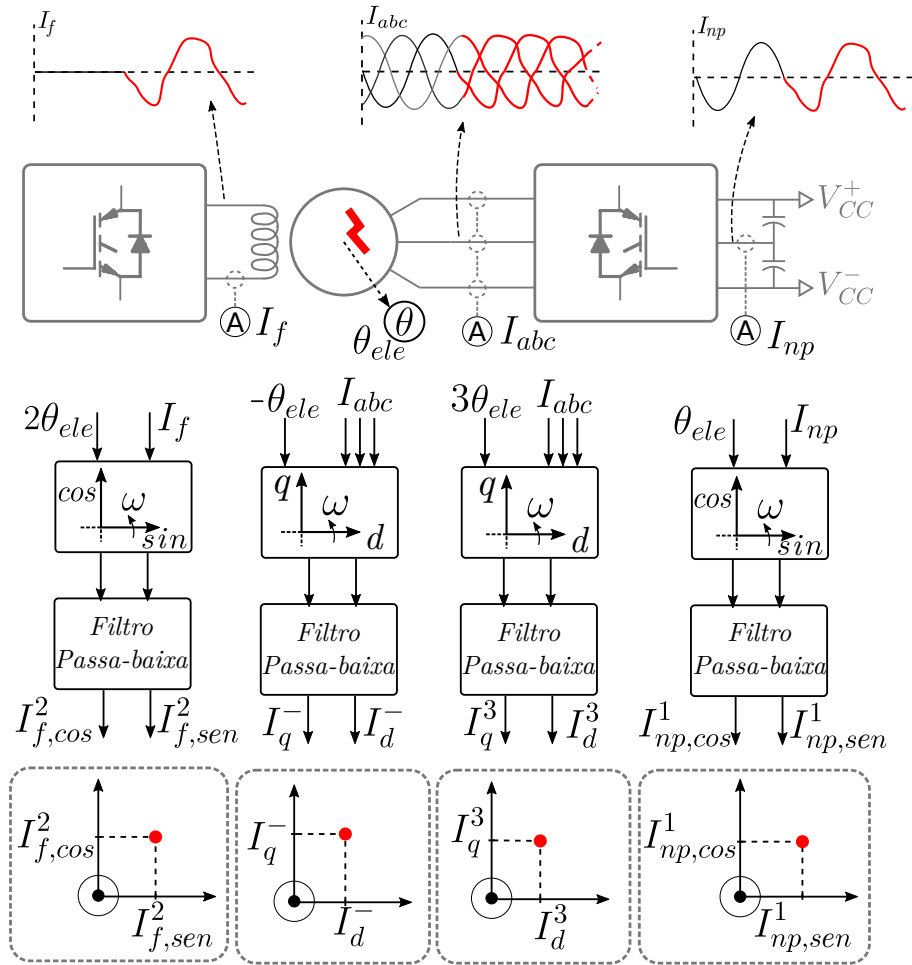


Figura 53 – Algoritmo proposto para detecção de falta entre espiras do estator a partir dos lugares geométricos das componentes harmônicas. A falta é detectada se os lugares geométricos estiverem fora da zona especificada.

Fonte: elaborado pelo autor.

### 5.2.1 Ajuste das regiões de operação normais e avaliação preliminar

O método de detecção de falhas proposto foi avaliado nesta seção usando dados coletados da configuração experimental descrita no capítulo anterior. Primeiramente, as RR foram definidas para o GSEE saudável variando o ponto de operação e monitorando a rota do lugar geométrico de cada componente durante as variações, conforme ilustrado na Figura 54. A Tabela 9 resume as configurações das RR obtidas usando a configuração experimental. Este procedimento pode ser executado usando simulações da máquina se os dados empíricos não estiverem disponíveis.

A medida que a corrente  $i_q$  do gerador varia, nota-se que os lugares geométricos das componentes se deslocam, mas permanecem dentro de uma região próxima à origem  $(0, 0)$ . A delimitação dessas regiões foi feita por circunferências de raio  $c, r$  com centro dado por  $c, x$  e  $c, y$ , ilustradas na Figura 54. A Tabela 9 apresenta os parâmetros que definem as

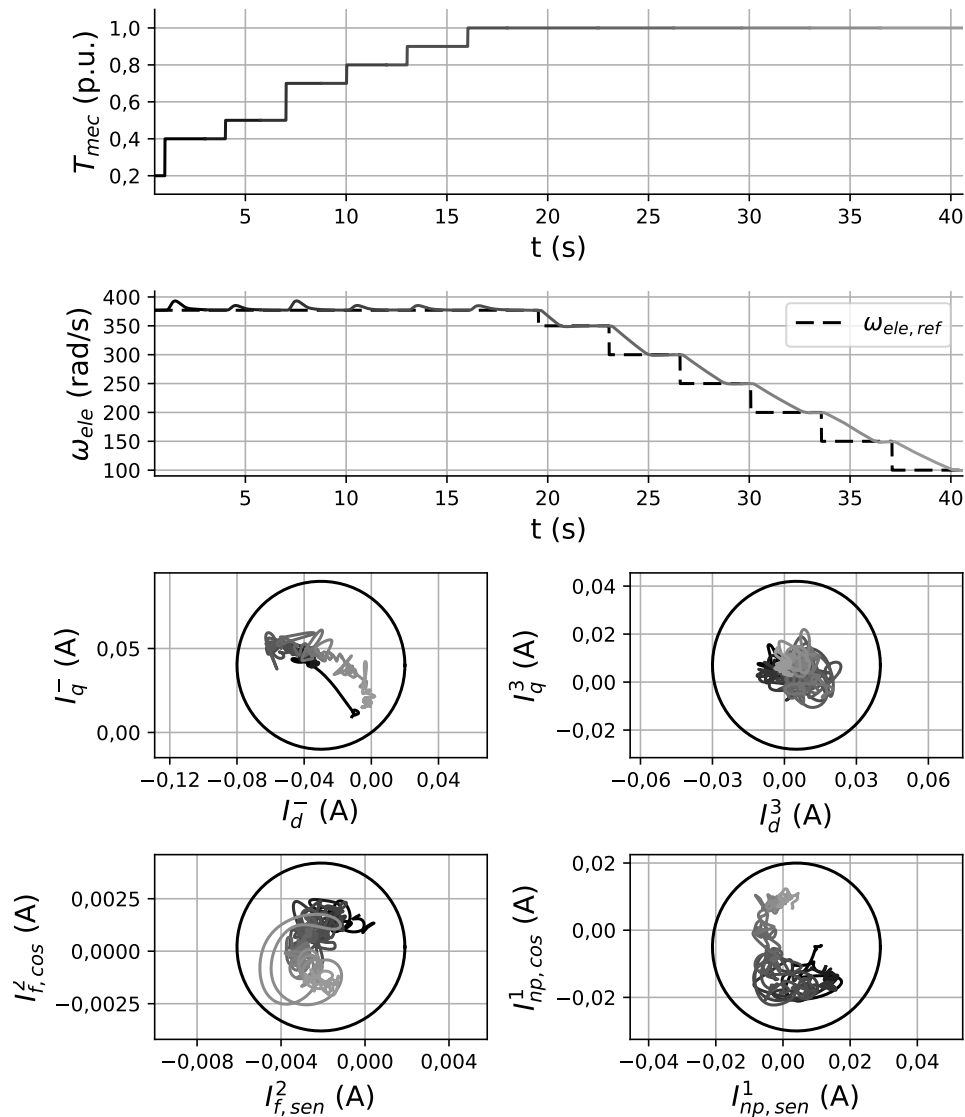


Figura 54 – Ajuste da região normal de operação: degraus de torque e velocidade foram aplicados para definir o deslocamento normal dos lugares geométricos.

Fonte: elaborado pelo autor.

circunferências, para cada variável.

Tabela 9 – Ajustes das RON de cada variável.

	c,x (A)	c,y (A)	c,r (A)
$c_{dq}^-$	-0,03	0,04	0,05
$c_{dq}^3$	0,005	0,007	0,035
$c_f^2$	-0,0021	0,002	0,004
$c_{np}^1$	0,004	-0,005	0,025

Fonte: elaborado pelo autor.

Como ilustrado na Figura 54, as RR definidas são maiores que o percurso efetivo feito

pelos lugares geométricos para evitar que pequenos desvios provoquem atuação indevida. A sensibilidade pode ser aumentada reduzindo essa margem de tolerância ou, alternativamente, definindo outras formas que representem melhor a região normal, como: elipse, triângulo ou retângulo.

Após definidas as RR para cada variável, foi aplicada uma falta do tipo EE envolvendo 12% de um dos ramos da fase *a* para testar o funcionamento do algoritmo e a ativação das variáveis de detecção. Foi usado o esquema apresentado na Figura 24, com as derivações D01 e D04 do enrolamento do gerador.

A Figura 55 ilustra os resultados obtidos. Antes da ocorrência da falta, os pontos permanecem dentro da circunferência e, quando a falta ocorre, no intervalo de tempo destacado em vermelho, os lugares geométricos das variáveis saem das respectivas circunferências. Em torno de um ciclo após o início da falta, as quatro variáveis de detecção são ativadas.

Portanto, para o caso de falta da Figura 55, os lugares geométricos de todas as correntes saíram das regiões delimitadas e as respectivas variáveis de detecção foram ativadas. No próximo capítulo, a sensibilidade, seletividade e tempo de detecção do algoritmo serão avaliados usando diferentes casos de falta e pontos de operação.

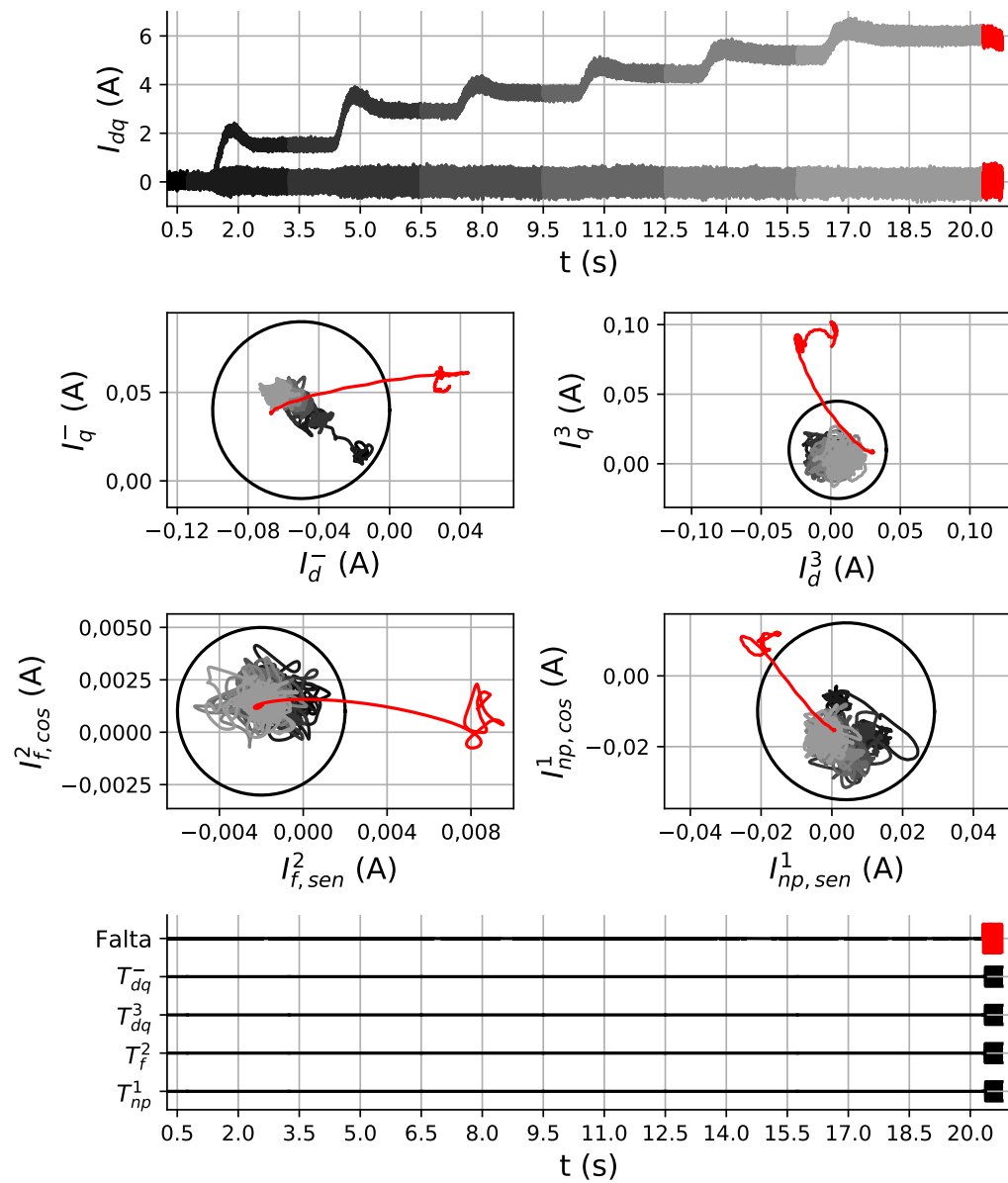


Figura 55 – Lugares geométricos de  $i_{dq}^-$ ,  $i_{dq}^3$ ,  $i_f^2$  e  $i_{np}^1$  para diferentes valores de  $i_q$  e  $\omega = 377$  rad/s.

Fonte: elaborado pelo autor.



## Análise de sensibilidade, tempo de detecção e seletividade

A análise de sensibilidade foi realizada a partir de dados experimentais para incorporar a influência do ruído encontrado na operação real do equipamento; a Relação Sinal-Ruído (RSR) verificada para as medições é 50 dB. Alguns casos de falta foram definidos para avaliar essas variáveis para faltas em diferentes locais e envolvendo diferentes porções do enrolamento do estator, que estão listados na Tabela 10. Não foram considerados casos de falta envolvendo terra.

Para a maioria deles, o GSEE operou em  $i_q = 6$  A e  $\omega = 377$  rad/s para estabelecer as mesmas condições de comparação. Sete casos com velocidades fora do nominal foram incluídos para analisar o desempenho em diferentes pontos de operação. Resistores foram usados para limitar a corrente de falta perto da corrente nominal GSEE a fim de evitar danos nos enrolamentos. Também foram incluídos três casos com  $R_{falta} = 0 \Omega$  (curto-circuitos) com menor duração para avaliar casos de faltas francas.

Como o tempo de ocorrência das faltas é pequeno comparado ao tempo necessário para variação de velocidade do gerador, foram considerados casos com a velocidade regulada em patamares distintos, a fim de avaliar a influência desta no valor das componentes. Dessa forma, não foram consideradas rampas de variação de velocidade.

A Figura 56 ilustra o funcionamento do método proposto usando as configurações de RR apresentadas na Tabela 9. Em condições saudáveis, com o gerador operando a  $i_q = 6$  A, o lugar geométrico de cada componente permanece dentro de sua respectiva RR. Em seguida, uma falha ER é aplicada usando as derivações D10 e D23 e os lugares geométricos de todos os componentes se movem para fora da RR.

Durante as variações de  $i_q$  em condições saudáveis, não há variável de disparo acionada pois os lugares geométricos permaneceram dentro da RR porém, quando ocorre uma falta ER, todos saem da respectiva RR e todas as variáveis de detecção são acionadas. Nesse caso, observa-se que aproximadamente 24 ms são necessários para a ativação das variáveis.

O tipo de falta, mais especificamente o número de espiras envolvidas na falta, afeta

Tabela 10 – Casos de falta considerados para análise de sensibilidade e tempo de detecção.

Caso	Tipo	Dxx	Dyy	Torque (p.u.)	Velocidade (rad/s)	$R_{falta}$ ( $\Omega$ )	$ I_{falta} $ (A)
1	ER	D23	D10	1,0	377	11,32	8,0
2	EF	D09	D02	1,0	377	11,32	6,5
3	EE	D17	D20	1,0	377	2,83	6,5
4	EE	D13	D16	1,0	377	2,83	6,42
5	EE	D05	D08	1,0	377	2,83	7,0
6	ER	D07	D04	1,0	377	2,83	7,5
7	EE	D06	D07	1,0	377	2,83	3,5
8	EE	D02	D03	1,0	377	2,83	3,5
9	EE	D18	D19	1,0	377	2,83	3,6
10	EE	D14	D15	1,0	377	2,83	3,5
11	EF	D23	D05	1,0	377	33,9	6,0
12	ER	D11	D22	1,0	377	11,32	7,3
13	EE	D04	D01	1,0	377	2,83	6,5
14	ER	D21	D12	0,6	300	11,32	5,6
15	EF	D23	D05	0,6	200	33,9	4,5
16	EE	D08	D05	1,0	400	2,83	7,3
17	ER	D19	D16	1,0	400	2,83	7,8
18	ER	D19	D16	0,4	150	2,83	3,5
19	EF	D09	D03	1,0	400	11,32	9,0
20	EF	D09	D03	0,4	150	11,32	4,3
21	EE	D05	D08	1,0	377	0	21,0
22	ER	D07	D04	1,0	377	0	27,0
23	EF	D23	D05	1,0	377	0	25,0

Fonte: elaborado pelo autor.

diretamente o máximo valor atingido pelos lugares geométricos das componentes selecionadas. Por exemplo, a falta do Caso 1 envolve mais espiras que a do Caso 3 e, apesar das amplitudes das correntes de falta verificadas nos dois casos serem próximas, o valor máximo dos lugares geométricos é aproximadamente cinco vezes maior para a falta do Caso 1. Portanto, isso indica que o número de espiras tem maior influência nas componentes que a amplitude da corrente de falta.

O Caso 11 confirma as afirmações feitas acima. A falta EF do Caso 11 envolve várias espiras das fases  $a$  e  $c$  e, apesar da amplitude da corrente de falta ser aproximadamente 2,5 A, os deslocamentos dos lugares geométricos são maiores que os verificados no Caso 3.

## 6.1 Análise da sensibilidade

A fim de facilitar a avaliação para diferentes casos e evitar o uso de muitas figuras para ilustrar cada um, são utilizados os valores máximos alcançados pelos lugares geométricos



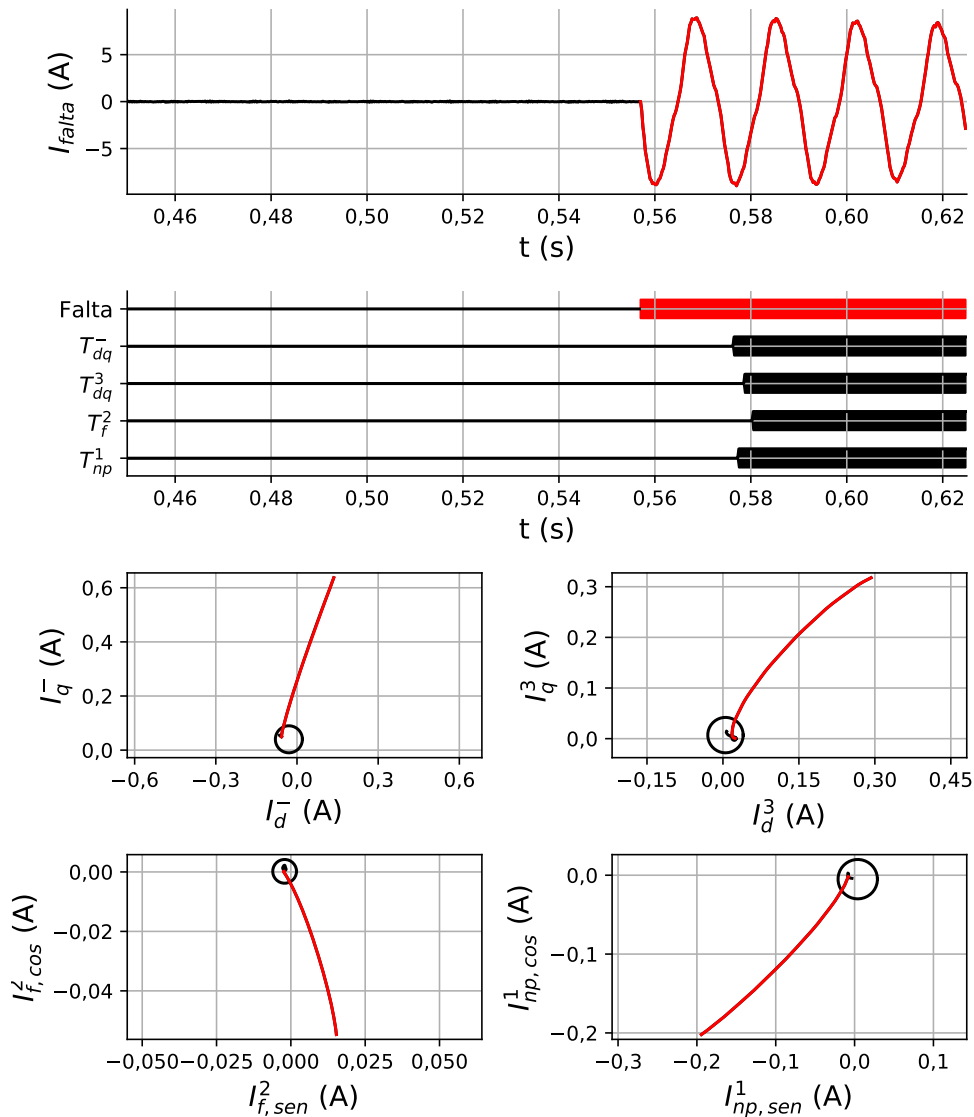


Figura 56 – Avaliação da técnica proposta para a falta ER (Caso 1).

Fonte: elaborado pelo autor.

das correntes nos casos apresentados. Entretanto, no Apêndice D encontram-se figuras que ilustram a resposta da metodologia para os 12 primeiros casos.

O valor máximo encontrado para um determinado componente  $i_{xy}^m$  é normalizado em relação ao raio da respectiva RR ( $c_{xy}^m$ ) conforme (78).

$$\frac{i_{xy}^m}{c_{xy}^m, r} = \frac{\sqrt{(i_{xy}^m, x - c_{xy}^m, x)^2 + (i_{xy}^m, y - c_{xy}^m, y)^2}}{c_{xy}^m, r} \quad (78)$$

A Tabela 11 resume os resultados obtidos para todos os casos descritos na Tabela 10. Quanto maior o valor, maior o deslocamento do lugar geométrico e mais severa a falha pode ser considerada. Valores menores que a unidade indicam que o locus permaneceu dentro da RR e não há acionamento da respectiva variável de detecção.

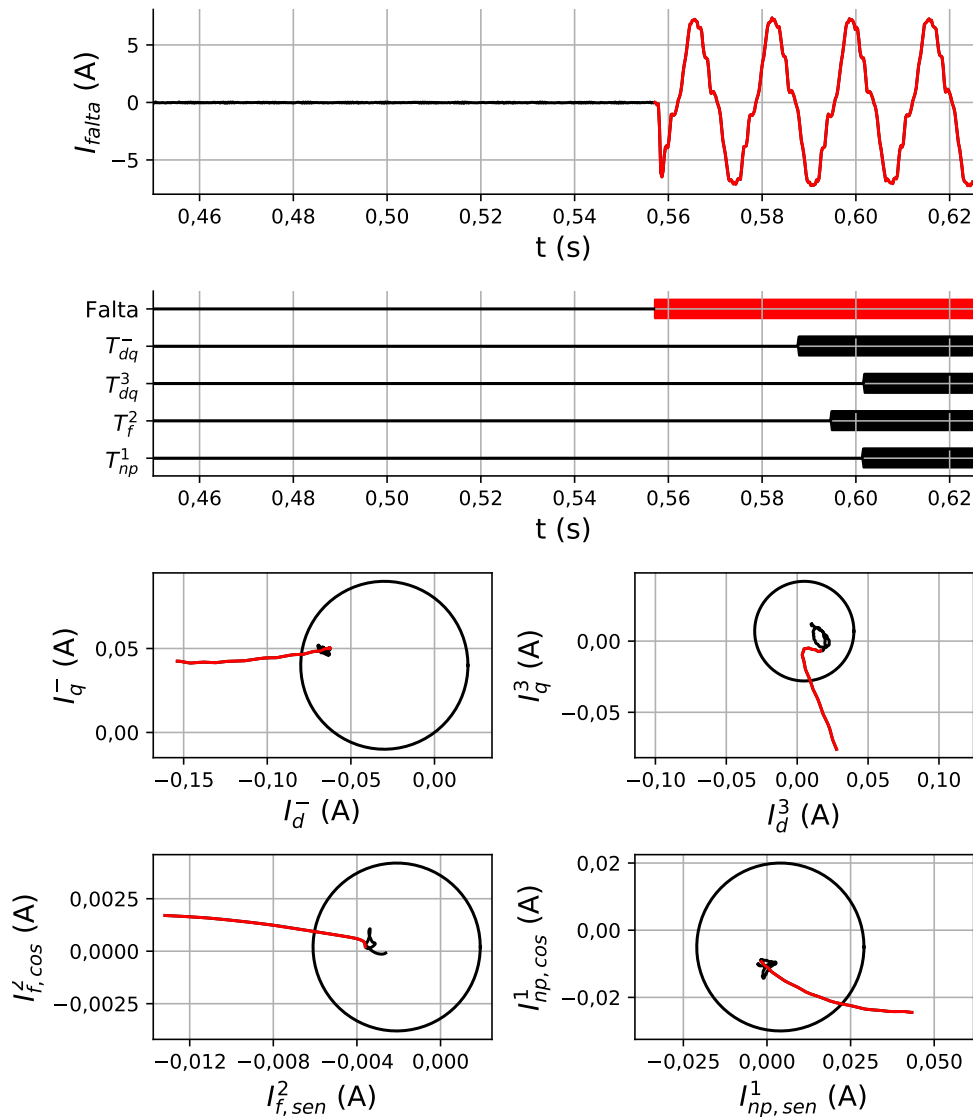


Figura 57 – Avaliação da técnica proposta para a falta EE (Caso 3).

Fonte: elaborado pelo autor.

Os deslocamentos máximos ocorreram no primeiro caso, atingindo mais de 10 vezes o raio em todas as variáveis, enquanto os mínimos ocorreram nos casos 7 a 10, em que a maioria das variáveis teve deslocamento inferior a um raio, ou seja, ficaram dentro do definido circunferência. Nos casos 2 e 3, os deslocamentos são da ordem de duas e três vezes o raio, respectivamente.

Nos casos 4 e 5, as condições de falta são semelhantes ao caso 3, ou seja, faltas EE que envolvem cerca de 1/8 de um ramo com a mesma resistência de falta. Nesses casos, a trajetória geométrica atingiu até 2,41 de raio no quinto caso.

As condições de falta dos casos 6 e 12 são semelhantes ao primeiro: são faltas ER na fase a, mas os resultados são diferentes devido à resistência de falta e derivações envolvidas. Assim, o deslocamento em relação à região normal é menor para o caso 6, que

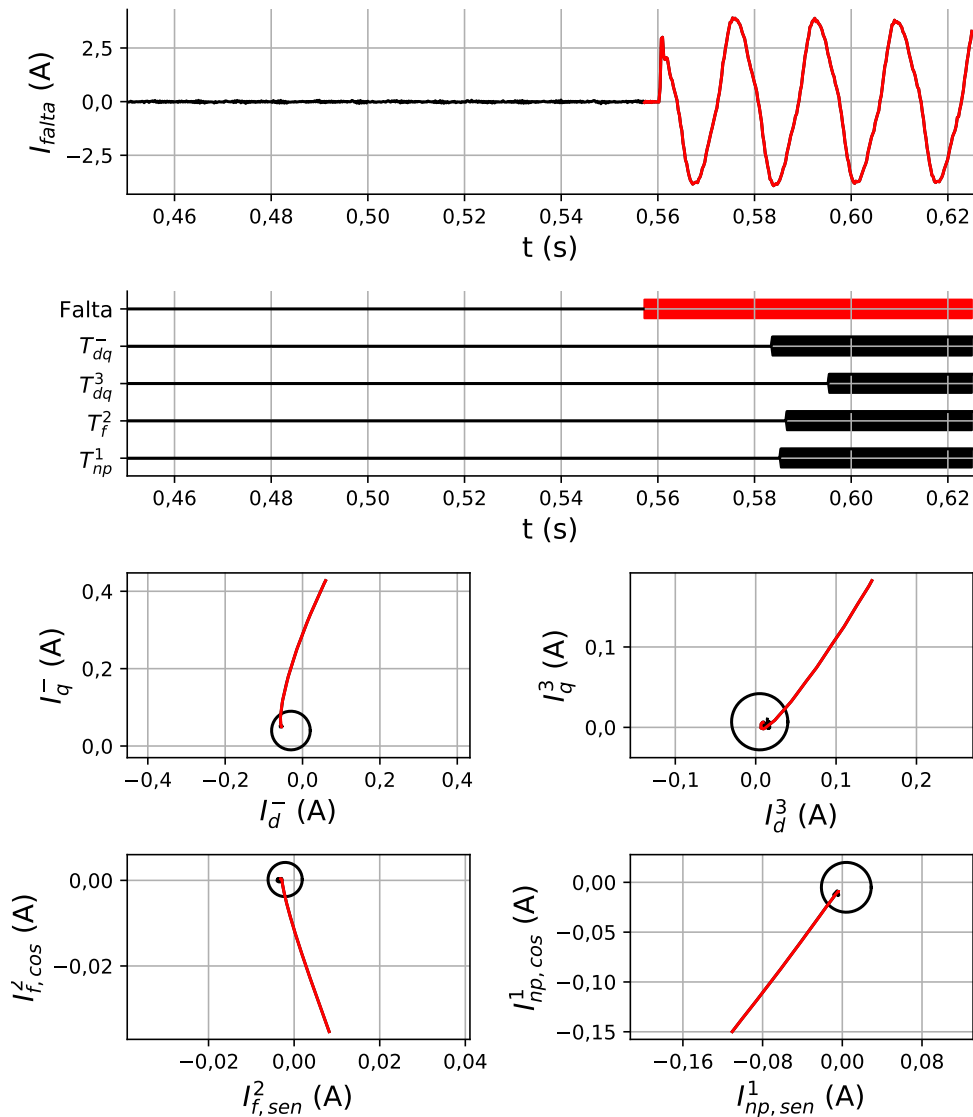


Figura 58 – Avaliação da técnica proposta para a falta EF (Caso 11).

Fonte: elaborado pelo autor.

envolve derivações localizadas próximas ao neutro. Nos casos 1 e 12, as derivações estão mais próximas do terminal de fase e maiores deslocamentos são verificados.

A falta EF do caso 11 é a segunda mais severa, onde os pontos se afastaram mais da região definida, atingindo 7 a 10 raios. Para os casos 7 a 10, em que as faltas são EE envolvendo 7,4% de um ramo de uma fase, o ponto máximo alcançado é de 1,59 raio.

Os casos 14 a 16 indicam que diferentes pontos de operação levam à mudanças nos lugares geométricos máximos alcançados durante a falta. Apesar dessas alterações, o método aqui utilizado é capaz de isolar os harmônicos desejados de todas as correntes consideradas e detectar as faltas nessas condições. Falhas ER e EF menos severas foram definidas nos casos 17 a 20. Nota-se que a falha é detectada na maioria dos casos, exceto para as faltas aplicadas com baixa velocidade (150 rad/s).

Tabela 11 – Valores máximos atingidos pelos lugares geométricos durante os casos da Tabela 10. Valores normalizados em relação ao raio da respectiva região normal de operação.

Caso	$\frac{ i_{dq}^- _{max}}{c_{dq,r}^-}$	$\frac{ i_{dq}^3 _{max}}{c_{dq,r}^3}$	$\frac{ i_f^2 _{max}}{c_f^2,r}$	$\frac{ i_{np}^1 _{max}}{c_{np,r}^1}$
1	12,1283	12,8792	14,8700	10,3241
2	3,3386	3,2595	4,0791	2,5222
3	2,2520	2,4654	2,6050	1,9116
4	1,5402	2,3716	2,1535	1,4323
5	2,4132	2,3035	2,4108	1,8197
6	3,0348	3,6500	3,4579	2,3404
7	0,8282	1,1625	0,6816	1,0592
8	1,0930	0,9202	1,1006	0,3958
9	0,7934	1,0351	0,8538	1,0949
10	1,1972	1,5911	1,5480	0,6593
11	8,6048	8,1749	10,6074	7,8139
12	5,2251	6,5380	7,0963	2,3219
13	1,2712	2,4568	2,7450	1,1200
14	3,1536	3,1238	4,7935	1,4750
15	4,2497	4,2167	7,7756	3,5455
16	3,4231	1,3206	3,0650	1,6953
17	1,9713	1,2127	1,3584	1,7087
18	1,5601	0,9304	0,9821	0,6263
19	1,3246	1,2495	1,5018	1,5098
20	1,2996	0,7949	1,6663	0,4896
21	5,2322	4,9318	6,1985	3,5711
22	21,1365	21,4670	23,6882	19,8510
23	15,4428	15,3755	18,4490	15,1205

Fonte: elaborado pelo autor.

Os casos 21 a 23, realizados com  $R_{falta} = 0\Omega$ , mostram que durante faltas francas os lugares geométricos se afastam mais do centro da RR do que para os mesmos tipos de faltas com resistência inserida para limitar a corrente de falta. Nota-se que os valores apresentados na Tabela 11 para esses casos dobraram em relação aos casos equivalentes com resistência inserida, visto que a amplitude das correntes de faltas são maiores, mas não cresceram na mesma proporção que a corrente de falta. Portanto, os deslocamentos dos lugares geométricos são afetados pela amplitude da corrente falta, mas também apresentam relação a porção de enrolamento envolvida, a qual também afeta os valores das componentes consideradas.

De forma geral, a partir dos dados da Tabela 11, podem ser tiradas as seguintes conclusões: o número de espiras tem maior influência no valor máximo das componentes que a amplitude da corrente de falta; para um mesmo tipo/local de falta, o valor máximo das componentes é proporcional à velocidade do gerador; a velocidade de operação do gerador

tem maior efeito que o carregamento (correntes de linha) em que o gerador opera. Adicionalmente, as condições de falta (tipo de falta, número de espiras envolvidas e velocidade do gerador) afetam o tempo que as variáveis levam para se deslocar para fora da região de restrição, implicará em tempos distintos para a detecção da falta, como será discutido na próxima seção.

## 6.2 Tempo de detecção das faltas

Depois de avaliar a excursão do lugar geométrico, que indica se a respectiva variável de disparo é ativada, o tempo necessário para detectar cada caso de falta é analisado. A Tabela 12 resume os tempos de ativação obtidos para os casos considerados. Os valores foram calculados subtraindo-se o instante de tempo em que as variáveis  $T_{xy}^m$  mudam para 1 do instante em que a falta é aplicada. A Figura 56, por exemplo, ilustra o tempo necessário para o método proposto detectar a falha no Caso 1 dado na Tabela 10.

Comparando os resultados apresentados nas Tabelas 11 e 12, pode-se observar que o tempo de ativação está relacionado ao deslocamento máximo do lugar geométrico durante a falta. Casos de falta que causam maior deslocamento do lugar geométrico são detectados mais rapidamente do que aqueles com deslocamento mais curto. Além disso, se os componentes não saírem da RR, não há ativação, o que é representado por  $\infty$  na Tabela 12.

A ativação mais rápida é verificada no primeiro caso, em torno de 24 ms para os componentes  $i_{dq}^-$  e  $i_{np}^1$ , 25,2 ms para  $i_{dq}^3$  e 28,7 ms por  $i_f^2$ . Nesse caso, o lugar geométrico de cada componente deslocou mais de  $10\times$  o raio da respectiva RR; assim, saíram da RR mais rapidamente do que o verificado nos casos de deslocamento mais curto. Para casos com deslocamento próximo ao raio da RR, o tempo de acionamento foi superior a 100 ms.

Portanto, a ativação das variáveis de detecção tem um comportamento intrínseco de tempo inverso porque falhas que afastam as componentes da respectiva RR são identificadas mais rapidamente do que as que não o fazem. Os resultados apresentados aqui também mostram que essas variáveis de detecção podem ser combinadas para garantir a detecção adequada de casos de falta.

Melhorias podem ser feitas na configuração da RR para tornar o método mais sensível e permitir a detecção de faltas nas quais as variáveis não ativam com a forma e tamanho usados neste trabalho. No entanto, aumentar a sensibilidade pode levar a uma ativação imprópria enquanto as condições normais de operação mudam. Além disso, outros tipos de filtros podem ser avaliados para melhorar o funcionamento geral da técnica proposta.

Tabela 12 – Tempo para detecção dos casos da Tabela 10 em ms.

Caso	$T_{dq}^-$	$T_{dq}^3$	$T_f^2$	$T_{np}^1$
1	24	25,2	28,7	24
2	73,2	58	55,2	73,7
3	38,1	65,1	59,6	96,1
4	161,5	70	107,5	127,8
5	39,1	82,6	89,1	99,1
6	38,6	62,9	67,6	61,9
7	$\infty$	133	$\infty$	108
8	122,9	$\infty$	155,6	$\infty$
9	$\infty$	$\infty$	$\infty$	103,4
10	102,1	103,6	86,4	$\infty$
11	29,7	45	34,7	29
12	56,7	33,7	47,5	75,2
13	152,2	90,3	78,7	167,7
14	135,1	135	132,9	183
15	109	141,2	104,8	148,5
16	106,8	164,1	142	172,5
17	113,2	107,1	99,5	145,5
18	127,5	$\infty$	$\infty$	$\infty$
19	100,3	97,4	131,6	113,9
20	141,7	$\infty$	104,3	$\infty$
21	30,2	23,2	25,8	35,7
22	21,5	20,6	23,8	21,2
23	15,4	15,3	18,4	15,1

Fonte: elaborado pelo autor.

### 6.3 Seletividade

Um dos aspectos que precisa ser avaliado é a seletividade para falhas internas e externas. Como discutido no segunda capítulo, a proteção da máquina de velocidade variável pode ser dividida em zonas: Zona 1 está relacionada a falhas no lado CA do conversor conectado à rede; Zona 2 para falhas no barramento CC; e Zona 3 no lado CA do conversor conectado ao gerador, incluindo falhas dentro do gerador (IEEE Standards Association, 2016). Para garantir a seletividade, as variáveis citadas devem ficar dentro da RR para faltas nas Zonas 1 e 2. Se as variáveis não apresentarem seletividade intrínseca, deve-se aplicar uma lógica de bloqueio ou método de coordenação de tempo.

As falhas da Zona 2 levam a um afundamento  $V_{CC}$  e aceleração do gerador. Essas falhas devem ser detectadas por dispositivos de proteção específicos e não fazem parte do escopo deste trabalho. As faltas da Zona 1 podem envolver uma, duas ou três fases e a terra; as assimétricas causam correntes de sequência negativa e zero no lado CA, que levam a potência ativa e oscilações  $V_{CC}$  com conteúdo de segundo harmônico.

Esta seção apresenta uma análise baseada em simulação do comportamento das va-

riáveis sob oscilação  $V_{CC}$  causada por falta de fase na rede. A Figura 59 ilustra a  $V_{CC}$  considerada para o teste e cada resposta variável. São considerados os mesmos geradores e conversores da plataforma experimental descrita.

Pode-se observar que a oscilação não afeta as variáveis  $i_{dq}$  e  $i_f$ . No entanto, como descrito no terceiro capítulo,  $i_{np}$  está diretamente relacionado ao  $V_{CC}$  ( $V_p$  e  $V_n$ ), então oscilações em  $V_{CC}$  afetarão essa corrente; logo, essa variável não é seletiva. A ativação imprópria durante os eventos da Zona 1 pode ser bloqueada se a oscilação  $V_{CC}$  for detectada, ou se um dispositivo de proteção específico da Zona 1 for ativado.

É importante enfatizar que as falhas da Zona 1 devem ser detectadas e mitigadas por dispositivos de proteção específicos (IEEE Standards Association, 2016), que não estão dentro do escopo deste trabalho.

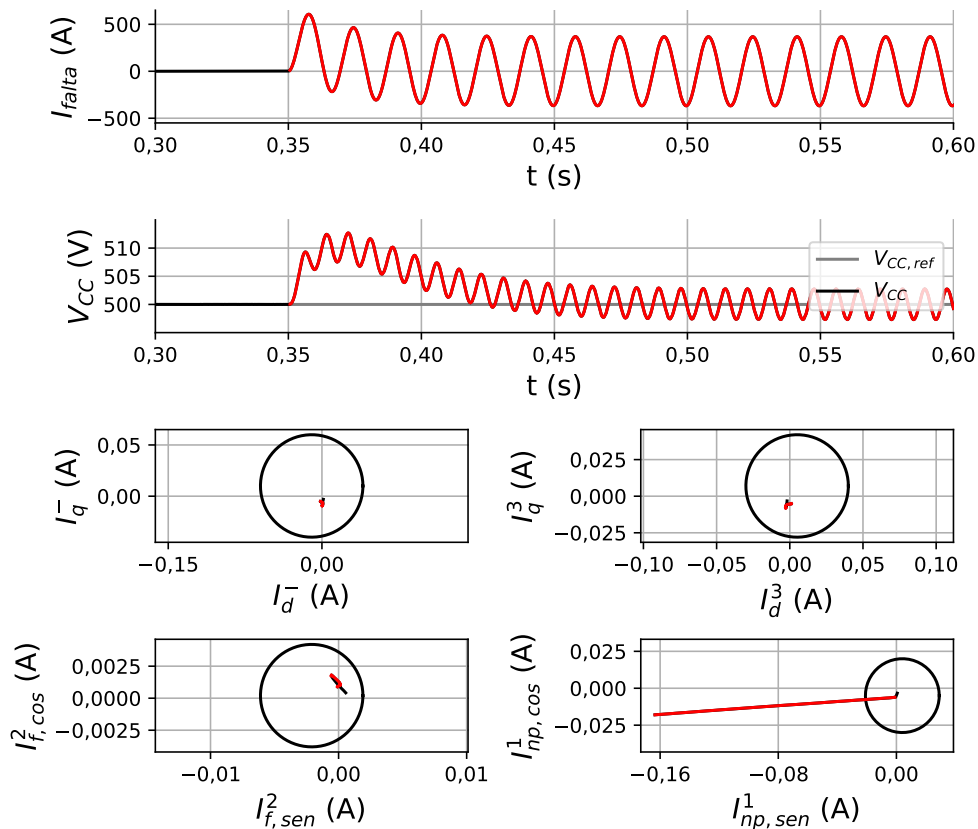


Figura 59 – Ativação das variáveis de detecção para faltas na Zona 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

O controle do conversor conectado à rede emprega PLL para sincronismo com a rede, o qual pode afetar diretamente o controle da tensão CC. Como apresentado nesta seção, a tensão CC afeta diretamente a corrente do neutro do inversor de três níveis. Portanto, o PLL também pode afetar a ativação desta variável. Adicionalmente, instabilidades no PLL podem causar interações de componentes harmônicas nas tensões e correntes dos conversores, impactando na seletividade da detecção da falta no gerador.

## 6.4 Efeito de ruídos e perda de informações

A técnica proposta depende diretamente da integridade das medições de corrente e da posição do rotor. Portanto, a perda de qualquer um desses sensores causará atuação inadequada das variáveis de disparo. Por exemplo, se o sensor de fase  $a$  é perdido, as correntes  $i_{abc}$  são desequilibradas e a variável  $T_{dq}^-$  é ativada;  $T_{np}^1$  não está ativado porque as correntes reais estão equilibradas. Além disso, distorções nos sensores afetariam  $T_{dq}^3$  e  $T_f^2$ . É importante ressaltar que as medições utilizadas para detecção de faltas são as mesmas utilizadas para fins de controle, que também dependem da integridade da medição.

Em relação aos efeitos do ruído, o algoritmo proposto foi testado usando uma configuração experimental em que a RSR verificada para as medições é 50 dB. Portanto, o método tolera níveis de ruído verificados em ambiente real, mas valores RSR menores podem afetar os lugares geométricos das variáveis, como mostra a Figura 60, na qual a RSR é 20 dB. Tal nível de ruído causaria atuação indevida das variáveis de detecção. A avaliação do ruído foi feita *offline* através de uma função que adiciona ruído aos sinais para atingir a RSR especificada.

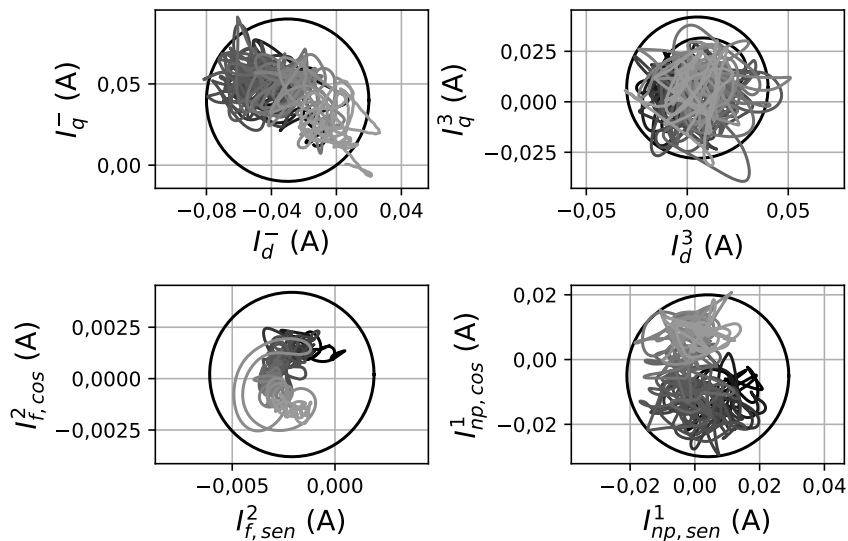


Figura 60 – Influência de ruídos nas medições das correntes usadas (RSR=20 dB).

Fonte: elaborado pelo autor.

Como ilustrado pela Figura 61, uma RSR de 30 dB já não afeta os lugares geométricos como verificado para a RSR de 20 dB. Portanto, o método tolera RSRs a partir de 30 dB.

A Figura 62 ilustra o que ocorreria com os lugares geométricos devido a perda das informações medidas da corrente da fase  $a$ . Foi considerada apenas a perda de informações medidas, pois a perda do sensor levaria a problemas para o controle do gerador. Nota-se que, para esse caso, a componente  $i_{dq}^-$  é diretamente afetada, enquanto as demais permanecem inafetadas.



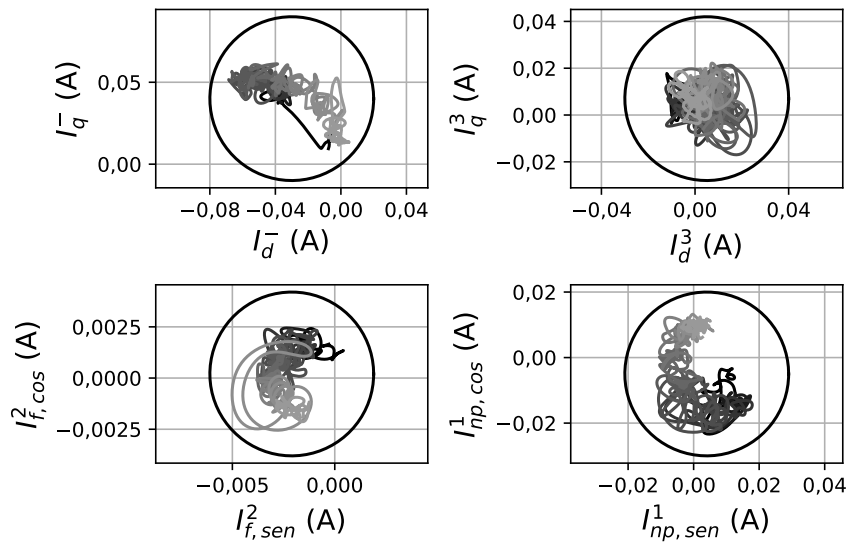


Figura 61 – Influência de ruídos nas medições das correntes usadas (RSR=30 dB).

Fonte: elaborado pelo autor.

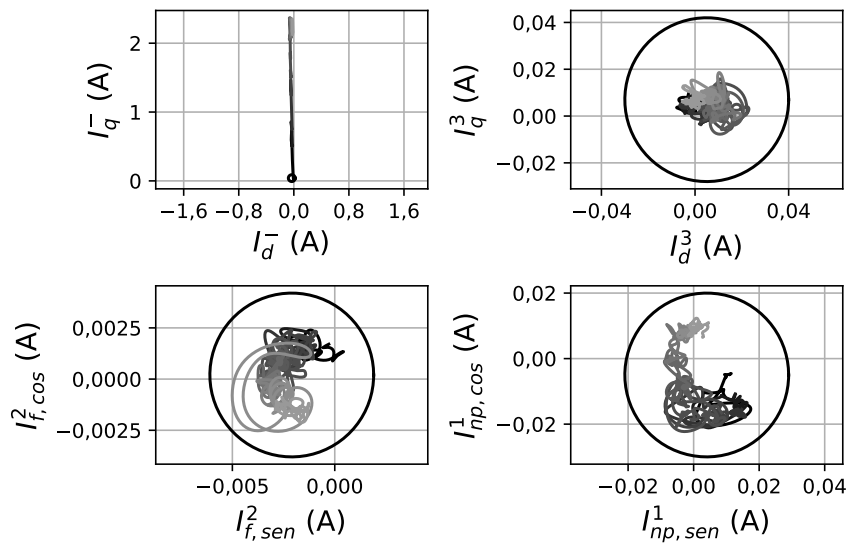


Figura 62 – Influência de perda das informações medidas da corrente da fase *a*.

Fonte: elaborado pelo autor.

A partir dos testes realizados, nota-se que a componente mais sensível e seletiva é a segunda harmônica da corrente de campo. As componentes de sequência negativa também mostrou-se sensível, mas suscetível a erros de medidas. A terceira harmônica apresenta seletividade para faltas internas e mostrou-se sensível para detecção da maior parte das faltas. Por outro lado, a corrente de neutro do TLNPC não é seletiva, sendo afetada por faltas que alteram a tensão do barramento CC do inversor.



## Avaliação em um gerador síncrono de 4,5 MW com falta entre espiras

Um GSEE foi simulado para avaliar a viabilidade das variáveis para detectar faltas no enrolamento do estator, especialmente para aplicações de alta potência. Portanto, a máquina descrita em (GOZDOWIAK, 2020) foi usada um GSEE de 4,5 MW com dez pólos, 6 kV de tensão nominal, 50 Hz de frequência nominal e 295 A de corrente nominal de campo. Esta máquina possui uma ramificação por fase; portanto, somente faltas dos tipos EE e EF podem ocorrer. O GSEE, o TLNPC e as malhas de controle foram simulados usando as equações apresentadas no terceiro capítulo.

A configuração da RR foi realizada via simulação, seguindo o procedimento descrito anteriormente. A Tabela 13 resume as configurações das RR.

Tabela 13 – Região normal de operação para o GSEE de 4,5 MW.

	$c_{xy}^m, x$ (A)	$c_{xy}^m, y$ (A)	$c_{xy}^m, r$ (A)
$c_{dq}^-$	0	0	5
$c_{dq}^3$	0,5	0,5	0,5
$c_f^2$	0	1	1
$c_{np}^1$	0	0	0,25

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 63 ilustra o resultado da simulação e a técnica de detecção de falha para uma falta EE na fase  $a$ . Foi definida uma falta envolvendo uma das bobinas da fase  $a$ , com  $R_{falta} = 0,01 \Omega$  para evitar instabilidade numérica. Nota-se que, sem a ocorrência da falta, as variáveis permanecem dentro da RR e, quando há falta, movem-se para fora da RR, detectando a ocorrência da mesma. Para este caso de falta, os tempos de ativação variaram entre 15 ms e 50 ms, onde  $t_{np}^1$  foi o mais rápido e  $t_{dq}^3$  o mais lento. Portanto, os harmônicos verificados durante faltas entre espiras no GSEE da plataforma

experimental também ocorrem em máquinas maiores e podem ser monitorados usando a técnica proposta.

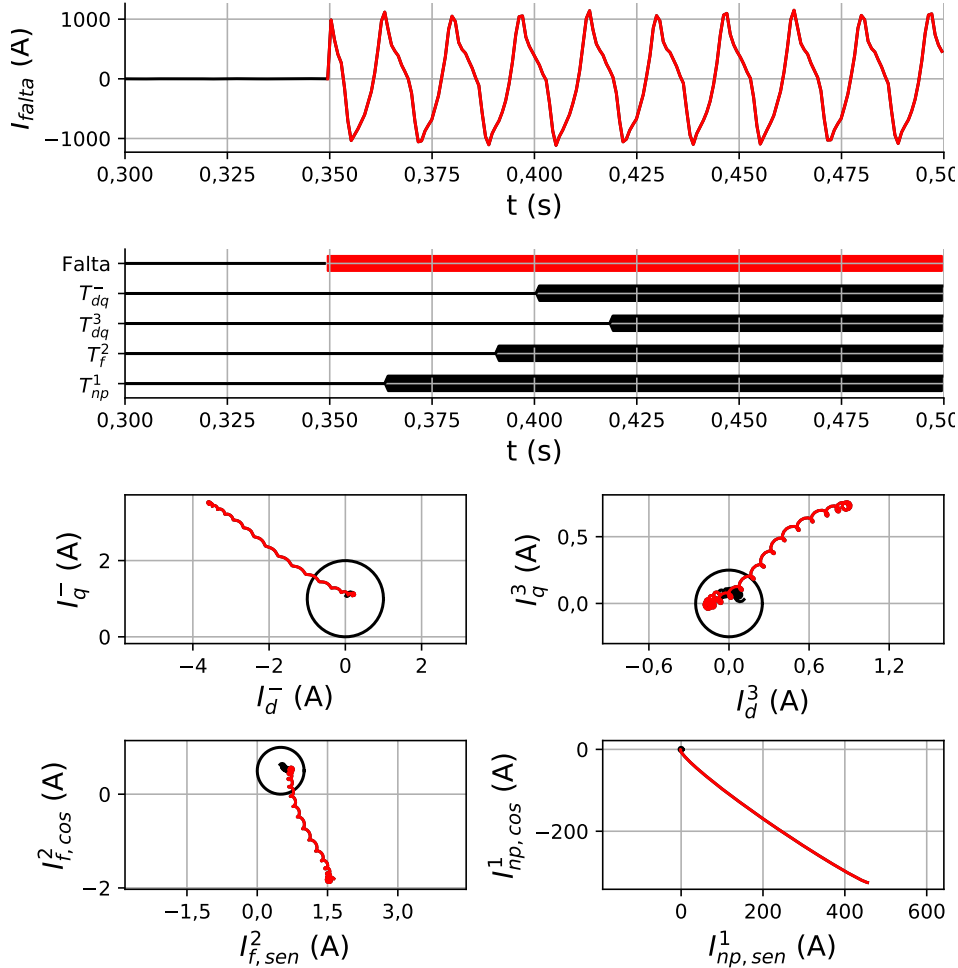


Figura 63 – Avaliação da metodologia proposta para um caso de falta EE no GSEE de 4,5 MW. A ocorrência da falta é detectada nas quatro variáveis.

Fonte: elaborado pelo autor.

Além do caso de falha de EE ilustrado na Figura 63, os cinco casos de faltas apresentados na Tabela 14 foram considerados para avaliar a sensibilidade e os tempos de ativação. Na Tabela 14,  $D_{xx}$  e  $D_{yy}$  denotam a posição das espiras envolvidas na falta. Esses parâmetros são diferentes da configuração experimental, pois não há derivações discretas; assim, o percentual do respectivo enrolamento é utilizado para descrever sua localização. Uma resistência  $R_{falsha} = 0,01 \Omega$  foi considerada para todos os casos.

O valor máximo encontrado para um determinado componente  $i_{xy}^m$  foi calculado para cada caso de falha usando (78). Os resultados estão resumidos na Tabela 15. Os maiores valores foram verificados para o  $i_{np}^1$  para todos os casos considerados na Tabela 14. Nota-se que os valores de todas as variáveis são maiores que um, o que significa que a falta foi detectada. Os valores máximos dependem da velocidade do GSEE.

Os tempos de ativação para os mesmos casos de faltas são apresentados na Tabela 16. Pode-se observar que as falhas foram detectadas pelas quatro variáveis e os tempos variaram entre 10 e 40 ms.

Tabela 14 – Casos de falta considerados para o GSEE de 4,5 MW.

Caso	Tipo (Fase)	Dxx (%)	Dyy (%)	Torque (p.u.)	Velocidade (rad/s)
1	EE (a)	90%	80%	1,0	377
2	EE (a)	90%	80%	1,0	400
3	EE (a)	90%	80%	0,5	150
4	EF (ac)	50%	50%	1,0	377
5	EF (ac)	50%	50%	0,5	150

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 15 – Valores máximos atingidos pelos lugares geométricos para o GSEE de 4,5 MW.

Caso	$\frac{ i_{dq}^- _{max}}{c_{dq,r}^-}$	$\frac{ i_{dq}^3 _{max}}{c_{dq,r}^3}$	$\frac{ i_f^2 _{max}}{c_f^2,r}$	$\frac{ i_{np}^1 _{max}}{c_{np,r}^1}$
1	8,57	15,72	12,81	81,43
2	10,36	14,42	16,33	95,33
3	5,26	8,54	7,97	66,68
4	15,22	23,72	21,35	143,34
5	13,15	11,56	14,11	81,97

Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 16 – Tempo de detecção para o GSEE de 4,5 MW, em ms.

Caso	$t_{dq}^-$	$t_{dq}^3$	$t_f^2$	$t_{np}^1$
1	49	62,1	37,7	12,7
2	46,2	65,8	32	11,3
3	68,1	85,35	46,2	16,1
4	41,5	57,4	27,25	10,15
5	53,1	72,6	39,4	11,5

Fonte: elaborado pelo autor.



---

## Conclusões

O presente trabalho apresentou uma análise dos efeitos das faltas entre espiras nos enrolamentos do estator do GSEE, quando este opera sob velocidade variável, controlado por um conversor TLNPC. Adicionalmente, foi proposta uma técnica para detecção dessas faltas, usando as alterações harmônicas causadas nas correntes medidas para fins de controle do GSEE e do TLNPC. Simulações computacionais e ensaios realizados numa plataforma experimental foram usados nas análises e validação da técnica proposta.

A análise das correntes  $i_{abc}$  do GSEE mostrou que as faltas internas entre espiras, entre ramos e entre fases provocam desequilíbrio entre as correntes das fases e surgimento da componente de sequência negativa. Então, a assimetria provocada pela falta leva ao surgimento da componente de segunda harmônica na corrente  $i_f$  do GSEE. Adicionalmente, a segunda harmônica na corrente de campo leva ao surgimento de componentes de terceira harmônica nas correntes  $i_{abc}$  e  $i_{falta}$ .

Como o caso particular do GSEE controlado por um TLNPC é considerado, também foi realizada a análise da corrente medida no neutro do conversor TLNPC ( $i_{np}$ ). Nota-se que a sequência negativa presente nas correntes  $i_{abc}$  causa uma componente de frequência igual a da fundamental dessas em  $i_{np}$ , que sob condições normais é composto apenas pela terceira harmônica.

Essas componentes foram extraídas dos sinais medidos das respectivas correntes usando um filtro passa-faixa com frequência de corte dinamicamente definida pela medida da posição do rotor do GSEE, a qual também é usada para o controle do gerador. Então, foram usadas para proposição de uma técnica para detecção das faltas internas, usando os lugares geométricos de cada uma para distinguir entre condições saudáveis e defeituosas.

O algoritmo proposto foi capaz de detectar todos os casos de faltas entre fases e entre ramos consideradas, bem como as faltas entre espiras de um ramo que envolvam 5% das espiras deste. Entretanto, nota-se uma limitação da técnica para detecção de casos de faltas que envolvam menor número de espiras, para as quais verifica-se que os lugares geométricos das variáveis oscilam entre dentro e fora da região normal. Parte dessa limitação deve-se à resistência usada para limitar a corrente de falta. A redução

das regiões de operação normais, ou definição de formas adaptativas para delimitar estas regiões, pode aumentar a sensibilidade do algoritmo e facilitar a detecção desses casos.

Para velocidades de rotor abaixo da nominal, os deslocamentos dos lugares geométricos é menor durante a falta, uma vez que a tensão induzida na parcela faltosa é menor; isso torna a técnica menos sensível para faltas sob velocidades abaixo de 25% da nominal. Adicionalmente, os filtros passa-baixa usados limitarão a extração das componentes sob velocidades em que a frequência das componentes harmônicas consideradas aproximam-se da frequência de corte do filtro. A proposição de filtros mais seletivos e com menor tempo de resposta pode aumentar a faixa de velocidade em que as faltas são detectadas e reduzir os tempos de detecção.

## 8.1 Sugestões de trabalhos futuros

Alguns aspectos não foram tratados neste trabalho e podem ser abordados em trabalhos futuros. Diferentes tipos de máquinas elétricas, conversores e algoritmos de controle podem ser avaliados sob falta entre espiras do estator. A técnica de detecção das faltas pode ser adaptada e melhorada para uso com outros tipos de geradores e para faltas que ocorram sob velocidades próximas a zero. Dessa forma, como trabalhos futuros, sugere-se:

- Análise de faltas entre espiras em geradores síncronos de ímãs permanentes - Os geradores síncronos de ímãs permanentes têm construção e parâmetros distintos dos geradores com enrolamento de campo. Essas diferenças devem ser investigadas, principalmente o comportamento das componentes consideradas para detecção das faltas. Adicionalmente, não há a medição de corrente de campo, visto que o fluxo de rotor é produzido por ímãs permanentes.
- Localização da falta no enrolamento de estator - A localização do ponto de ocorrência da falta no enrolamento pode orientar procedimentos de manutenção corretiva, reduzindo tempo e gasto com material para troca das espiras afetadas na falta. A localização torna-se mais crítica a medida que o tamanho do gerador aumenta.
- Estudos sobre diferentes tipos de filtros para detectar as componentes relativas a faltas - O processo de filtragem das componentes harmônicas das correntes é crítico para o algoritmo de detecção de faltas. Dessa forma, outros tipos de filtros, preferencialmente mais rápidos e com melhor resposta em frequência, podem ser propostos para melhorar o desempenho do algoritmo de detecção.
- Estudos com diferentes estratégias de controle - A técnica de controle utilizada afeta diretamente as componentes consideradas para detecção da falta. Em geradores com controles com capacidade de compensação de perturbações, a falta pode não



provocar alterações nas componentes consideradas. Para esse caso, novas variáveis, como as tensões, devem ser avaliadas para detecção da falta.

- Realizar simulação em elementos finitos do gerador sob falta - Neste trabalho foi feita a modelagem e simulação do gerador através das equações diferenciais e do cálculo de indutâncias pela MWFA. A modelagem e simulação em elementos finitos pode melhorar a representação e análise do gerador com faltas entre espiras, contribuindo para proposição de metodologias mais sensíveis de detecção.
- Detecção de faltas em máquinas multifásicas - Máquinas multifásicas, como as hexafásicas, têm sido estudadas para aplicação em turbinas eólicas *offshore*. Portanto, são necessários estudos para analisar a influência de faltas entre espiras nessas máquinas e propor métodos para detecção dessas faltas. A metodologia proposta neste trabalho pode ser adaptada e avaliada para essas máquinas.

## 8.2 Publicações

- ROCHA, R. V.; MONARO, R. M. Algorithm for Fast Detection of Stator Turn Faults in Variable-Speed Synchronous Generators. *Energies*, v. 16, n. 5, p. 2491, 6 mar. 2023. **(publicado)**
- ROCHA, R. V.; MONARO, R. M. Simulation of Internal Faults in Variable-Speed Synchronous Generators Connected to Three-Level Neutral Point Clamped Converters. *Power Energy Society General Meeting 2023*. 2023. **(publicado)**
- ROCHA, R. V.; CRUZ, S. M. A.; MONARO, R. M. Detecção de Curto-circuitos Entre Espiras no Enrolamento do Estator de Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes de Seis Fases. *I Simpósio Internacional Multidisciplinar do Coletivo de Pesquisadores Brasileiros em Portugal*. 2023. **(aceito)**
- ROCHA, R. V.; SOUSA, L. A.; MONARO, R. M. Experimental Platform for Evaluation of Full-Scale Variable-Speed Wind Generators Under Stator Winding Faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2022. **(publicado)**
- ROCHA, R. V.; MONARO, R. M. Inclusão do efeito de ranhuras na função de permeância de uma máquina síncrona. *15º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), 2022, São Paulo. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG) 2022, 2022*. **(publicado)**
- ROCHA, R. V.; MONARO, R. M. . Análise de Faltas Elétricas em um Gerador Síncrono de Velocidade Variável Controlado por Conversor Back-to-back de Três Níveis. In: *XXIV Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2022, 2022, Fortaleza. Anais do Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2022, 2022*. **(publicado)**



---

## Referências

- ABBES, M.; BELHADJ, J. New control method of a robust NPC converter for renewable energy sources grid connection. **Electric Power Systems Research**, Elsevier B.V., v. 88, p. 52–63, 2012. ISSN 03787796. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2012.01.018>>.
- AGENCY, I. E. **Technology Roadmap - Wind Energy 2013**. [S.l.], 2013. 63 p. Disponível em: <<https://webstore.iea.org/technology-roadmap-wind-energy-2013>>.
- ALLAFI, I. M.; FOSTER, S. N. Condition Monitoring Accuracy in Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Machines Based on Motor Voltage Signature Analysis. **Energies**, 2023.
- ARELLANO-PADILLA, J.; SUMNER, M.; GERADA, C. Winding condition monitoring scheme for a permanent magnet machine using high-frequency injection. **IET Electric Power Applications**, v. 5, n. 1, p. 89–99, 2011. ISSN 17518660.
- ATTAIANESE, C.; Di Monaco, M.; TOMASSO, G. Three-Phase Three-Level active NPC converters for high power systems. **SPEEDAM 2010 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion**, IEEE, p. 204–209, 2010.
- BATAGLIOLI, R. P. et al. The Influence of Grounding Configuration in a Full Conversion Wind Generator Under Internal Faults. In: **2018 Power Systems Computation Conference (PSCC)**. IEEE, 2018. p. 1–7. ISBN 978-1-910963-10-4. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8443019/>>.
- BATAGLIOLI, R. P.; MONARO, R. M.; COURY, D. V. Differential protection for stator ground faults in a full-converter wind turbine generator. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 169, p. 195–205, apr 2019. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0378779618304152>>.
- BEHERA, R. K.; GAO, W.; OJO, O. Simulation study of permanent magnet synchronous machine direct drive wind power generator using three level NPC converter system. **2009 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications, PEMWA 2009**, IEEE, p. 1–7, 2009.
- Ben Khader Bouzid, M. et al. Efficient Simplified Physical Faulty Model of a Permanent Magnet Synchronous Generator Dedicated to the Stator Fault Diagnosis Part I: Faulty

Model Conception. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 53, n. 3, p. 2752–2761, 2017. ISSN 00939994.

\_\_\_\_\_. Efficient Simplified Physical Faulty Model of a Permanent Magnet Synchronous Generator Dedicated to the Stator Fault Diagnosis Part I: Faulty Model Conception. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 53, n. 3, p. 2752–2761, 2017. ISSN 00939994.

BOGDAN, V. et al. Comparative analysis of two permanent magnet fractional slots synchronous generators with different number of phases: 15 slots /16 magnets three-phase generator to 15 slots/18 magnets five-phase generator. In: **2020 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 525–529.

BOLDEA, I. **Synchronous Generators**. [S.l.: s.n.], 2016. 6–8 p. ISBN 9781498723558.

\_\_\_\_\_. Electric Generators and Motors: An Overview. **CES transactions on electrical machines and systems**, v. 1, n. 1, p. 3–14, 2017. ISSN 2096-3564 VO - 1. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7911104/>>.

BOUZID, M. B. K.; CHAMPENOIS, G. An efficient simplified physical faulty model of a permanent magnet synchronous generator dedicated to stator fault diagnosis part ii: Automatic stator fault diagnosis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 2762–2771, 2017.

BRAMBLE, S. Buck Converter Design. **Buck Converter Design**, n. January, p. 1–9, 2014. Disponível em: <[http://www.simonbramble.co.uk/dc{\\\\_}dc{\\\\_}converter{\\\\_}design/buck{\\\\_}converter/buck{\\\\_}conve](http://www.simonbramble.co.uk/dc{\\_}dc{\\_}converter{\\_}design/buck{\\_}converter/buck{\\_}conve)>.

BUENO, E. J. et al. Design of a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 23, n. 3, p. 932–945, 2008. ISSN 08858969.

CAPOLINO, G. A.; ANTONINO-DAVIU, J. A.; RIERA-GUASP, M. Modern diagnostics techniques for electrical machines, power electronics, and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1738–1745, 2015. ISSN 02780046.

CARRASCO, J. M. et al. 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, 2006. ISSN 02780046.

CHENG, S.; ZHANG, P.; HABETLER, T. G. An impedance identification approach to sensitive detection and location of stator turn-to-turn faults in a closed-loop multiple-motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 5, p. 1545–1554, 2011.

CRUZ, S.; CARDOSO, A. Multiple reference frames theory: a new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 3, p. 611–619, 2005.

Daniel Meeks. Loop Stability Analysis of Voltage Mode Buck Regulator With Different Output Capacitor Types – Continuous and Discontinuous Modes. **Application Note**, v. 3.1, n. April, p. 1–36, 2008.

- D'AVERSA, A.; HUGHES, B.; PATEL, S. Challenges and solutions of protecting variable speed drive motors. **2013 66th Annual Conference for Protective Relay Engineers, CPRE 2013**, IEEE, p. 250–256, 2013.
- DEHKORDI, A. B. **Improved Models of Electric Machines for Real-Time Digital Simulation**. Tese (Doutorado) — University of Manitoba, 2010.
- DEHKORDI, A. B.; GOLE, A. M.; MAGUIRE, T. L. Real Time Simulation of Internal Faults in Synchronous Machines. **Distribution**, n. May, p. 1–6, 2016.
- DOORWAR, A.; BHALJA, B.; MALIK, O. P. A New Internal Fault Detection and Classification Technique for Synchronous Generator. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 34, n. 2, p. 739–749, 2019. ISSN 08858977.
- DSPACE. **MicroLabBox**. 2020. 1–12 p.
- El Sayed, W.; El Geliel, M. A.; LOTFY, A. Fault diagnosis of PMSG stator inter-turn fault using extended kalman filter and unscented kalman filter. **Energies**, v. 13, n. 11, 2020. ISSN 19961073.
- ERNST, T. Application of multi-function motor protection relays to variable frequency drive connected motors. **IEEE Conference Record of Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference**, IEEE, v. 2015-July, p. 1–6, 2015. ISSN 01902172.
- FARSHADNIA, M. **Advanced Theory of Fractional-Slot Concentrated-Wound Permanent Magnet Synchronous Machines**. [s.n.], 2018. ISBN 978-981-10-8707-3. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-8708-0>>.
- FRIEDLI, T. et al. Comparative evaluation of three-phase AC-AC matrix converter and voltage DC-link back-to-back converter systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 59, n. 12, p. 4487–4510, 2012. ISSN 02780046.
- GANDHI, A.; CORRIGAN, T.; PARSA, L. Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 5, p. 1564–1575, 2011. ISSN 02780046.
- GARDELL, J. D. et al. Adjustable-speed drive motor protection applications and issues. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1364–1372, 2014. ISSN 00939994.
- GARG, M. M. et al. An Approach for Buck Converter PI Controller Design Using Stability Boundary Locus. In: **2018 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T D)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.
- GKETSIS, Z. E.; ZERVAKIS, M. E.; STAVRAKAKIS, G. Detection and classification of winding faults in windmill generators using Wavelet Transform and ANN. **Electric Power Systems Research**, v. 79, n. 11, p. 1483–1494, 2009. ISSN 03787796.
- GONTIJO, G. F. et al. State space modeling of an offshore wind power plant with an mmc-hvdc connection for an eigenvalue-based stability analysis. **IEEE Access**, v. 10, p. 82844–82869, 2022.
- GOZDOWIAK, A. Faulty synchronization of salient pole synchronous hydro generator. **Energies**, v. 13, n. 20, 2020. ISSN 19961073.

- HANG, J. et al. Online Interturn Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Machine Using Zero-Sequence Components. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 12, p. 6731–6741, 2015. ISSN 08858993.
- \_\_\_\_\_. Interturn Fault Diagnosis for Model-Predictive-Controlled-PMSM Based on Cost Function and Wavelet Transform. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 35, n. 6, p. 6405–6418, 2020. ISSN 19410107.
- HASAN, N. S. et al. Reviews on multilevel converter and modulation techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier Ltd, v. 80, n. May, p. 163–174, 2017. ISSN 18790690. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.163>>.
- HAUKE, B. Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. **Application Report - SLVA477B–December 2011–Revised August 2015**, n. December 2011, 2015. ISSN 16113349.
- HE, S.; SHEN, X.; JIANG, Z. Detection and location of stator winding interturn fault at different slots of dfig. **IEEE Access**, v. 7, p. 89342–89353, 2019.
- HUANG, S. et al. Detection of Stator Winding Faults in PMSMs Based on Second Harmonics of Phase Instantaneous Reactive Powers. **Energies**, v. 15, n. 9, 2022. ISSN 19961073.
- HUO, L. et al. Research on Motor Relay Protection of High-Voltage Variable Frequency Motor Drive System. **Journal of International Council on Electrical Engineering**, v. 4, n. 4, p. 330–335, 2014. ISSN 2234-8972.
- IEEE Standards Association. **IEEE C37.102: IEEE Guide for AC Generator Protection**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 1. i p. ISBN 1559377119.
- \_\_\_\_\_. **IEEE C37.96: IEEE Guide for Ac Motor Protection**. [S.l.: s.n.], 2012. ISBN 9780073818146.
- \_\_\_\_\_. **IEEE Std 3004.8: IEEE Recommended Practice for Motor Protection in Industrial and Commercial Power Systems**. [S.l.: s.n.], 2016. ISBN 9781504436083.
- JEONG, H.; MOON, S.; KIM, S. W. An Early Stage Interturn Fault Diagnosis of PMSMs by Using Negative-Sequence Components. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 64, n. 7, p. 5701–5708, 2017. ISSN 02780046.
- JUN, E.-S.; NGUYEN, M. H.; KWAK, S.-S. Model predictive control method with np voltage balance by offset voltage injection for three-phase three-level npc inverter. **IEEE Access**, v. 8, p. 172175–172195, 2020.
- JUNG, K.; SUH, Y. Analysis and Control of Neutral-Point Deviation in Three-Level NPC Converter under Unbalanced Three-Phase AC Grid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 55, n. 5, p. 4944–4955, 2019. ISSN 19399367.
- KESSLER, C. Das Symmetrische Optimum. *Regelungst*, n. 11/12, p. 395–436, 1958.
- KOLAR, J. W. et al. Review of three-phase PWM AC-AC converter topologies. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 11, p. 4988–5006, 2011. ISSN 02780046.

- KUMAR, P. S. et al. Modified winding function approach to stator fault modelling of synchronous generator Modified Winding Function Approach to Stator Fault Modelling of Synchronous Generator. n. August 2019, 2016.
- KUMAR, R. R. et al. Design and characteristics investigation of novel dual stator pseudo-pole five-phase permanent magnet synchronous generator for wind power application. **IEEE Access**, v. 8, p. 175788–175804, 2020.
- LANDAU, I. D.; VODA, A. The Symmetrische Optimum and the Auto-Calibration of PID Controllers. **IFAC Proceedings Volumes**, v. 25, n. 14, p. 407–412, 1992. ISSN 1474-6670. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017507685>>.
- LEE, S. T.; HUR, J. Simplified equivalent model of PMSM with inter-turn fault. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 55, n. 3, p. 2629–2636, 2019. ISSN 19399367.
- LETCHER, T. M. **Wind Energy Engineering: A Handbook for Onshore and Offshore Wind Turbines**. [S.l.: s.n.], 2017. 1–600 p. ISBN 9780128094297.
- MALAKONDAREDDY, B. et al. An adaptive PI control scheme to balance the neutral-point voltage in a solar PV fed grid connected neutral point clamped inverter. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, Elsevier, v. 110, n. October 2018, p. 318–331, 2019. ISSN 01420615. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.03.012>>.
- MASOUMI, Z. et al. Online model-based fault detection of synchronous generators using residual analysis. **IEEE Access**, v. 9, p. 163697–163706, 2021.
- MIHET-POPA, L. et al. Variable speed wind turbines using cage rotor induction generators connected to the grid. **2007 IEEE Canada Electrical Power Conference, EPC 2007**, p. 8–13, 2007.
- MONARO, R. M. H. et al. Experimental platform for controlled faults on synchronous generator armature windings. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 27, n. 4, p. 948–957, 2012. ISSN 08858969.
- MUTHUMUNI, D. D. S.; MCLAREN, P. G.; DIRKS, E. Internal fault simulation in synchronous machines. **Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, v. 2, p. 1202–1206, 2000. ISSN 08407789.
- NADARAJAN, S. et al. Hybrid model for wound-rotor synchronous generator to detect and diagnose turn-to-turn short-circuit fault in stator windings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1888–1900, 2015.
- NETI, P. **Stator fault analysis of synchronous machines**. Tese (Doutorado) — University of Victoria, 2007.
- NETI, P.; NANDI, S. Stator interturn fault detection of synchronous machines using field current and rotor search-coil voltage signature analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 45, n. 3, p. 911–920, 2009. ISSN 00939994.

- NOBILE, E.; SARI, G.; SCHWERY, A. Variable Speed Hydro Pumped Storage as Flexible Enabler of Intermittent Renewable Penetration. **IEEE Power and Energy Society General Meeting**, v. 2018-Augus, 2018. ISSN 19449933.
- OBEIDAT, F.; LI, Y.; XU, L. The application of three level NPC converter for wind power generator. **Conference Proceedings - 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, IPEMC 2012**, IEEE, v. 3, p. 1597–1602, 2012.
- Operador Nacional do Sistema Elétrico. Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica. p. 1–35, 2007.
- \_\_\_\_\_. Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão às instalações de transmissão. 2017.
- ORLOWSKA-KOWALSKA, T. et al. Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of PMSM Drives-State of the Art and Future Challenges. **IEEE Access**, IEEE, v. 10, p. 59979–60024, 2022. ISSN 21693536.
- PIETRZAK, P.; WOLKIEWICZ, M. Comparison of selected methods for the stator winding condition monitoring of a pmsm using the stator phase currents. **Energies**, v. 14, n. 6, 2021. ISSN 19961073.
- PORRU, M. et al. Suppression of DC-link voltage unbalance in three-level neutral-point clamped converters. **Journal of the Franklin Institute**, Elsevier Ltd, v. 355, n. 2, p. 728–752, 2018. ISSN 00160032. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.11.039>>.
- QUÉVAL, L.; OHSAKI, H. Back-to-back converter design and control for synchronous generator-based wind turbines. In: **2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- \_\_\_\_\_. Nonlinear abc-model for electrical machines using N-D Lookup Tables. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 1, p. 316–322, 2015. ISSN 08858969.
- RANGANATHAN, V. T. Variable-Speed Wind Power Generation Using a Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine: A Comparison with Alternative Schemes. **IEEE Power Engineering Review**, IEEE, v. 22, n. 7, p. 52, 2002. ISSN 02721724.
- RIERA-GUASP, M.; ANTONINO-DAVIU, J. A.; CAPOLINO, G. A. Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: State of the art. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1746–1759, 2015. ISSN 02780046.
- ROJAS, F. et al. A Simplified Space-Vector Modulation Algorithm for Four-Leg NPC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 11, p. 8371–8380, 2017. ISSN 08858993.
- SAFARI-SHAD, N. et al. Adaptive 100% injection-based generator stator ground fault protection with real-time fault location capability. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, v. 33, n. 5, p. 2364–2372, 2018. ISSN 08858977.



- SALAMEH, J. P. et al. Gearbox condition monitoring in wind turbines: A review. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 111, p. 251–264, oct 2018. ISSN 08883270.
- SAVOSTIANIK, M. et al. Considerations for ground-fault protection for low-voltage variable-frequency drive circuits supplied by high-resistance-grounded power-distribution systems. **Industry Applications Society 60th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, IEEE**, p. 1–16, 2013.
- SCHMIDT, E. et al. Simulation of steady-state and transient operational behaviour of variable-speed motor-generators of hydro power plants. **2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2011**, p. 607–611, 2011.
- \_\_\_\_\_. Studies about the low voltage ride through capabilities of variable-speed motor-generators of pumped storage hydro power plants. **2011 21st Australasian Universities Power Engineering Conference, AUPEC 2011**, 2011.
- SEIXAS, M.; MELÍCIO, R.; MENDES, V. M. Offshore wind turbine simulation: Multibody drive train. Back-to-back NPC (neutral point clamped) converters. Fractional-order control. **Energy**, Elsevier Ltd, v. 69, p. 357–369, 2014. ISSN 03605442. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.energy.2014.03.025>>.
- SELVARAJ, R. et al. Fault Tolerant Operation of Parallel-Connected 3L-Neutral-Point Clamped Back-to-Back Converters Serving to Large Hydro-Generating Units. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 5429–5443, 2018. ISSN 00939994.
- SIEMENS. SIPROTEC4 - Multi-Functional Generator Protection Relay 7UM61. 2017.
- SINGH, G.; SUNDARAM, K.; MATUONTO, M. A solution to reduce overheating and increase wind turbine systems availability. **Wind Engineering**, v. 45, n. 3, p. 491–504, 2021.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. 407 p. ISBN 9780470057513.
- TORRES, R. et al. Adjustable speed drives and motor protection. **Record of Conference Papers - Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, IEEE**, p. 119–128, 2014. ISSN 00903507.
- UMBRÍA, F. et al. Voltage balancing in three-level neutral-point-clamped converters via Luenberger observer. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 25, n. 1, p. 36–44, 2014. ISSN 09670661. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.conengprac.2013.12.003>>.
- URRESTY, J. C.; RIBA, J. R.; ROMERAL, L. Application of the zero-sequence voltage component to detect stator winding inter-turn faults in PMSMs. **Electric Power Systems Research**, Elsevier B.V., v. 89, p. 38–44, 2012. ISSN 03787796.
- WU, B. et al. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. ISBN 9780470593653.

WU, Q.; NANDI, S. Fast single-turn sensitive stator inter-turn fault detection of induction machines based on positive and negative sequence third harmonic components of line currents. p. 1–8, 2008.

WU, Y.; JIANG, B.; WANG, Y. Incipient winding fault detection and diagnosis for squirrel-cage induction motors equipped on CRH trains. **ISA Transactions**, Elsevier Ltd, v. 99, p. 488–495, 2020. ISSN 00190578. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.09.020>>.

YANG, S. C. Online Turn Fault Detection of Interior Permanent-Magnet Machines Using the Pulsating-Type Voltage Injection. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 3, p. 2340–2349, 2016. ISSN 00939994.

YARAMASU, V. et al. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 5, p. 740–788, may 2015. ISSN 0018-9219. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7109820/>>.

YASSA, N.; RACHEK, M. Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis. **Mathematics and Computers in Simulation**, Elsevier B.V., v. 167, p. 325–339, 2020. ISSN 03784754.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. A neutral-point clamped converter system for direct-drive variable-speed wind power unit. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 2, p. 596–607, 2006. ISSN 08858969.

\_\_\_\_\_. **VOLTAGE-SOURCED CONVERTERS IN POWER SYSTEMS - Modeling, Control, and Applications**. [S.l.]: Willey, 2010. 473 p. ISBN 9780470521564.

ZHANG, Z. et al. Nonlinear Direct Control for Three-Level NPC Back-to-Back Converter PMSG Wind Turbine Systems: Experimental Assessment with FPGA. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, v. 13, n. 3, p. 1172–1183, 2017. ISSN 15513203.

# Apêndices



## Ajuste do controle dos conversores

Vários métodos foram propostos para ajuste dos parâmetros de controle do conversor back-to-back (QUÉVAL; OHSAKI, 2012), sendo que os mais adequados para esses conversores são os que levam em conta aspectos no domínio frequência, uma vez que a frequência de chaveamento influencia a dinâmica de conversores eletrônicos (GARG et al., 2018).

### Método Simétrico Ótimo

O método simétrico ótimo, proposto por (KESSLER, 1958) e sistematizado para parametrização de controladores PI e PID em (LANDAU; VODA, 1992), define um meio de cálculo dos parâmetros de controladores que leva em conta o desempenho em malha fechada e aspectos de robustez (margem de fase, margem de ganho e dinâmicas negligenciadas durante a definição do modelo).

O modelo da planta a ser controlada é generalizado pela função de transferência de ordem “ $n$ ” (79), onde  $T_1$  representa uma constante de tempo grande, e  $T_j$  são constantes de tempo muito menores, tal que  $T_1 \gg T_z = \sum_2^{n-1} T_j$ .

$$H_p(s) = \frac{G_0}{(1 + T_1 s) \prod_2^{n-1} (1 + T_j s) e^{sT_d}} \quad (79)$$

Para frequências abaixo de  $\omega = 1/T_z$ , a função de transferência pode ser aproximada por (80).

$$H_p(s) = \frac{G_0}{(1 + T_1 s)(1 + T_z s)} \quad (80)$$

Se um controlador PI, descrito por (81), for usado para controlar a planta acima, o método simétrico ótimo define que os parâmetros de (81) podem ser calculados por (82). Caso seja necessário,  $K_i = K_p/T_i$ .

$$H_{PI}(s) = \frac{1 + \tau s}{\tau_i s} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (81)$$

$$\begin{aligned}\tau &= 4T_z; & K_p &= \frac{T_1}{2G_0T_z}; \\ \tau_i &= 2\frac{G_0}{T_1}4T_z^2; & T_i &= 4T_z;\end{aligned}\quad (82)$$

Ao usar as relações acima, asseguram-se margem de fase e ganhos grandes suficientes para evitar instabilidade do controle (LANDAU; VODA, 1992).

A equação (83) mostra outra regra para ajuste dos controladores PI de conversores *back-to-back* ligados à geradores de velocidade variável (QUÉVAL; OHSAKI, 2012), usando o método simétrico ótimo a partir de uma frequência de *crossover*  $\omega_c$ . Normalmente os valores de  $a$  variam de  $a = 2$  até  $a = 5$ , sendo que quando maior o valor, maior o tempo de resposta do controle.

$$\begin{aligned}T_i &= a^2T_z; \\ K_p &= (aT_zG_0)^{-1}; \\ a &= (\omega_cT_z)^{-1};\end{aligned}\quad (83)$$

## Equações para projeto de controle dos conversores

Do ponto de vista de projeto de controle, os inversores de dois e três níveis podem ser simplificados por (84), onde  $T_{PWM}$  é o período de chaveamento, ou seja, o inverso da frequência de chaveamento:  $T_{PWM} = f_{PWM}^{-1}$ .

$$H_{FT}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{ctrl}(s)} = \frac{1}{1 + T_{PWM}s} \quad (84)$$

A função de transferência  $H_{FT}$  da a relação entre a tensão de saída do conversor  $V_{out}$  e a tensão de controle  $V_{ctrl}$  usada como referência para a modulação PWM. O ganho é unitário, então se for necessária em uma das fases do conversor uma tensão  $V_{ctrl}$  senoidal com amplitude  $V_m$ , frequência  $\omega$  e fase  $\theta$ , será sintetizada uma tensão  $V_{out}$  (em dois ou mais níveis, a depender do tipo do conversor) com as mesmas características, mas com um atraso proporcionado pelo  $T_{PWM}$  do conversor.

Note que  $T_{PWM}$  é uma simplificação que incorpora os atrasos devido ao controle e a modulação PWM, mas como o atraso devido ao PWM é muito maior do que o de processamento do controle, apenas  $T_{PWM}$  é considerado.

A tensão  $V_{out}$  é composta pela tensão  $V_{ctrl}$  e componentes harmônicas devido à modulação PWM (YAZDANI; IRAVANI, 2010), mas para fins de projeto de controle e operação, considera-se a componente fundamental de  $V_{ctrl}$ , uma vez que as componentes harmônicas devido à modulação e chaveamento são filtradas durante o condicionamento do sinal.

A tensão  $V_{CC}$  relaciona-se com a corrente conforme a equação (85).

$$C \frac{dv_{CC}}{dt} = -i_{CC} \quad (85)$$

A corrente demandada ou produzida pelo outro conversor ligado em *back-to-back* é considerada uma perturbação nesse ponto. Isso simplifica o projeto de controle, que pode ser feito para regular a tensão  $V_{CC}$ , de forma a responder à perturbação provocada pelo outro conversor.

As potências instantâneas dos lados CC e CA devem ser iguais, como mostra a equação (86), onde  $v_d$  é a componente da tensão trifásica no eixo “d”, e  $i_d$  a componente da corrente no eixo “d”.

$$v_{CC}i_{CC} = \frac{3}{2}v_d i_d \quad (86)$$

A tensão  $V_{CC}$  será controlada pelas correntes CA, no caso por  $i_d$ . Essa relação entre  $v_{CC}$  e  $i_d$  é dada pela função de transferência (87).

$$H_{CC}(s) = \frac{v_{CC}(s)}{i_d(s)} = -\frac{3}{4Cs} \quad (87)$$

O erro da tensão  $V_{CC}$  (comparação entre valor medido e valor nominal) é usado para definir o valor de referência do controle de corrente  $i_d$ . O controle regula a tensão em seu valor nominal  $V_{CCnom}$ , calculado por (88), onde  $V_{ll}$  é a máxima tensão de linha da rede, em RMS. Geralmente, aplica-se um fator 115% ao resultado.

$$V_{CCnom} = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{ll} \quad (88)$$

As equações da rede em coordenadas “dq” são apresentadas em (89) e (90).

$$L\frac{di_d}{dt} = L\omega_s i_q - R_r i_d + v_{td} - v_{sd} \quad (89)$$

$$L\frac{di_q}{dt} = -L\omega_s i_d - R_r i_q + v_{tq} - v_{sq} \quad (90)$$

Para lidar com o acoplamento natural entre as equações (89) e (90), são criadas duas variáveis  $\Delta v_d$  (91) e  $\Delta v_q$  (92). Isso facilita o projeto do controlador, mas faz-se necessária a compensação dos termos destas variáveis após a saída do controlador, na Figura 4 estão ilustrados, os termos de desacoplamento dos dois eixos, os quais são:  $-v_{sd} + \omega_s L i_q$  e  $-v_{sq} - \omega_s L i_d$ .

$$\Delta v_d = v_{td} - v_{sd} + \omega_s L i_q \quad (91)$$

$$\Delta v_q = v_{tq} - v_{sq} - \omega_s L i_d \quad (92)$$

Então definem-se, pra fins de projeto do controlador, as funções de transferência que relacionam  $i_d$  e  $i_q$  com  $\Delta v_d$  e  $\Delta v_q$  que, para a rede, são iguais.

$$H_{rede}(s) = \frac{i_q(s)}{\Delta v_q(s)} = \frac{i_d(s)}{\Delta v_d(s)} = \frac{1}{R_r} \frac{1}{1 + \tau_r s} \quad (93)$$

A ligação do inversor e rede resultam nas funções de transferência equivalentes  $H_{OL}$  (94), lembrando que o modelo do conversor é dado por (84).

$$H_{OL}(s) = \frac{i_q(s)}{v_{q,ctrl}(s)} = \frac{i_d(s)}{v_{d,ctrl}(s)} = \frac{1}{R_r} \frac{1}{(1 + \tau_r s)(1 + T_{PWM} s)} \quad (94)$$

Essas são usadas para cálculo dos parâmetros do controlador PI pelo método simétrico ótimo, descrito no apêndice A. Para desacoplamento dos dois controles, deve-se usar as variáveis definidas em (91) e (92), sendo que a saída dos PIs são:  $\Delta v_d$  e  $\Delta v_q$ . As variáveis  $v_{d,ctrl}$  e  $v_{q,ctrl}$  são usadas para transformada inversa de Park, cuja saída é usada para fazer a modulação PWM para disparo das chaves.

Após definido o controle da corrente, define-se o controle da tensão  $V_{CC}$ . O controle de corrente é aproximado por uma função de primeira ordem com constante de tempo  $\tau_{eq} = t_{s,10}/2,3$ , onde  $t_{s,10}$  é o tempo de acomodação em 10% da função de transferência de malha-fechada. Com isso, a combinação da equação (87) e dessa função de primeira ordem resulta na equação (95), que é usada para cálculo dos parâmetros do controlador PI pelo método simétrico ótimo.

$$H_{OL2}(s) = \frac{v_{CC}(s)}{v_{d,ctrl}(s)} = -\frac{\frac{3}{4C}}{(1 + \tau_{eq} s)s} \quad (95)$$

O torque eletromagnético da máquina síncrona em coordenadas “dq”, dado por (96), é controlado pelas correntes  $i_d$ ,  $i_q$  e  $i_f$ . Mantendo-se  $i_f$  constante e  $i_d$  nula, o torque é linearmente proporcional à corrente  $i_q$ .

$$T_e = \frac{3}{2} P [L_{md} i_f i_q + (L_{mq} - L_{md} i_d i_q)] \quad (96)$$

O balanço entre torque elétrico e mecânico ( $T_e - T_m$ ) define a velocidade do rotor ( $\omega_m$ ), conforme (97), onde  $J$  é o momento de inércia equivalente de todo o conjunto mecânico (motriz e gerador). Para fins de projeto do controle, o torque mecânico  $T_m$  é considerado uma perturbação.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_m \quad (97)$$

A relação entre velocidade e corrente de quadratura é dada pela função de transferência (98).

$$H_{vel}(s) = \frac{\omega_m(s)}{i_q(s)} = -\frac{3PL_{md}i_q^*}{2Js} \quad (98)$$

Para fins de projeto de controle e análise transitória, usa-se o modelo matemático da máquina síncrona em coordenadas “dq”, dado pelas equações (99) e (100), e a equação de campo (101), onde:  $L_d$ ,  $L_q$  são as indutâncias próprias de eixo direto e de quadratura, respectivamente;  $L_{md}$ , a indutância mútua de eixo direto e  $L_f$  a de campo;  $R_s$  e  $R_f$  são as



indutâncias de estator e de campo. As correntes e tensões são dadas por:  $i_q, i_d, i_f, v_q, v_d$  e  $v_f$ . Se o sistema for estável,  $di_d/dt = 0$ , e se a corrente de campo não varia  $di_f/dt = 0$ .

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -Rsi_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e L_{md} i_f + v_q \quad (99)$$

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -Rsi_d + \omega_e L_q i_q - \omega_e L_{md} \frac{di_f}{dt} - v_d \quad (100)$$

$$L_f \frac{di_f}{dt} = -Rfi_f + L_{md} \frac{di_d}{dt} + v_f \quad (101)$$

O acoplamento entre as equações (100) e (99) faz necessário a definição de duas variáveis:  $\Delta v_q$  (102) e  $\Delta v_d$  (103).

$$\Delta v_q = -\omega_e L_d i_d - \omega_e L_{md} i_f + v_q \quad (102)$$

$$\Delta v_d = +\omega_e L_q i_q - \omega_e L_{md} \frac{di_f}{dt} - v_d \quad (103)$$

Então definem-se, pra fins de projeto do controlador, as funções de transferência que relacionam  $i_d$  e  $i_q$  com  $\Delta v_q$  e  $\Delta v_d$ : (104) e (105), onde  $\tau_q = L_q/R_s$  e  $\tau_d = L_d/R_s$ .

$$H_{maq}(s) = \frac{i_q(s)}{\Delta v_q(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_q s} \quad (104)$$

$$H_{maq}(s) = \frac{i_d(s)}{\Delta v_d(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + \tau_d s} \quad (105)$$

A ligação de inversor e máquina resultam nas funções de transferência equivalentes  $H_{OLdq}$  (106) e (107), lembrando que o modelo do conversor é dado por (84).

$$H_{OLq}(s) = \frac{i_q(s)}{v_{q,ctrl}(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \tau_q s)(1 + T_{PWM} s)} \quad (106)$$

$$H_{OLd}(s) = \frac{i_d(s)}{v_{d,ctrl}(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \tau_d s)(1 + T_{PWM} s)} \quad (107)$$

Essas equações são usadas para cálculo dos parâmetros do controlador PI pelo método simétrico ótimo, descrito no Apêndice A. Para desacoplamento dos dois controles, deve-se usar as variáveis definidas em (102) e (103), sendo que a saída dos PIs são:  $\Delta v_q$  e  $\Delta v_d$ . As tensões de controle  $v_{q,ctrl}$  e  $v_{d,ctrl}$  passam pela transformada inversa de Park, obtendo-se as tensões  $V_{abc}$  necessária para a modulação PWM.

Após definido o controle da corrente, define-se o controle da velocidade. O controle de corrente é aproximado por uma função de primeira ordem com constante de tempo  $\tau_{eq} = t_{s,10}/2,3$ , onde  $t_{s,10}$  é o tempo de acomodação em 10% da função de transferência de malha-fechada. Com isso, a combinação da equação (98) e dessa função de primeira

ordem resulta em (108), que é usada para cálculo dos parâmetros do controlador PI pelo método simétrico ótimo.

$$H_{OL2}(s) = \frac{\omega_m(s)}{v_{q,ctrl}(s)} = -\frac{\frac{3PL_{md}i_f^*}{2J}}{(1 + \tau_{eq}s)s} \quad (108)$$

O enrolamento de campo da máquina pode ser simplificado por um circuito “RL em série” conectado à uma fonte de tensão controlável (braço do conversor). A função de transferência, que relaciona a tensão aplicada e corrente medida, de um enrolamento de campo com resistência  $R_f$  e indutância  $L_f$  é dada por (109), onde  $\tau_f = L_f/R_f$ .

$$H_f(s) = \frac{I_f(s)}{V_f(s)} = \frac{1/R_f}{1 + \tau_f s} \quad (109)$$

A ligação de conversor e enrolamento de campo da máquina resulta na função de transferência equivalente  $H_{OLf}$  (110), lembrando que o modelo do conversor é dado por (84).

$$H_{OLf}(s) = \frac{i_f(s)}{v_{f,ctrl}(s)} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{(1 + \tau_f s)(1 + T_{PWM}s)} \quad (110)$$

Para fins de projeto do controlador, a função de transferência que relaciona a tensão de fornecida pelo controlador PI e a corrente de campo, pode ser definida por (110). Os parâmetros do controlador são calculados pelo método simétrico ótimo.

Caso a tensão máxima do enrolamento de campo não seja compatível com a tensão do barramento CC do conversor, faz-se necessário usar um conversor CC/CC para adequar o nível de tensão. Frequentemente, o nível de tensão do enrolamento de campo é menor que o do barramento CC, portanto, um conversor “*buck*” pode ser usado.

A Figura 64 ilustra o circuito de um conversor do tipo *buck* usado para reduzir a tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ ) do conversor para o nível nominal do enrolamento ( $V_f$ ).

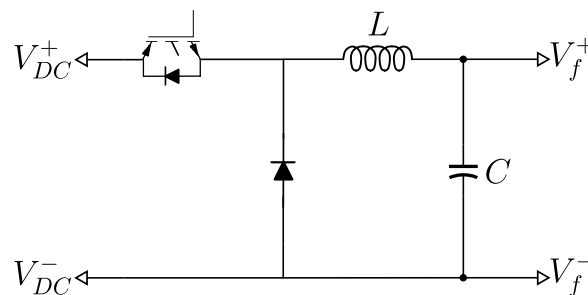


Figura 64 – Conversor *buck* usado para controle da tensão de campo  $V_f$ .

Fonte: elaborado pelo autor.

Ao empregar o *buck* para controle da corrente de campo deve-se substituir (84) por (111) (Daniel Meeks, 2008; GARG et al., 2018). A função de transferência (111) da

---

relação entre o ciclo de trabalho  $d$  e a tensão de saída  $V_{out}$ ,  $R$  é a resistência aparente da carga do *buck*, no caso, a resistência do enrolamento de campo da máquina.

$$H_{buck} = \frac{V_{out}(s)}{d(s)} = \frac{V_f(s)}{d(s)} = \frac{V_{out}}{1 + L/Rs + LCs^2} \quad (111)$$

A partir da função de transferência (111), os parâmetros do controlador são calculados pelo método simétrico ótimo.



---

## Definição de indutâncias a partir da MWFA

Nas equações (12) a (16), a variação das indutâncias em função da posição do rotor foi aproximada por uma função senoidal com o dobro frequência  $\omega_{er}$ , que é devida à variação do entreferro provocada pelos polos salientes. No entanto, em uma máquina real, a variação das indutâncias tem comportamento não senoidal, uma vez que a distribuição dos enrolamentos e do entreferro não é uniforme.

O meio mais preciso de calcular as indutâncias da máquina, sem recorrer ao uso de técnicas de modelagem por elementos finitos, é através da *Modified Winding Function Approach* (MWFA) (NETI, 2007; DEHKORDI, 2010). Nessa abordagem, os enrolamentos de estator e rotor são representados por funções, que dão o número de voltas dos enrolamentos em função dos ângulos  $\phi_0$  e  $\theta_r$ , posição no estator e rotor respectivamente. A partir dessas funções e da que descreve a variação do entreferro  $g(\phi, \theta_r)$ , as indutâncias próprias e mútuas entre quaisquer enrolamentos da máquina podem ser calculadas.

### Cálculo de indutâncias de um gerador saudável

O método de modelagem da máquina a partir da MWFA será apresentado a seguir, usando como exemplo uma máquina síncrona trifásica com dois pares de polos salientes de potência nominal  $2\text{ kVA}$  e tensão  $208\text{ V}$ . A Tabela 17 apresenta os parâmetros construtivos da máquina, que serão usados nos cálculos das indutâncias.

A Figura 65 ilustra a seção transversal de uma máquina síncrona com enrolamento de campo. Os ângulos  $\phi$  e  $\theta_r$  indicam, respectivamente, a posição no estator e posição do rotor, ambas em referência ao eixo da fase  $a$ . A distribuição dos enrolamentos no estator é usada para definir o número de espiras em função da posição  $\phi$ .

A variação do entreferro para o rotor na posição  $\theta_r = 0$  é dado pela Figura 66. Essa descrição do entreferro leva em conta o formato não uniforme das sapatas polares e o efeito das ranhuras que acomodam os enrolamentos de estator.

Tabela 17 – Parâmetros construtivos e elétricos da máquina síncrona simulada.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$D$	0,7 mm	$p$	2	$R_s$	6 $\Omega$
$Q$	32,6 mm	$N_s$	52	$l_{kg}$	1,8 mH
$\theta_D$	70,5°	$N_f$	1260	$l_{kgf}$	2,5 mH
$r$	74,3 mm	slots	36	$R_f$	81 $\Omega$
$l$	90 mm	$\mu_r$	5000	$L_f$	6 H
$r_s$	100 mm				

Fonte: elaborado pelo autor.

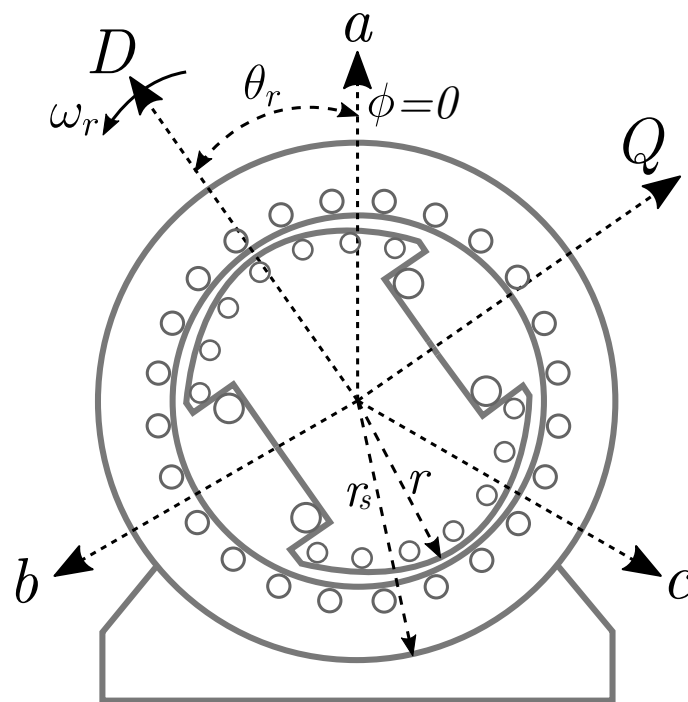


Figura 65 – Seção transversal do GSEE.

Fonte: adaptado de Dehkordi (2010).

A medida que a posição do rotor muda, no intervalo  $0 \rightarrow 2\pi$ , o gráfico da Figura 66 é deslocado, ou seja, apenas sua fase muda. Esse deslocamento nessa função é feito para calcular o valor das indutâncias para cada posição do rotor.

A variação do entreferro em função dos ângulos  $\phi$  e  $\theta_r$  pode ser aproximada pela série de Fourier dada em (112), onde  $p$  é o número de par de polos da máquina.

$$g(\phi, \theta_r) = a_{0g} + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} a_{mg} \cos[pm(\phi - \theta_r)]; \quad (112)$$

Os coeficientes  $a_{0g}$  e  $a_{mg}$  são calculados por (113), onde:  $D$  é o valor do entreferro no eixo  $D$ ,  $Q$  o valor do entreferro no eixo  $Q$ ,  $\theta_D$  é o ângulo de cada sapata polar em relação

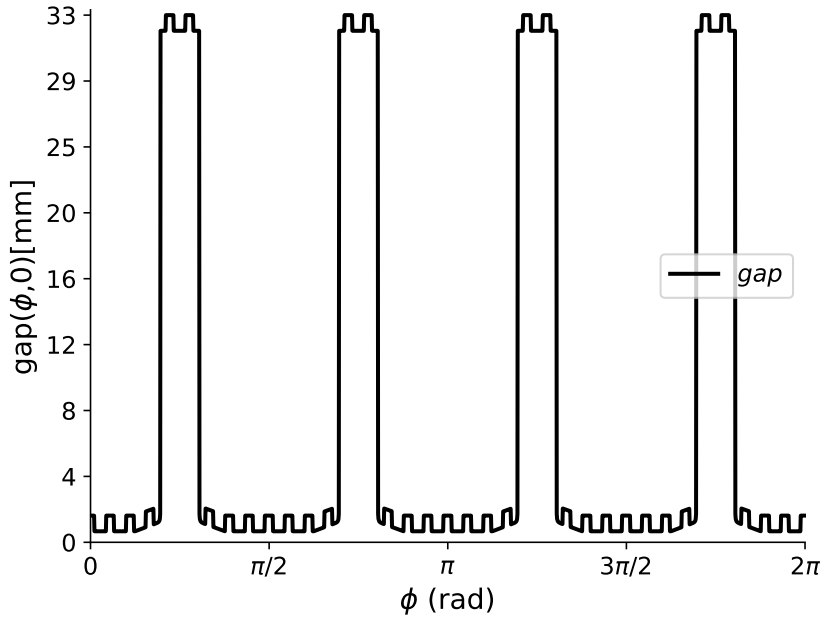


Figura 66 – Função que descreve o entreferro da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

ao centro do rotor, e  $\theta_Q = (2\pi - 2p\theta_D)/2p$ .

$$\begin{cases} a_{0g} = -\frac{2}{\pi}(D\theta_D + Q\theta_Q); \\ a_{mg} = \frac{4(Q-D)}{\pi m}(-1)^{(m+4)/2}\text{sen}(m\theta_Q); \end{cases} \quad (113)$$

Para incluir os efeitos de formato das sapatas polares e ranhuras, usa-se como base a função de entreferro descrita em (112). O formato das sapatas foi feito ponderando a distância de entreferro  $D$  pela função senoidal ( $y_1$ ) descrita em (114):  $g(\phi, 0) = g(\phi, 0)y_1(\phi)$ .

$$y_1(\phi) = \begin{cases} 1 - \cos(2p\phi), & \phi \in [0 \rightarrow \frac{\theta_D}{2}, \frac{\theta_D}{2} + \theta_Q \rightarrow \theta_D + \theta_Q, \dots \\ & \dots \theta_D + 2\theta_Q \rightarrow 2\theta_D + 2\theta_Q, 2\theta_D + 3\theta_Q \rightarrow 2\pi] \\ 1, & \phi \notin [0 \rightarrow \frac{\theta_D}{2}, \frac{\theta_D}{2} + \theta_Q \rightarrow \theta_D + \theta_Q, \dots \\ & \dots \theta_D + 2\theta_Q \rightarrow 2\theta_D + 2\theta_Q, 2\theta_D + 3\theta_Q \rightarrow 2\pi] \end{cases} \quad (114)$$

Para incluir as ranhuras foi criada uma onda quadrada com amplitude igual a  $2D$ , número de pulsos igual ao número de ranhuras ( $slt$ ) e ciclo de trabalho igual a relação  $\frac{\theta_Q}{\theta_D}$ , como descrito em (115). Essa função é, então, somada à anterior:  $g(\phi, 0) = g(\phi, 0)y_1(\phi) + y_2(\phi)$ .

$$y_2(\phi) = D(1 + \text{square}(slt\phi, \frac{100 * \theta_Q}{\theta_D})); \quad (115)$$

A MWFA usa a permeância  $P(\phi, \theta_r)$  da máquina para cálculo das indutâncias, a qual é calculada por (116) usando a função que descreve o entreferro  $g(\phi, \theta_r)$ , o raio do rotor  $r$ , o comprimento do rotor  $l$ , o raio externo do estator  $r_s$  e as permeabilidades  $\mu_0$  e  $\mu$ .

$$P(\phi, \theta_r) = \frac{rl}{\frac{g(\phi, \theta_r)}{\mu_0} + \frac{r_s - g(\phi, \theta_r)}{\mu}} \quad (116)$$

Usando a função de entreferro ilustrada em Figura 66, e as características da máquina descrita na Tabela 17, obtém-se a permeância  $P(\phi, \theta_r)$  ilustrada pela Figura 67.

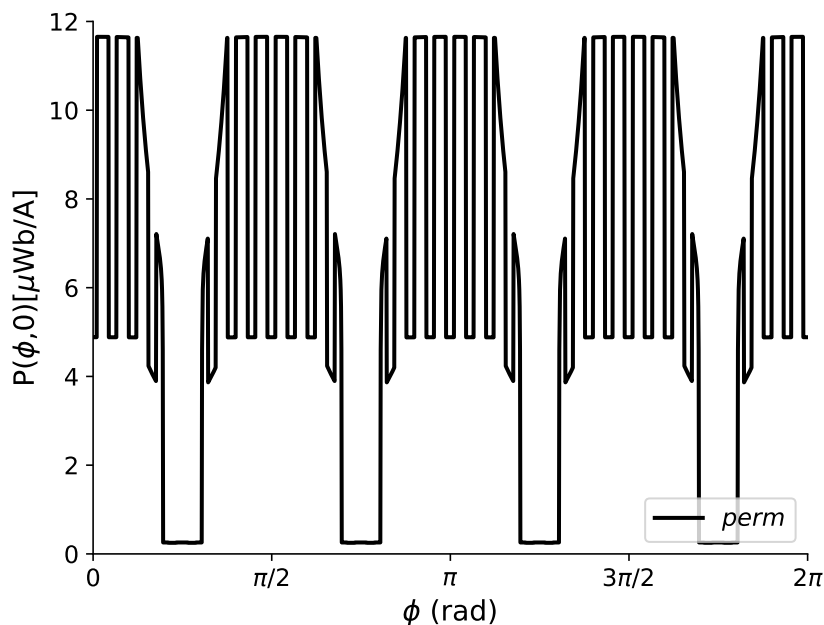


Figura 67 – Função que descreve a permeância da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

Existem várias possibilidades de distribuição dos enrolamentos de cada fase pela periferia do estator. A Figura 68 ilustra a distribuição em uma máquina com dois pares de polos com enrolamentos de estator distribuídos em duas camadas.

As funções que descrevem os enrolamentos de cada fase do estator podem ser aproximadas pelas séries de Fourier dadas em (117).

$$\begin{aligned} n_a(\phi) &= a_{0s} + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} a_{ms} \cos[pm\phi]; \\ n_b(\phi) &= a_{0s} + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} a_{ms} \cos[pm(\phi - \frac{2\pi}{3p})]; \\ n_c(\phi) &= a_{0s} + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} a_{ms} \cos[pm(\phi - \frac{4\pi}{3p})]; \end{aligned} \quad (117)$$



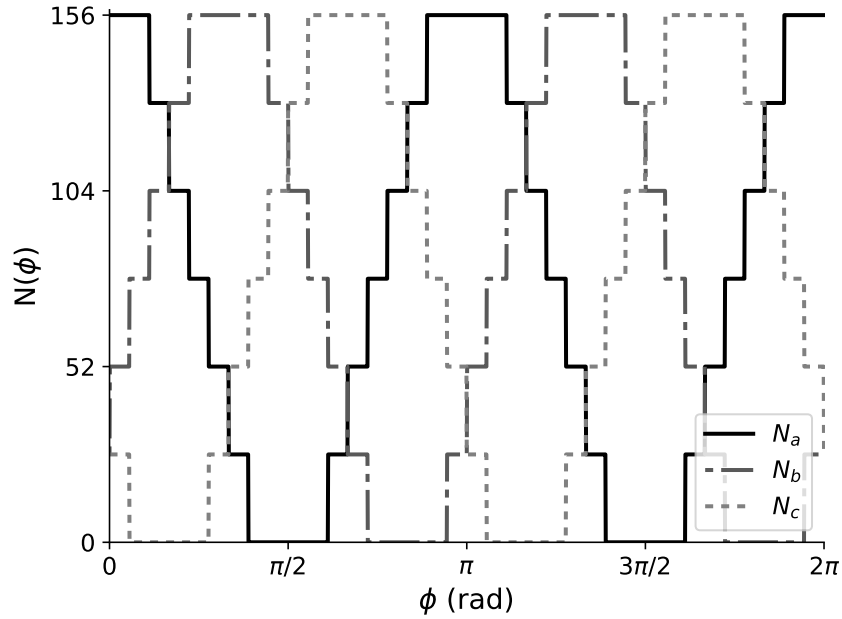


Figura 68 – Funções que descrevem a distribuição dos enrolamentos do estator da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

O valor médio  $a_{0s}$  e a amplitude de cada componente das funções dos enrolamentos é dada em (118), onde  $N_s$  é o número de espiras por conjunto de bobinas.

$$\begin{cases} a_{0s} = 3\frac{N_s}{2}; \\ a_{ms} = \frac{2N_s}{\pi m} \text{sen}\left(\frac{\pi m}{3}\right) [1 + 2\cos\left(\frac{\pi m}{9}\right)]; \end{cases} \quad (118)$$

Similarmente, a distribuição do enrolamento de campo pode ser aproximada pela função ilustrada na Figura 69.

A função que descreve o enrolamento de campo da máquina é função de  $\phi$  e  $\theta_r$ , e pode ser aproximada pela série de Fourier (119).

$$n_f(\phi, \theta_r) = a_{0f} + \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} a_{mf} \cos[pm(\phi - \theta_r)]; \quad (119)$$

Os valores de  $a_{0f}$  e  $a_{mf}$  são dados por (120), onde:  $N_f$  é o número de espiras em cada polo.

$$\begin{cases} a_{0f} = \frac{N_f}{2}; \\ a_{mf} = \frac{2N_f}{\pi m} \text{sen}(m\theta_D); \end{cases} \quad (120)$$

A equação (121) é usada para calcular as indutâncias entre dois enrolamentos  $L_{jk}$ , conforme descrito em (DEHKORDI, 2010). As funções dos enrolamentos são dadas por

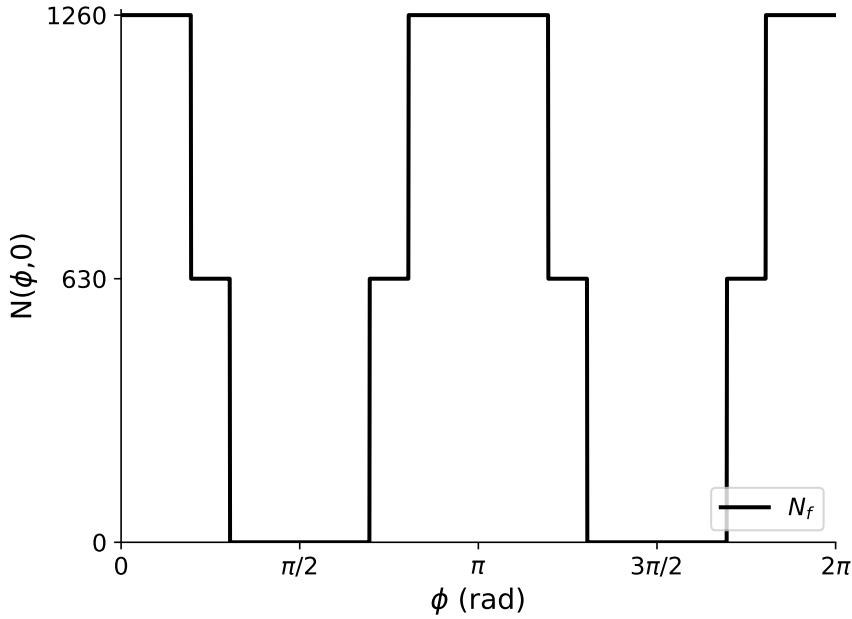


Figura 69 – Função que descreve a distribuição do enrolamento do campo da máquina.

Fonte: elaborado pelo autor.

$n_j$  e  $n_k$ ,  $L_{lk}$  é a indutância de dispersão (*leakage*).

$$L_{jk}(\phi, \theta_r) = L_{lk} + \int_0^{2\pi} n_j(\phi_0, \theta_r) M_k(\phi, \theta_r) P(\phi, \theta_r) d\phi \quad (121)$$

$M_k(\phi, \theta_r)$  é calculado por (122), onde  $n_k$  é uma função de enrolamento e  $\langle P(\phi, \theta_r) \rangle$  é o valor médio da permeância  $P(\phi, \theta_r)$ .

$$M_k(\phi, \theta_r) = n_k(\phi, \theta_r) - \frac{1}{2\pi \langle P(\phi, \theta_r) \rangle} \int_0^{2\pi} n_k(\phi, \theta_r) P(\phi, \theta_r) d\phi \quad (122)$$

Usando as funções de permeância e de enrolamentos apresentadas nessa seção, e a equação (121), são obtidas as indutâncias da máquina. A Figura 70 ilustra a variação das indutâncias próprias de cada fase em função da posição do rotor, nota-se que pode ser descrita por uma função senoidal, como apresentado em (12).

Pela mesma metodologia, determinam-se as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator, apresentadas em Figura 71.

Pela mesma metodologia, determinam-se as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e o enrolamento de campo, apresentadas em Figura 71.

## Cálculo de indutâncias do gerador sob falta

Neste trabalho, a MWFA é usada para descrever e analisar as faltas internas envolvendo os enrolamentos de estator da máquina síncrona. Essa abordagem foi validada com

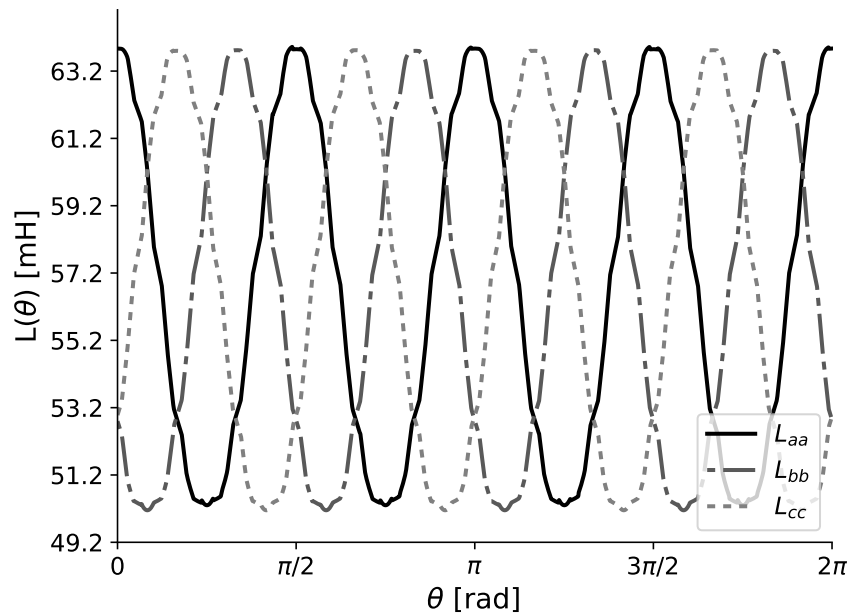


Figura 70 – Indutâncias próprias do estator da máquina saudável em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.

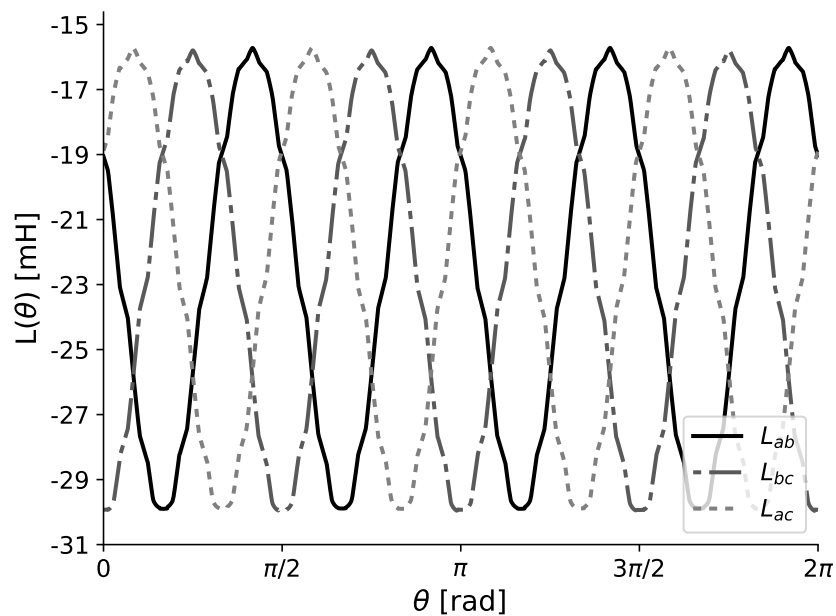


Figura 71 – Indutâncias mútuas do estator da máquina saudável em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.

resultados de máquinas reais nos trabalhos de (KUMAR et al., 2016; NETI; NANDI, 2009;

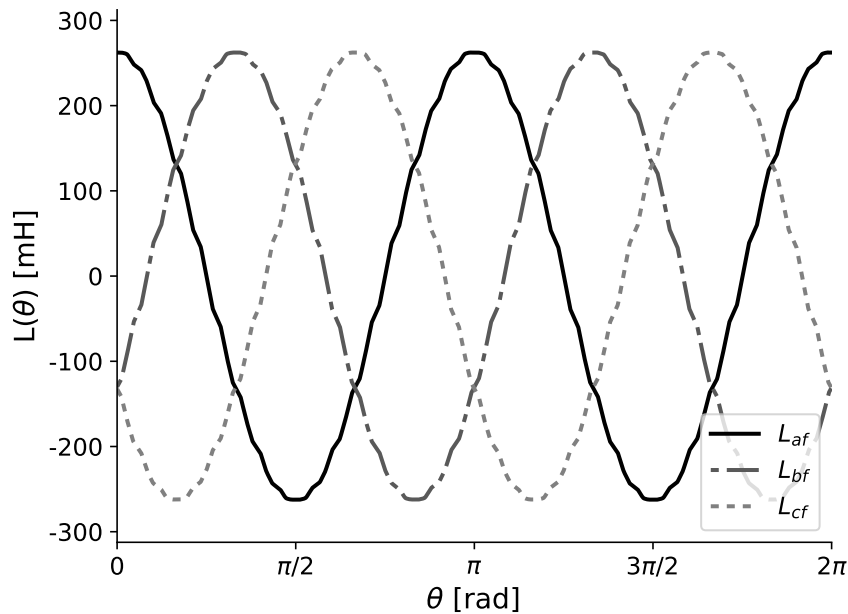


Figura 72 – Indutâncias mútuas entre estator e campo da máquina saudável em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.

DEHKORDI, 2010), apresentando resultados mais próximos que simulações com modelos “*dq*” ou “*abc*” com aproximação senoidal de enrolamentos e entreferro. No entanto, o custo computacional é alto para cálculo das indutâncias (e para resolução do modelo em coordenadas “*abc*”) e, se necessários em operação em tempo real, devem ser armazenados em tabelas (*lookup tables*) (QUÉVAL; OHSAKI, 2015).

A falta entre espiras no enrolamento da fase *a* da máquina pode ser descrita pela MWFA usando as funções de distribuição de enrolamento da fase *a* e da porção faltosa deste. A Figura 73 apresenta duas funções: uma que descreve o enrolamento formado pelas espiras envolvidas na falta, foi considerada uma falta envolvendo 13 espiras no começo do enrolamento; e outra que descreve o enrolamento da fase *a* sem as espiras curto-circuitadas.

A Figura 74 ilustra as indutâncias próprias, obtidas pela MWFA, desses dois enrolamentos. Comparando os valores com os da Figura 70, nota-se que a indutância própria da fase *a* diminui cerca de  $5mH$  devido às 13 espiras curto-circuitadas.

A Figura 75 ilustra as indutâncias mútuas entre os enrolamentos formados pelas espiras da fase *a* e os enrolamentos das fases *b* e *c*. Comparando-se com a Figura 74, nota-se que as indutâncias mútuas  $L_{afaultb}$  e  $L_{afaultc}$  são menores que  $L_{ahafault}$ , uma vez que a falta envolve na fase *a*. Além disso,  $L_{afaultc}$  é maior que  $L_{afaultb}$ , o que mostra que o acoplamento é maior entre o enrolamento faltoso e a fase *c*, do que com a fase *b*; isso ocorre porque, para a falta em questão, o número espiras da fase *c* próximos à porção

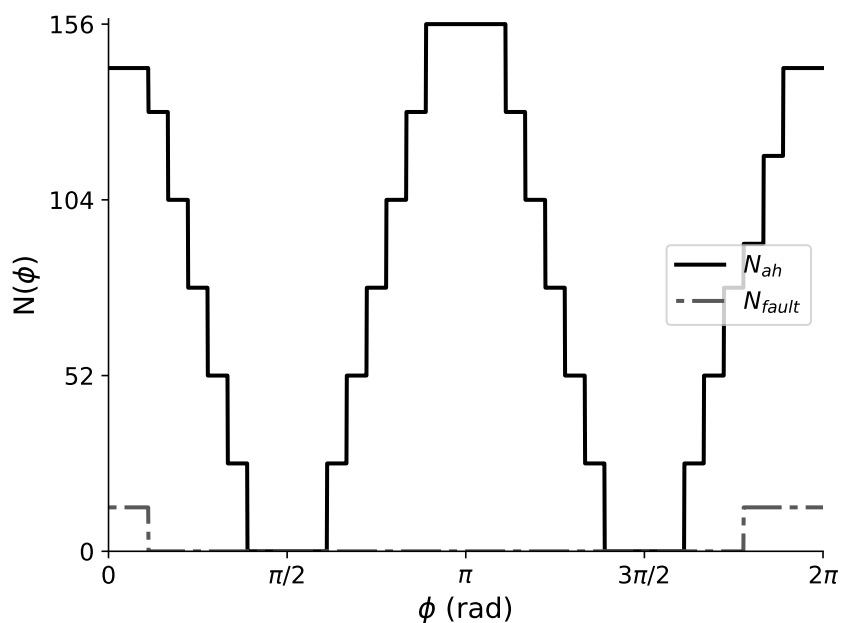


Figura 73 – Funções que descrevem a distribuição dos enrolamentos da fase  $a$  sob falta entre espiras.

Fonte: elaborado pelo autor.

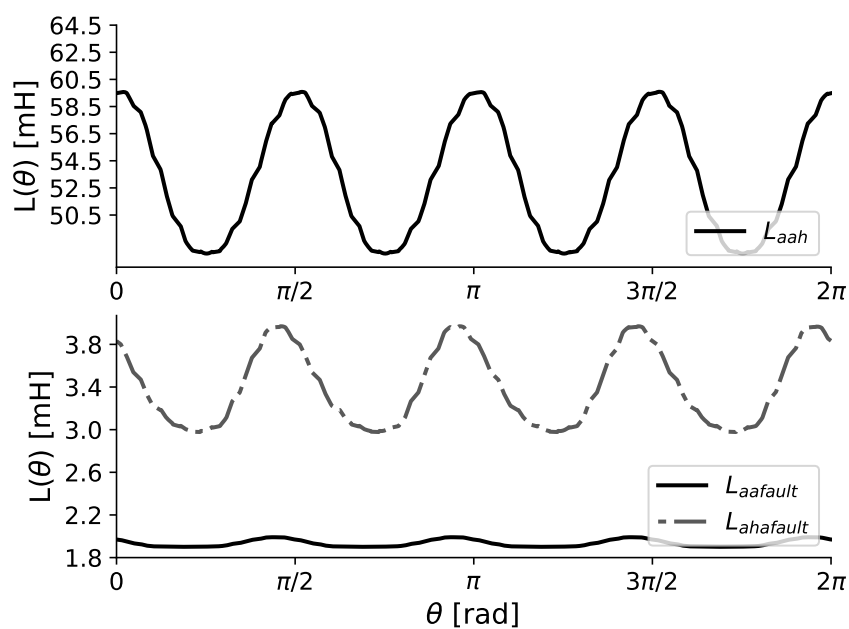


Figura 74 – Indutâncias próprias e mútua da máquina com falta entre espiras na fase  $a$  em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.

faultosa da fase  $a$  é maior. As indutâncias  $L_{ahb}$ ,  $L_{ahc}$  e  $L_{bc}$  têm valores próximos entre si.

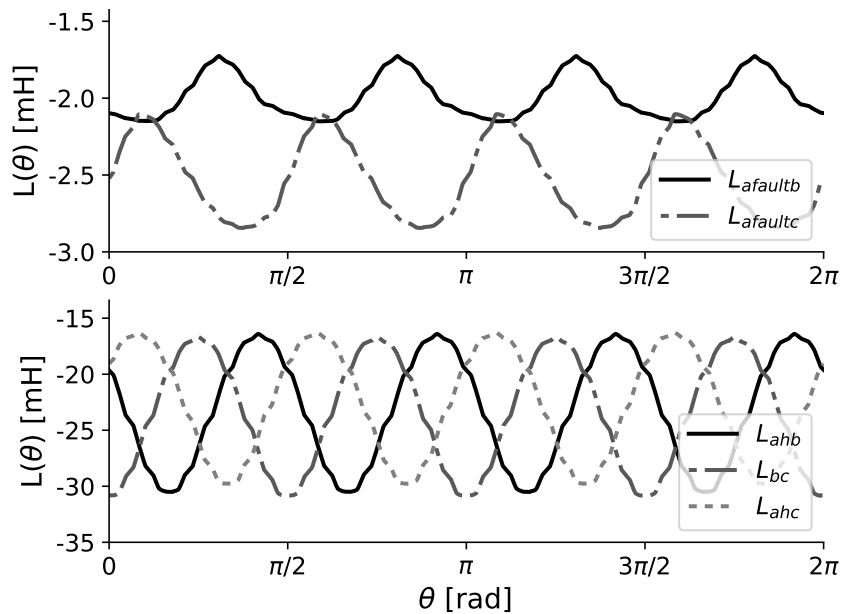


Figura 75 – Indutâncias mútuas do estator da máquina com falta entre espiras na fase  $a$  em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.

As indutâncias mútuas entre enrolamentos de campo e do estator sob falta são apresentadas na Figura 76, nota-se uma redução da indutância mútua entre campo e fase  $a$ . Como a parcela faltosa tem poucas espiras (13), a indutância mútua entre o enrolamento formado por elas e o campo é pequena.

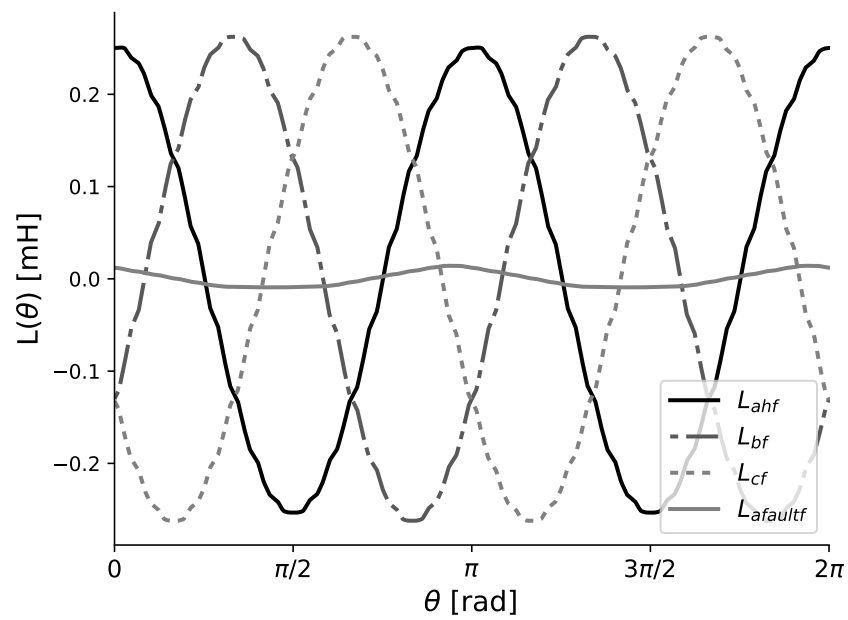


Figura 76 – Indutâncias mútuas entre estator e campo da máquina com falta entre espiras na fase  $a$  em função da posição do rotor.

Fonte: elaborado pelo autor.





APÊNDICE **C**

---

**Diagramas detalhados da plataforma  
experimental**

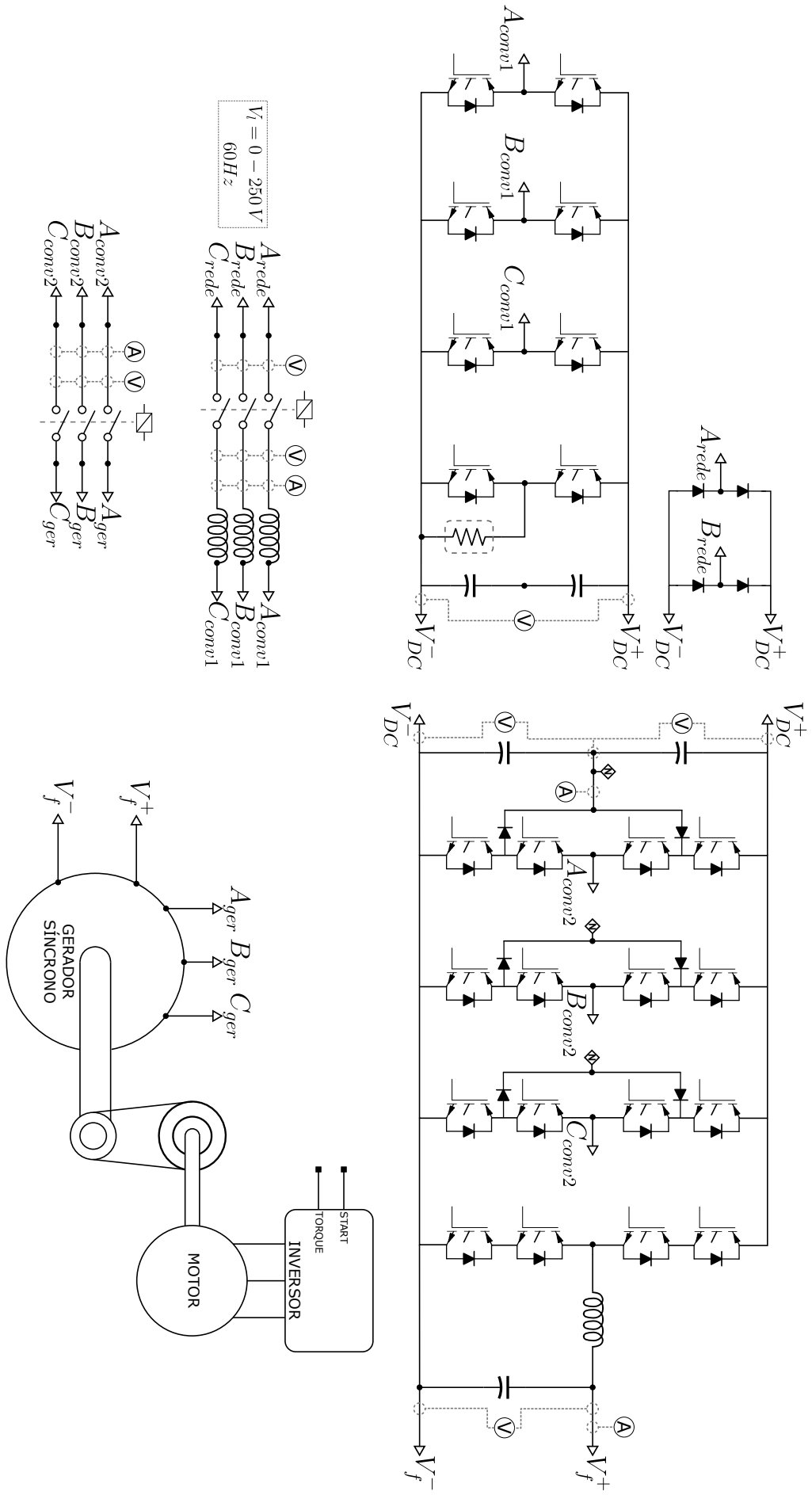


Figura 77 – Diagrama detalhado dos elementos da plataforma experimental.

Fonte: elaborado pelo autor.

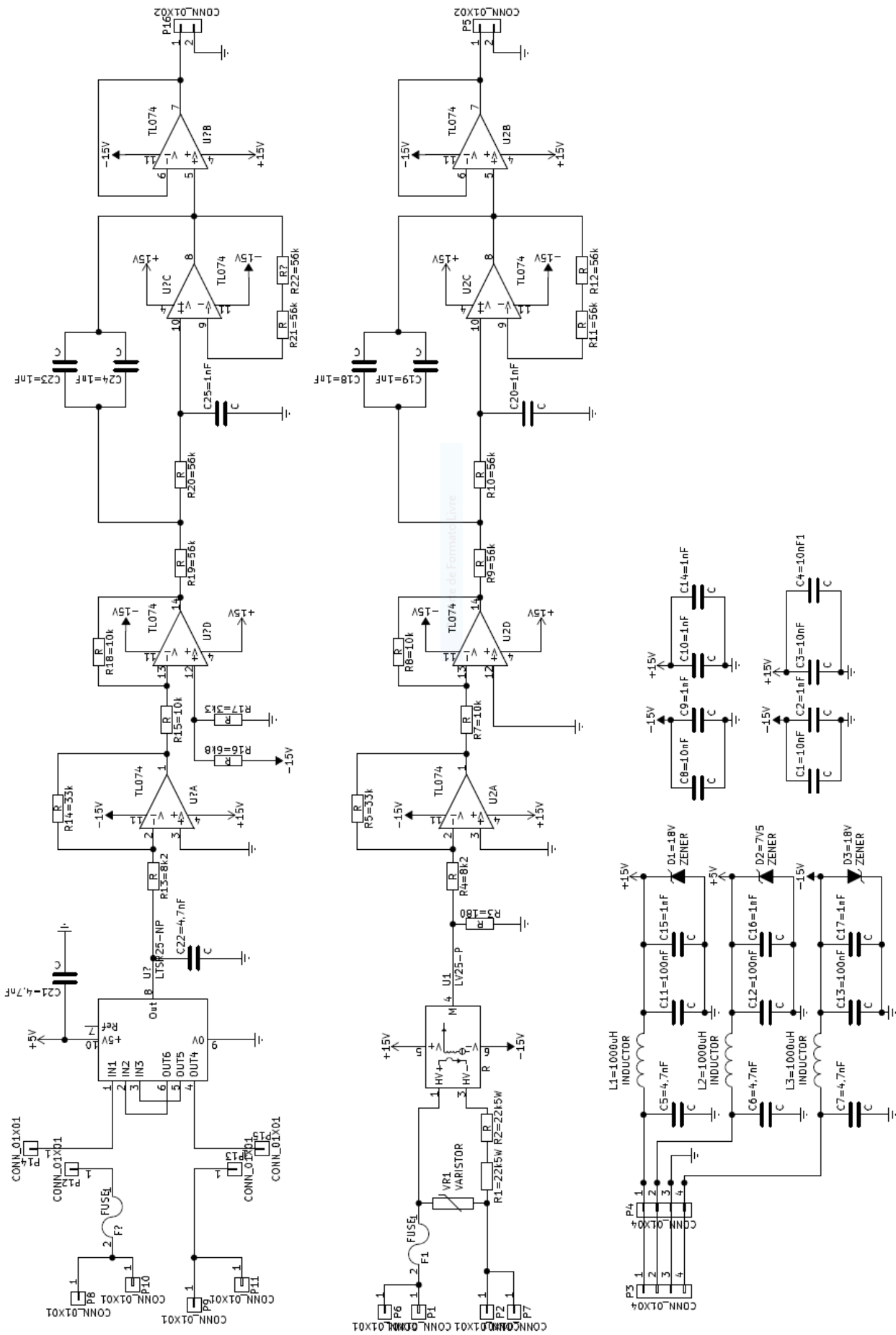


Figura 78 – Diagramas esquemáticos das placas de medição e condicionamento de sinais.

Fonte: elaborado pelo autor.



## Figuras adicionais das respostas da metodologia para casos de falta

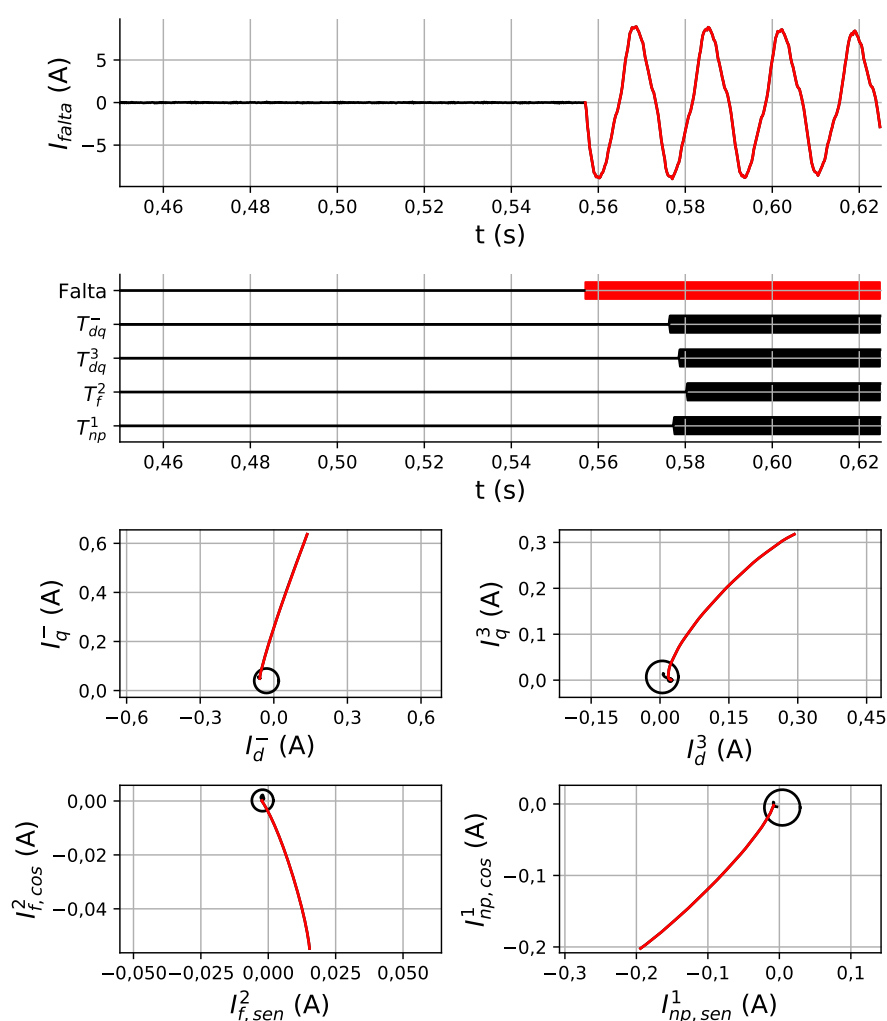


Figura 79 – Detecção da falta - Caso 1.

Fonte: elaborado pelo autor.

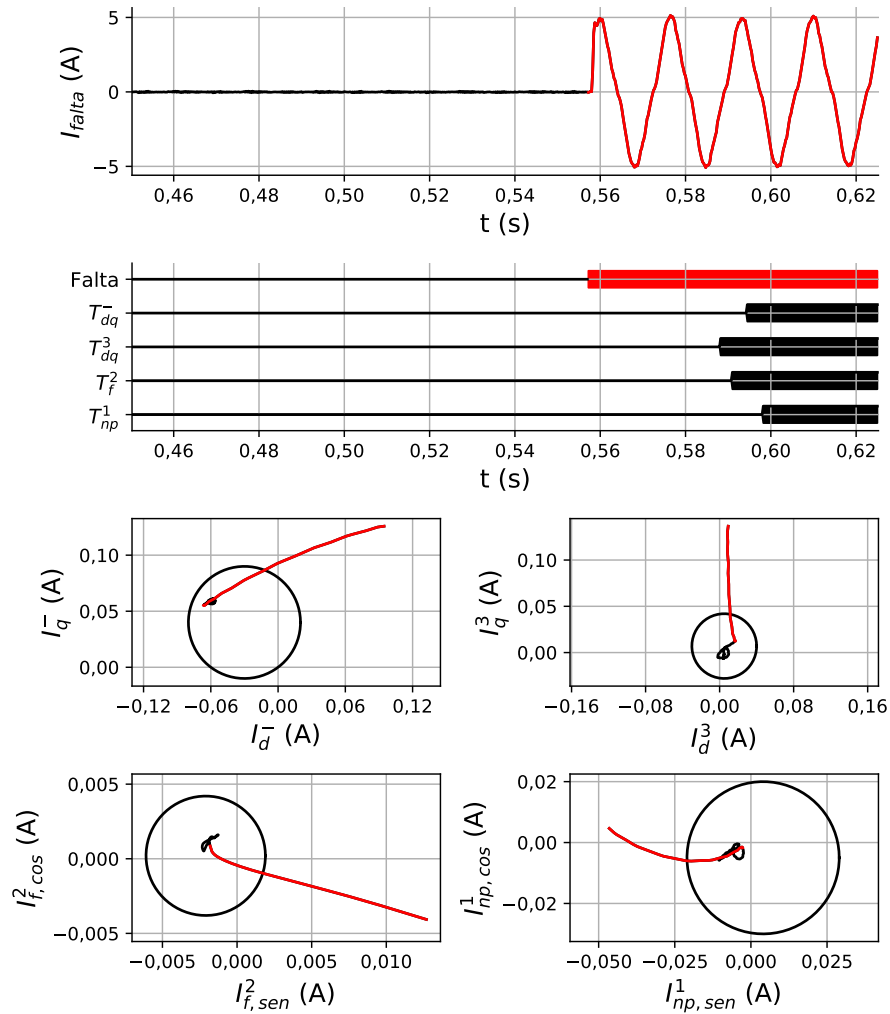


Figura 80 – Detecção da falta - Caso 2.

Fonte: elaborado pelo autor.

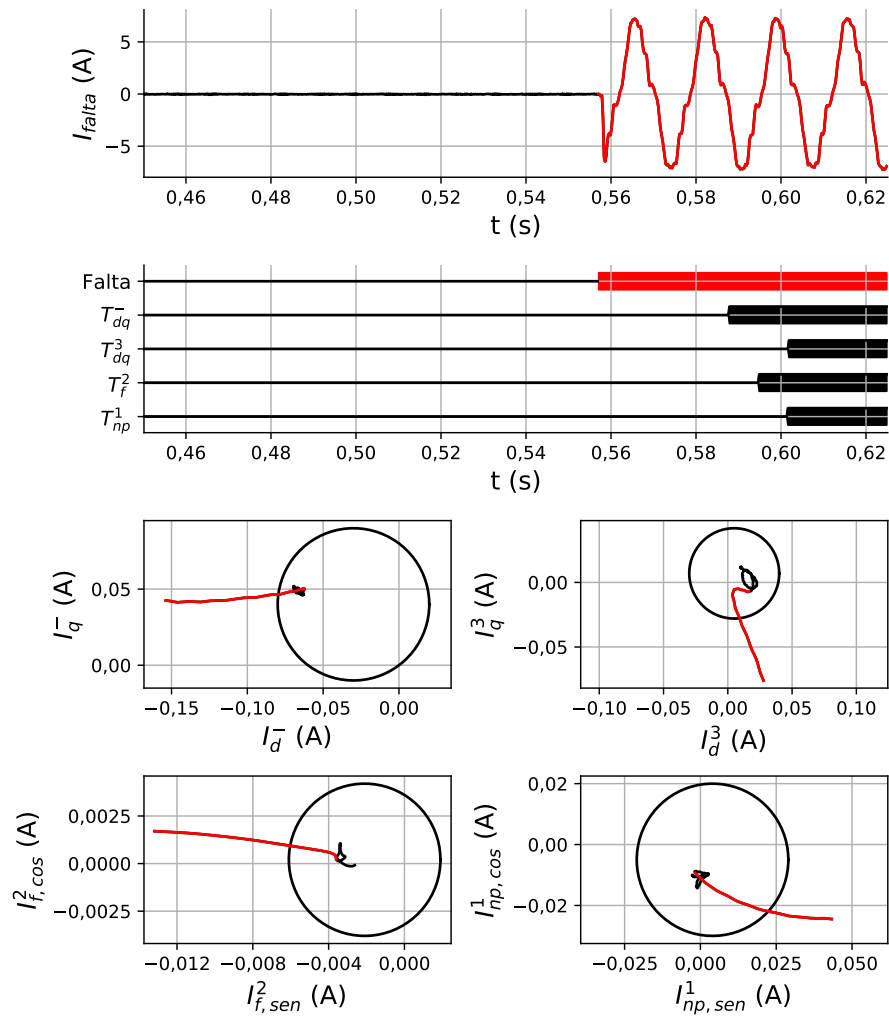


Figura 81 – Detecção da falta - Caso 3.

Fonte: elaborado pelo autor.

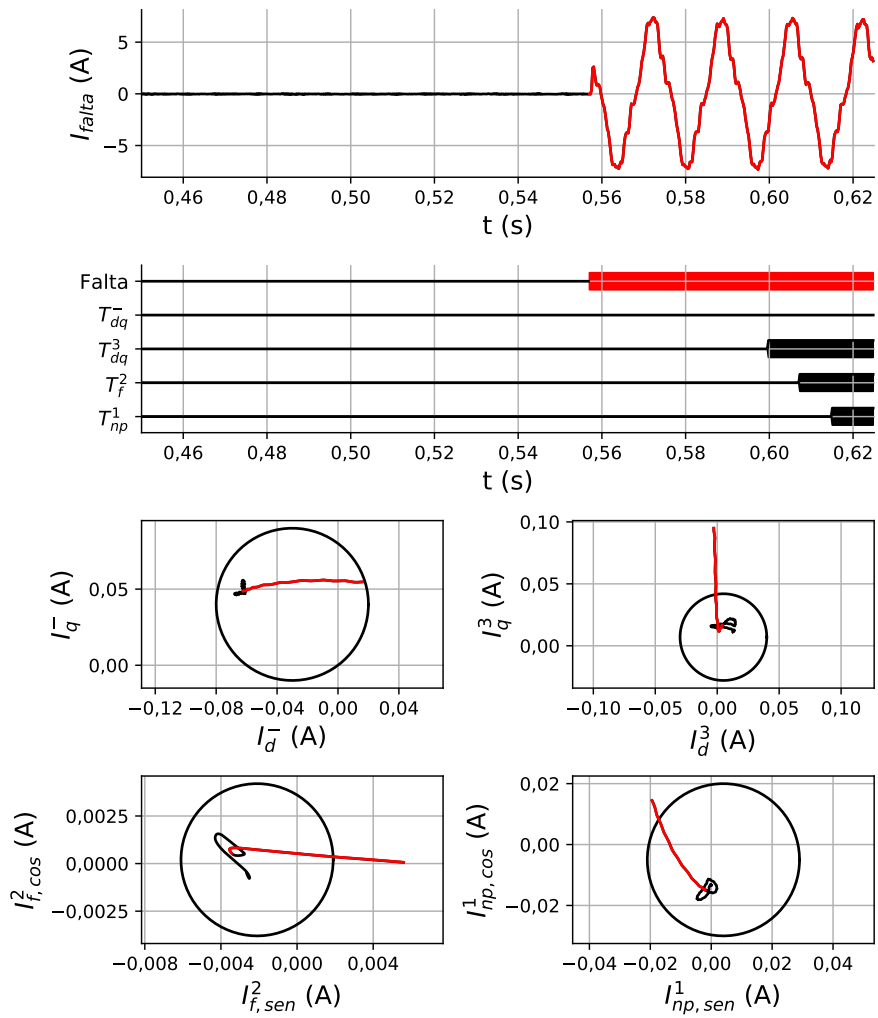


Figura 82 – Detecção da falta - Caso 4.

Fonte: elaborado pelo autor.



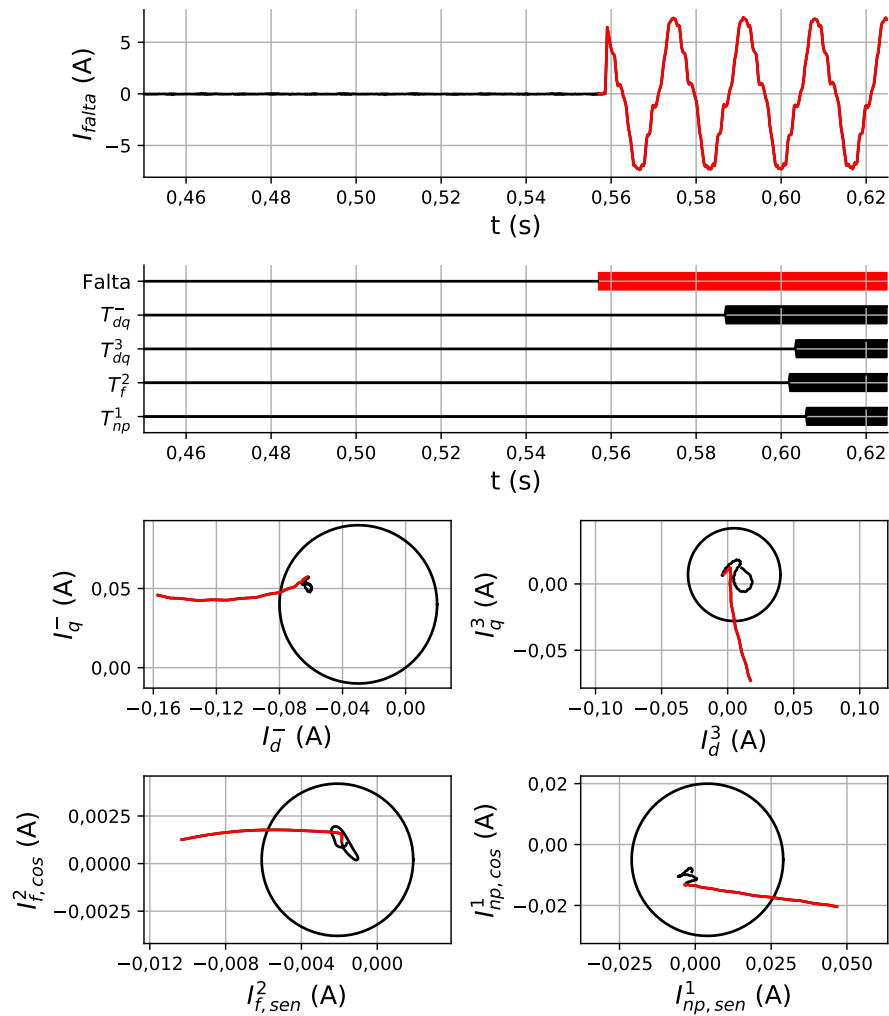


Figura 83 – Detecção da falta - Caso 5.

Fonte: elaborado pelo autor.

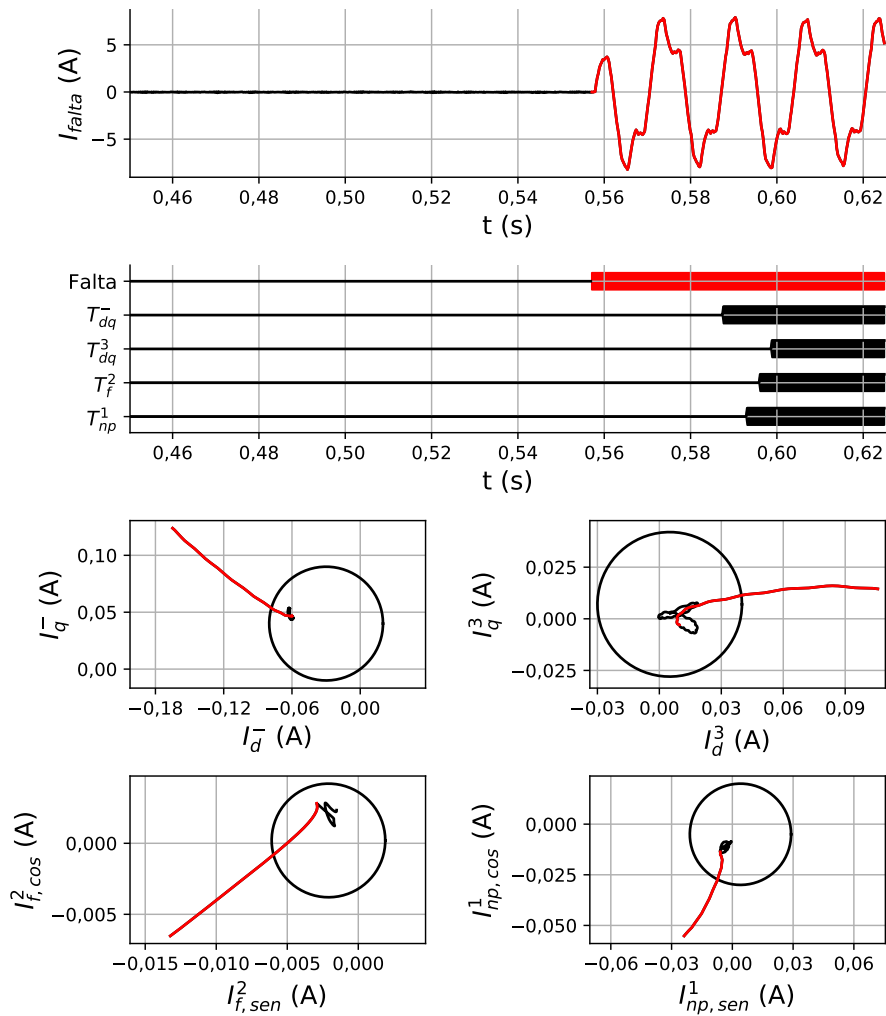


Figura 84 – Detecção da falta - Caso 6.

Fonte: elaborado pelo autor.

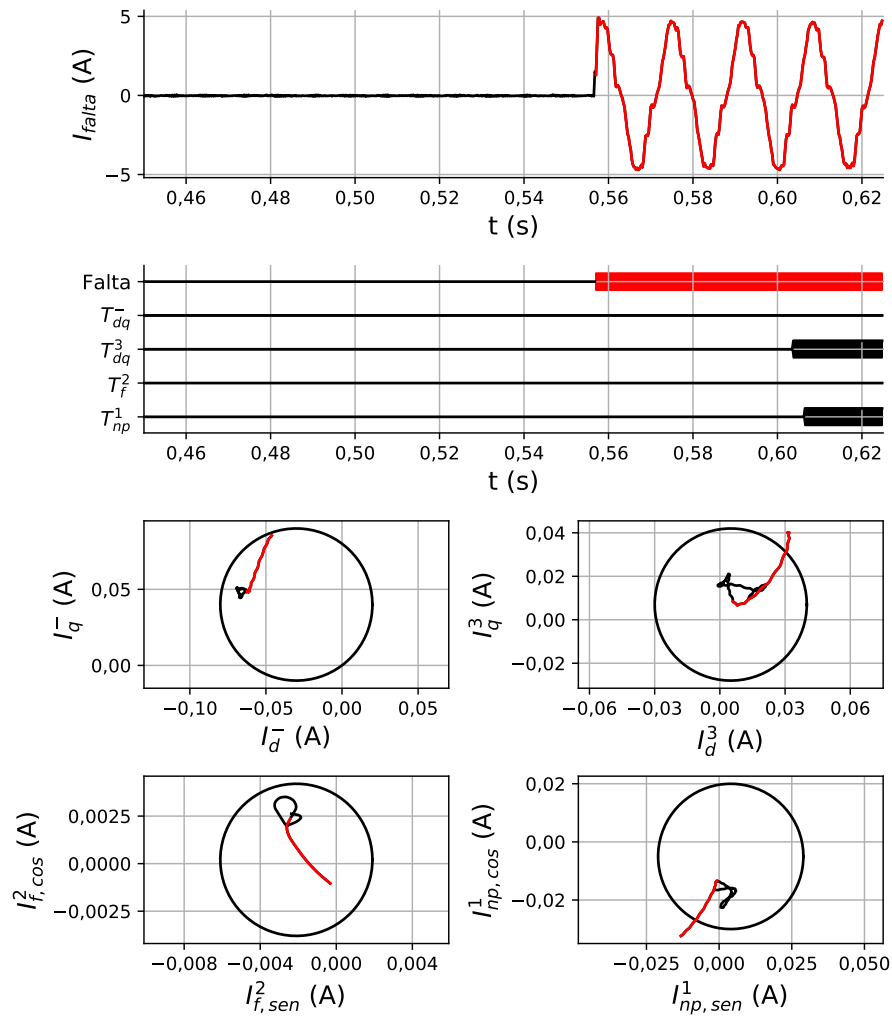


Figura 85 – Detecção da falta - Caso 7.

Fonte: elaborado pelo autor.

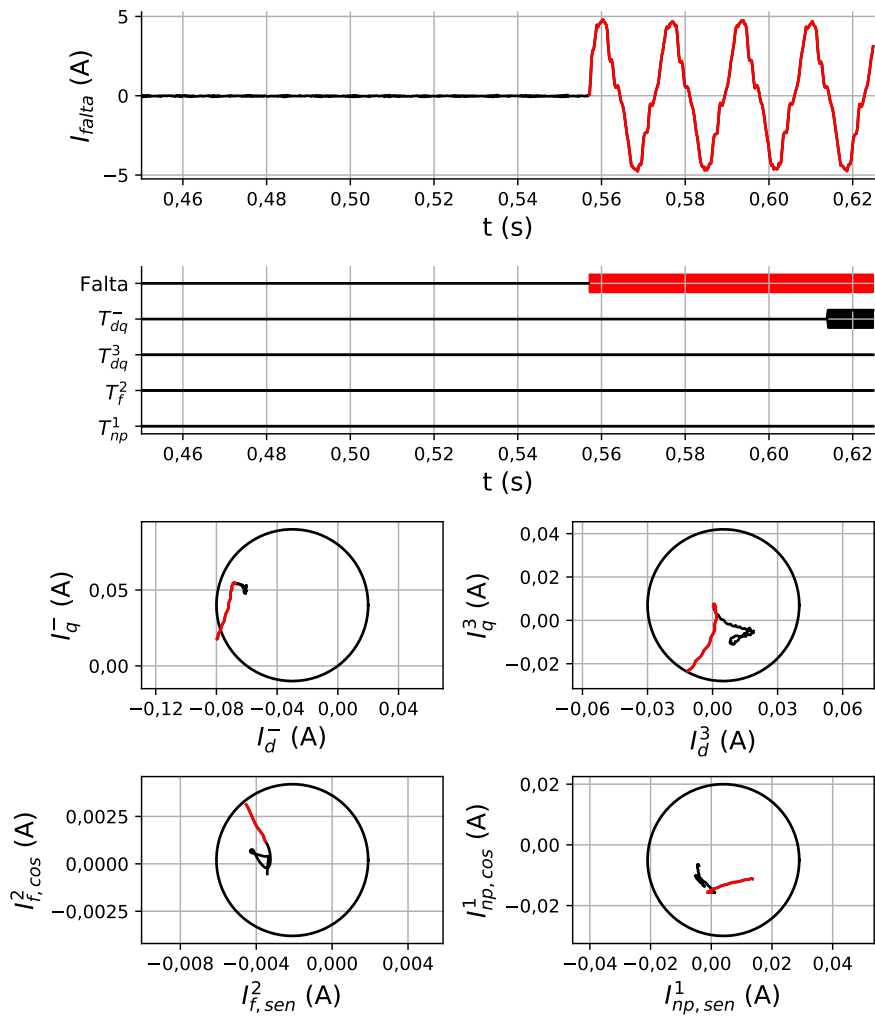


Figura 86 – Detecção da falta - Caso 8.

Fonte: elaborado pelo autor.

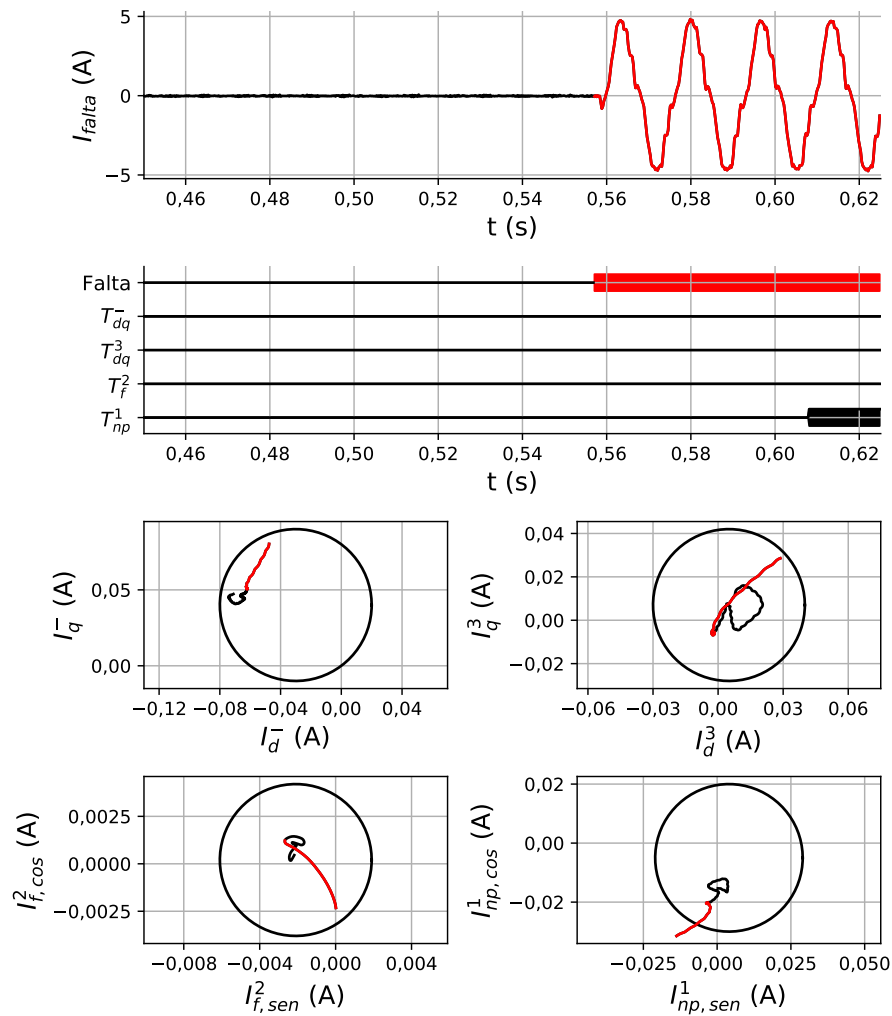


Figura 87 – Detecção da falta - Caso 9.

Fonte: elaborado pelo autor.

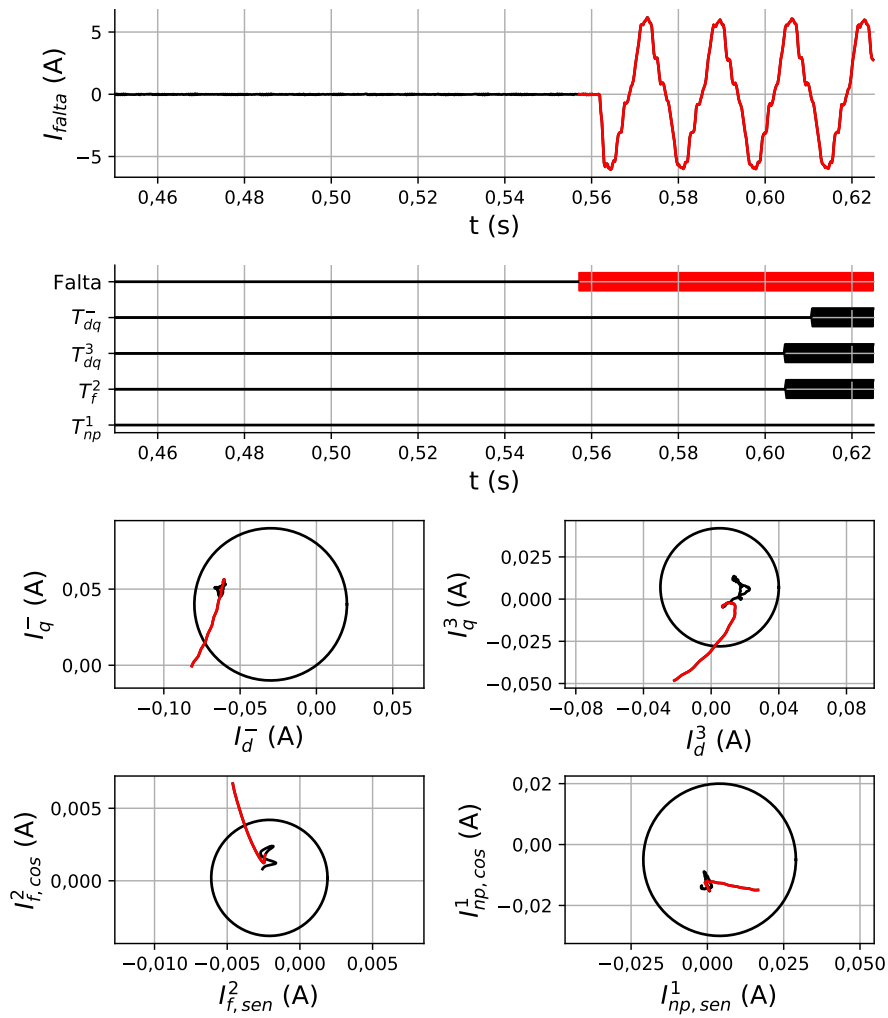


Figura 88 – Detecção da falta - Caso 10.

Fonte: elaborado pelo autor.

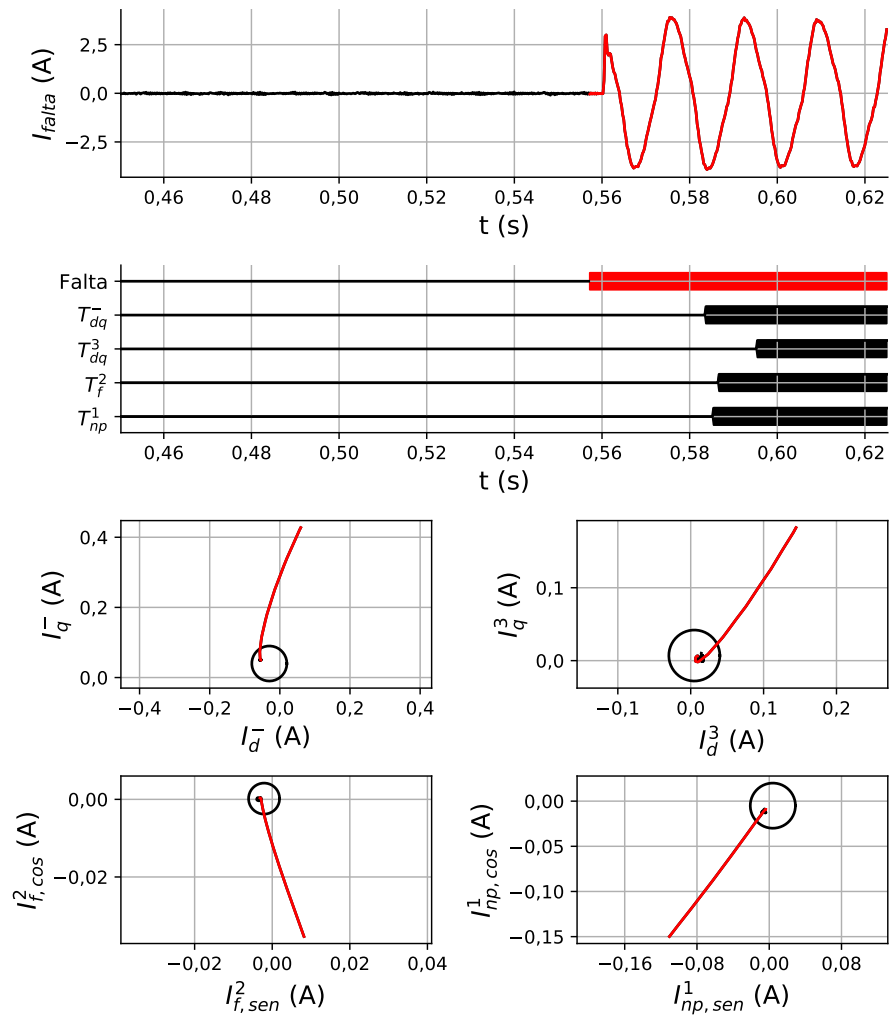


Figura 89 – Detecção da falta - Caso 11.

Fonte: elaborado pelo autor.

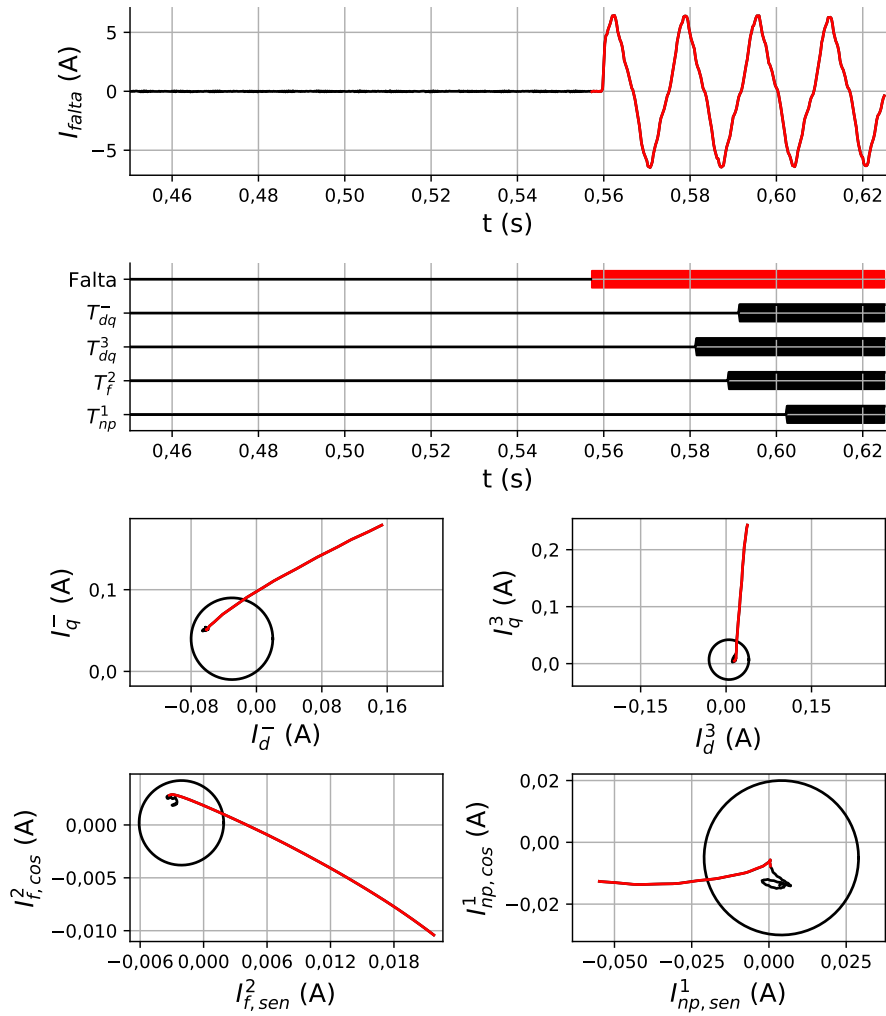


Figura 90 – Detecção da falta - Caso 12.

Fonte: elaborado pelo autor.