



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
GRUPO DE SISTEMAS ELÉTRICOS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE DETECÇÃO E
CORREÇÃO DAS DISTORÇÕES DE CORRENTE SECUNDÁRIA DE
TC PARA SERVIÇO DE PROTEÇÃO**

Ericson Norberto Alves Santos

Campina Grande – PB, Julho de 2015.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
GRUPO DE SISTEMAS ELÉTRICOS

**ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE DETECÇÃO E
CORREÇÃO DAS DISTORÇÕES DE CORRENTE SECUNDÁRIA DE
TC PARA SERVIÇO DE PROTEÇÃO**

*Dissertação de mestrado apresentada à
Coordenação do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande, em cumprimento às exigências
para obtenção do Grau de Mestre em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Benemar Alencar de Souza, D.sc.
Orientador

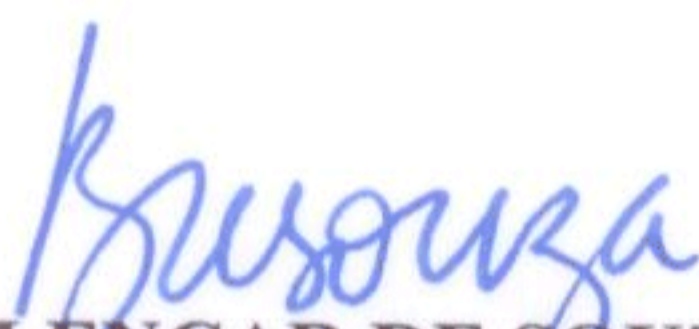
Francisco das Chagas Fernandes Guerra, D.sc.
Orientador

Campina Grande – PB, Julho de 2015.
© Ericson Norberto Alves Santos

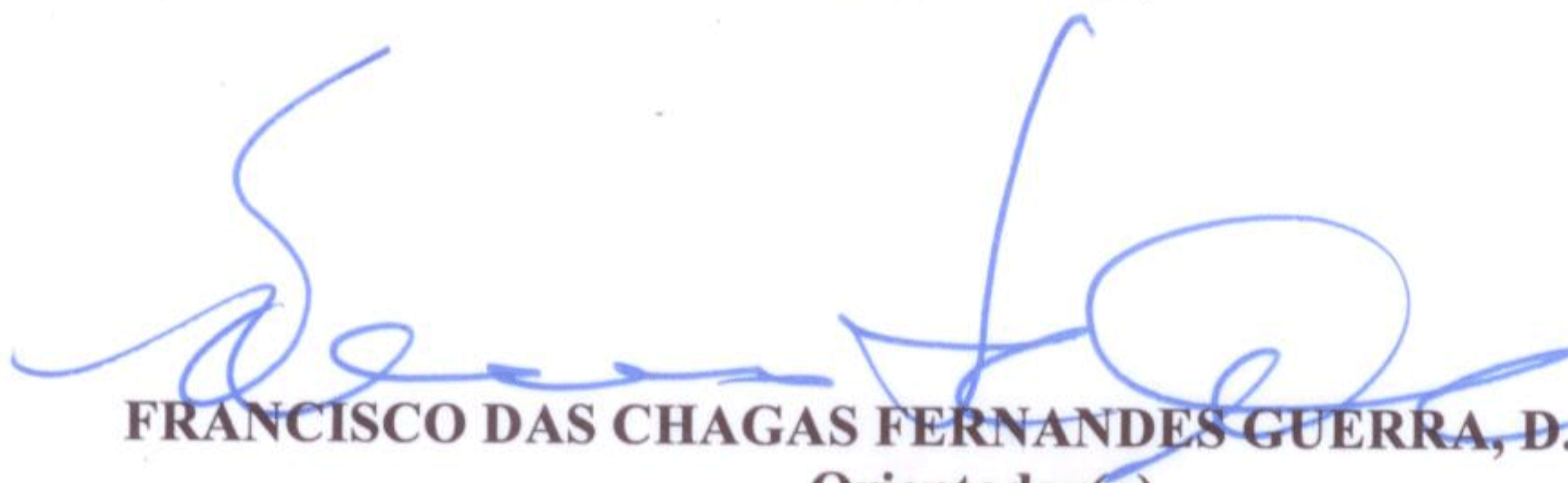
**"ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE DETECÇÃO E CORREÇÃO DAS
DISTORÇÕES DE CORRENTE SECUNDÁRIA DE TC PARA SERVIÇO DE PROTEÇÃO"**

ERICSON NORBERTO ALVES SANTOS

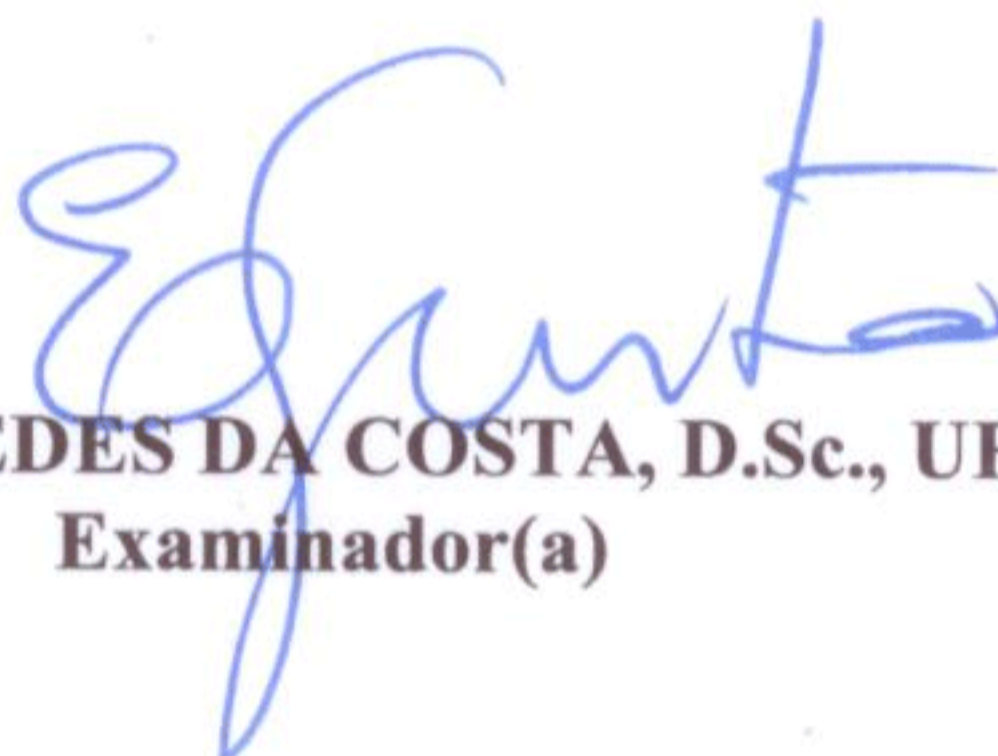
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 31/07/2015




BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



FRANCISCO DAS CHAGAS FERNANDES GUERRA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



EDSON GUEDES DA COSTA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)



NUBIA SILVA DANTAS BRITO, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

*À minha amada mãe, Maria Enizabeth Alves Santos, e
aos meus irmãos Erick Chrystian e Erica Cristiane,
que me deram condições de poder realizar este sonho,
DEDICO.*

Ericson Norberto Alves Santos

Agradecimentos

Agradeço a Deus acima de tudo e de todos por me permitir chegar até aqui, com toda sua sorte de bênçãos, dando-me forças para enfrentar e vencer desafios ao longo da minha vida.

Ao professor Benemar Alencar de Souza, por toda presteza.

Ao professor Francisco das Chagas Fernandes Guerra, pela consideração e pelos ensinamentos transmitidos ao longo de minha vida acadêmica.

À minha amada mãe que ao longo dos anos têm me incentivado a prosseguir em minha formação acadêmica e, também, pelo seu infinito amor, carinho e dedicação à minha pessoa, fundamentais para minha criação como homem e como profissional.

Ao professor Edgar Roosevelt Braga Filho pela amizade, consideração, pelos muitos ensinamentos transmitidos ao longo de minha vida acadêmica e principalmente pelos conselhos e incentivo decisivos para que eu chegasse até aqui.

Aos amigos do Núcleo de Energia (NERG) nas pessoas de Manoel Adalberto e Leimar de Oliveira pela amizade e consideração.

Aos amigos de graduação e pós-graduação nas pessoas de Fagner, Huilman, Daphne, Cecília, Raphael, Alana, Vitória, Adriano, Jalberth, Jamile dentre tantos outros pelo agradável convívio ao longo dos últimos sete anos.

À todos os amigos e professores que fazem do Laboratório de Referência em Controle e Automação um lugar extremamente agradável e acolhedor.

À professora Núbia Brito pelo acolhimento no Grupo de Sistemas Elétricos e por todos os ensinamentos transmitidos ao longo de minha vida acadêmica.

À Companhia Hidroelétrica do São Francisco, Chesf, pela oportunidade de trabalho no projeto de pesquisa e desenvolvimento CHESF-CTNI-92.2013.0990.00.

Ao Programa de pós-graduação da Universidade Federal de Campina Grande.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, CNPq, pelo apoio financeiro concedido ao longo da execução deste trabalho.

Resumo

O caráter não linear da magnetização no transformador de corrente acarreta distorções na forma de onda de sua corrente secundária, alterando diretamente o funcionamento dos dispositivos de medição ou de proteção a ele conectado, independentemente de sua utilização. O fenômeno da saturação, acentuado durante a ocorrência de faltas, reduz a precisão dos relés de proteção interligados ao sistema de potência, comprometendo sua operação em regime permanente. Nesta dissertação é realizada uma análise dos principais métodos de detecção e correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário de TC, para serviço de proteção. É, também, proposta uma técnica de correção de tais distorções, fundamentada no método *quasi-Newton* de Levenberg-Marquardt, com parte das amostras do sinal de corrente secundária sendo usadas para estimar porções do trecho distorcido da forma de onda original, quando da ocorrência de eventos transitórios.

Palavras-chave—Estimação de parâmetros, Levenberg-Marquardt, mínimos quadrados, saturação, TC, transformadores de corrente.

Abstract

The nonlinear character of the magnetization in the current transformer causes distortions in the waveform of a secondary current, directly altering the operation of measuring devices or protection connected to it, regardless of its use. The phenomenon of saturation, sharp during the occurrence of faults, reduces the accuracy of protective relays connected to the power system, affecting its operation in permanent regime. This dissertation is an analysis of the main methods of detection and correction of distorted currents in the secondary winding of CT for protection service. It is also proposed a correction technique such distortions, based on quasi-Newton method of Levenberg-Marquardt, with part of the current signal samples secondary being used to estimate portions of the distorted portion of the original waveform, upon the occurrence transient events.

Keywords—CT, current transformers, Levenberg-Marquardt, least squares, parameter estimation, saturation.

Sumário

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO 01

1.1 Motivação.....01

1.2 Objetivos e Contribuições02

1.3 Metodologia02

1.4 Organização da Dissertação03

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 05

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA 09

3.1 Transformadores de Corrente.....09

3.1.1 Circuito Equivalente 10

3.1.2 Curva de Magnetização do TC 12

3.1.3 Classificação dos TC 15

3.1.4 Carga Nominal dos TC (*burden*) 17

3.2 Sistema Primário e Representação do TC 18

3.2.1 Modelagem do Sistema Primário..... 19

3.2.2 Desempenho do TC em Regimes Saturado e Não-Saturado21

3.2.3 Principais Causas de Erros nos TC 25

3.3 Influência da Saturação de TC na Performance dos Relés27

3.3.1 Relés de Distância.....27

3.3.2 Relés de Sobrecorrente27

3.3.3 Relés Diferenciais28

3.4 Outros tipos de TC 28

3.5 Método dos Mínimos Quadrados Não-Lineares 29

3.5.1 Método dos Mínimos Quadrados – O Caso Discreto30

3.6 O Simulador Digital em Tempo Real (RTDS).....32

3.7 Considerações Finais.....32

CAPÍTULO 4

MÉTODOS DE DETECÇÃO E CORREÇÃO DA SATURAÇÃO _____ 34

4.1	Técnicas de Detecção da Saturação	34
4.1.1	Detecção da Saturação Baseada na Derivada da Corrente Secundária.....	34
4.1.2	Detecção da Saturação Baseada no Filtro Diferenciador de Lanczos	36
4.1.3	Detecção da Saturação Baseada no Cálculo do Desvio Padrão.....	39
4.1.4	Detecção da Saturação Baseada em Funções Diferenças	41
4.2	Técnicas de Correção da Saturação de TC.....	43
4.2.1	Correção da Saturação Baseada no Ajuste de Curva.....	43
4.2.2	Correção da Saturação Baseada na Estimação de Parâmetros.....	45
4.2.3	Correção da Saturação Baseada no Método de LM.....	47
4.3	Considerações Finais.....	52

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES E RESULTADOS I _____ 53

5.1	Sistema Primário e Simulação do TC	53
5.2	Avaliação das Técnicas de Detecção	56
5.2.1	Resultados para a Detecção por Derivada da Corrente Secundária.....	56
5.2.2	Resultados para a Detecção por Filtro Diferenciador de Lanczos.....	58
5.2.3	Resultados para a Detecção por Cálculo do Desvio Padrão	60
5.2.4	Resultados para a Detecção por Funções Diferença.....	62
5.3	Avaliação das Técnicas de Correção.....	64
5.3.1	Correção da Saturação Baseada no Ajuste de Curva.....	65
5.3.2	Correção da Saturação Baseada na Estimação de Parâmetros.....	67
5.3.3	Correção da Saturação Baseada no Método de LM.....	69
5.4	Considerações Finais.....	72

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES E RESULTADOS II _____ 74

6.1	Avaliação das Técnicas de Detecção e Correção em Simulações no RTDS	74
6.1.1	Falta Monofásica a 22 km e <i>burden</i> de $Z = 3 + j1 \Omega$	75
6.1.2	Falta Bifásica a 22 km e <i>burden</i> de $Z = 3 + j1 \Omega$	76
6.1.3	Falta Trifásica a 22 km e <i>burden</i> de $Z = 3 + j1 \Omega$	77
6.2	Resultados de Simulações Adicionais.....	79

6.3	Considerações Finais.....	80
-----	---------------------------	----

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS	_____	82
--	--------------	-----------

7.1	Conclusões	82
-----	------------------	----

7.2	Sugestões para Futuros Trabalhos.....	84
-----	---------------------------------------	----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	_____	85
-----------------------------------	--------------	-----------

Lista de Figuras

Figura 3.1	Elementos básicos constituintes de um TC.....	10
Figura 3.2	Circuito equivalente do transformador para instrumentos.....	11
Figura 3.3	Circuito equivalente do TC referido ao secundário	12
Figura 3.4	Curva de excitação do TC.....	13
Figura 3.5	Curvas de excitação típicas de um transformador de corrente classe C .	14
Figure 3.6	Definições de ponto de joelho.....	14
Figura 3.7	Tipos construtivos de TC	17
Figura 3.8	Representação do sistema primário	19
Figura 3.9	Corrente assimétrica de curto-circuito	20
Figura 3.10	Circuito equivalente do TC referido ao secundário	22
Figura 3.11	Fluxo de enlace no núcleo em condição de falta	23
Figura 3.12	Representação simplificada do TC	24
Figura 3.13	Correntes para carga puramente resistiva	24
Figura 3.13	Correntes para carga com componente indutiva.....	25
Figura 4.1	Detecção baseada na derivada da corrente secundária	36
Figura 4.2	Detecção baseada no filtro diferenciador de Lanczos.....	38
Figura 4.3	Detecção baseada no cálculo do desvio padrão	40
Figura 4.4	Detecção baseada em funções diferenças	42
Figura 4.5	Pseudo-código do método de Levenberg-Marquardt.....	50
Figura 5.1	Dados do sistema primário.....	53
Figura 5.2	Circuito equivalente por fase do sistema de teste	54
Figura 5.3	Curva de saturação do TC considerado	55
Figura 5.4	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$).....	57
Figura 5.5	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1$).....	57
Figura 5.6	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.7 \Omega$).....	58
Figura 5.7	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.3 \Omega$).....	58
Figura 5.8	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$).....	59
Figura 5.9	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$).....	59
Figura 5.10	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.7 \Omega$).....	60
Figura 5.11	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.3 \Omega$).....	60
Figura 5.12	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$).....	61

Figura 5.13	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$).....	61
Figura 5.14	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.7 \Omega$).....	62
Figura 5.15	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.3 \Omega$).....	62
Figura 5.16	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$).....	63
Figura 5.17	Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$).....	63
Figura 5.18	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.7 \Omega$).....	64
Figura 5.19	Gráfico da forma de onda ($Z = 2+j0.3 \Omega$).....	64
Figura 5.20	Correntes RMS ($Z = 1+j0 \Omega$).....	65
Figura 5.21	Correntes RMS ($Z = 1+j1 \Omega$).....	65
Figura 5.22	Erro transitório ($Z = 1+j0 \Omega$).....	66
Figura 5.23	Erro transitório ($Z = 1+j1 \Omega$).....	66
Figura 5.24	Correntes RMS ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	67
Figura 5.25	Correntes RMS ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	67
Figura 5.26	Erro transitório ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	67
Figura 5.27	Erro transitório ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	67
Figura 5.28	Correntes RMS ($Z = 1+j0 \Omega$).....	68
Figura 5.29	Correntes RMS ($Z = 1+j1 \Omega$).....	68
Figura 5.30	Erro transitório ($Z = 1+j0 \Omega$).....	68
Figura 5.31	Erro transitório ($Z = 1+j1 \Omega$).....	68
Figura 5.32	Correntes RMS ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	69
Figura 5.33	Correntes RMS ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	69
Figura 5.34	Erro transitório ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	69
Figura 5.35	Erro transitório ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	69
Figura 5.36	Correntes RMS ($Z = 1+j0 \Omega$).....	70
Figura 5.37	Correntes RMS ($Z = 1+j1 \Omega$).....	70
Figura 5.38	Erro transitório ($Z = 1+j0 \Omega$).....	70
Figura 5.39	Erro transitório ($Z = 1+j1 \Omega$).....	70
Figura 5.40	Correntes RMS ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	71
Figura 5.41	Correntes RMS ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	71
Figura 5.42	Erro transitório ($Z = 2+j0,7 \Omega$).....	71
Figura 5.43	Erro transitório ($Z = 2+j0,3 \Omega$).....	71
Figura 6.1	Controles de ajuste da simulação no RTDS.....	74
Figura 6.2	Correntes RMS (remanência 0%).....	75
Figura 6.3	Correntes RMS (remanência 50%).....	75

Figura 6.4	Correntes RMS (remanência 50%)	76
Figura 6.5	Correntes RMS (remanência 0%)	77
Figura 6.6	Correntes RMS (remanência 50%)	77
Figura 6.7	Erro transitório (remanência de 0%).....	77
Figura 6.8	Erro transitório (remanência de 50%).....	77
Figura 6.9	Correntes RMS (remanência 0%)	78
Figura 6.10	Correntes RMS (remanência 50%)	78
Figura 6.11	Erro transitório (remanência de 0%).....	78
Figura 6.12	Erro transitório (remanência de 50%).....	78

Lista de Tabelas

Tabela 3.1	Valores de RTC segundo os padrões da ANSI e ABNT	12
Tabela 3.2	Classe de exatidão para TC de medição	15
Tabela 3.3	Cargas nominais (fonte: NBR 6856/1992)	17
Tabela 3.4	Cargas padrão para TC (fonte: IEEE C57.13-1993).....	18
Tabela 5.1	Dados do sistema primário (PEREIRA, 2012)	53
Tabela 5.2	Dados do TC sem entreferro	56
Tabela 5.3	Quadro resumo de resultados.....	73
Tabela 6.1	Resultados para Correção Baseada em Ajuste de Curva	79
Tabela 6.2	Resultados para Correção Baseada em Estimação de Parâmetros.....	80
Tabela 6.3	Resultados para Correção Baseada no Método de LM.....	80

Lista de Abreviaturas

SEP	Sistema Elétrico de Potência
TC	Transformador de Corrente
TP	Transformador de Potencial
LM	Levenberg-Marquardt
GN	Gauss-Newton
RTDS	Real Time Digital Simulator
MATLAB	MATrix LABoratory
TNA	Transient Network Analyzer
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
RTC	Relação de Transformação de Corrente
ANSI	American National Standards Institute
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
NBR	Norma Brasileira
IEEE	Institute of Electric and Electronic Engineers
IEC	International Engineering Consortium
FCR	Fator de Correção de Relação

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Os Transformadores de Corrente (TC) são fundamentais para o funcionamento adequado do sistema de proteção, uma vez que sua função é reproduzir as altas correntes do enrolamento primário em menor escala no secundário, propiciando um acesso indireto aos sinais de corrente. Estes transformadores, como qualquer outro dotado de núcleo ferromagnético, estão sujeitos ao fenômeno da saturação, podendo causar má atuação dos relés a ele conectados (SANTOS, 2011). No caso particular do TC de proteção, tais distorções podem ocasionar sérios problemas, dentre os quais destacam-se:

- Sensibilização indevida de relés, principalmente relés diferenciais;
- Não sensibilização dos relés quando necessário, devido à forte saturação e consequente distorção, o que reduz o valor eficaz da corrente secundária;
- Má atuação dos relés pelo motivo anteriormente citado;
- Imprecisão dos localizadores de defeito;

Segundo PEREIRA *et al.* (2012), esse fenômeno pode provocar danos de natureza térmica e eletrodinâmica, perda de seletividade da proteção, perda de estabilidade do sistema, dificuldade em localizar o ponto de ocorrência do distúrbio, resultando em interrupções prolongadas do fornecimento de energia.

1.1 Motivação

Ao longo dos anos, muitos pesquisadores têm voltado suas atenções para a análise da influência do fenômeno da saturação em TC para serviço de proteção sobre a atuação dos sistemas de proteção e controle. Trabalhos desenvolvidos há pelo menos 40 anos (BRADLEY *et al.*, 1978), já discutiam técnicas para mitigação dos fenômenos indesejáveis ocasionados pela saturação e desde então, muito têm sido proposto (SCHETTINO, 2012). Com o advento dos DSP (*Digital Signal Processors*) muitas destas técnicas podem ser embarcadas nestes dispositivos, permitindo que sejam utilizados em aplicações em tempo real para detecção e correção da saturação,

melhorando a resposta dos relés de proteção e conseqüentemente, aumentando a confiabilidade dos sistemas de potência.

No que tange à avaliação de técnicas de detecção em conjunto com técnicas de correção e sua aplicabilidade ao processamento dos sinais de corrente em tempo real, pouco tem sido reportado na literatura.

1.2 Objetivos e Contribuições

Os principais objetivos e contribuições deste trabalho estão divididos nos seguintes tópicos:

a. Objetivos da Dissertação

- Avaliar o desempenho de quatro técnicas de detecção da saturação;
- Avaliar o desempenho de duas técnicas de correção da saturação;
- Avaliar o desempenho de combinações entre técnicas de detecção e correção da saturação;
- Avaliar o desempenho destas combinações (detecção e correção) para alguns tipos de faltas simuladas no software MATLAB[®] e no RTDS;
- Propor um algoritmo de correção da saturação baseado na estimação de parâmetros pelo método de Levenberg-Marquardt.

b. Contribuições da Dissertação

A contribuição principal desta dissertação consiste na apresentação de um algoritmo computacional capaz de efetuar a correção das distorções da corrente secundária de TC com base no método de LM. Também se apresentam contribuições relativas à avaliação de quatro algoritmos de detecção de saturação e outros dois de correção.

1.3 Metodologia

Para o desenvolvimento da dissertação, aplicou-se a metodologia apresentada a seguir:

- a. Programação em MATLAB[®] do sistema primário e de um modelo de TC para simulação

- b. Programação em MATLAB[®] de técnicas de detecção e correção para simulação;
- c. Aquisição dos sinais de corrente amostrados, provenientes do modelo de TC programado em MATLAB[®] e utilização para avaliação do desempenho dos algoritmos de detecção;
- d. Avaliação do desempenho de combinações entre os algoritmos de detecção e correção para os sinais de corrente amostrados, provenientes do modelo de TC;
- e. Programação da rotina de correção por mínimos quadrados não linear baseada no método de LM;
- f. Implementação de um sistema teste equivalente ao modelo do MATLAB[®] no RTDS para obtenção de amostras do sinal de corrente secundária do TC;
- g. Realização dos testes listados nos tópicos c, d, e e f para amostras de corrente obtidas de simulações no RTDS.

1.4 Organização da Dissertação

Além deste capítulo introdutório, esta dissertação está dividida em seis capítulos conforme o planejamento descrito a seguir:

Capítulo 2: apresentação da revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de detecção e correção da saturação.

Capítulo 3: apresentação dos fundamentos dos transformadores de corrente abordando suas características físicas, análise do processo de distorção da corrente secundária em TC com representação simplificada (perdas nulas e curva de magnetização linearizada por partes) e apresentação das causas e consequências do fenômeno da saturação.

Capítulo 4: apresentação dos métodos de detecção e correção do algoritmo de estimação, baseado no método de LM, proposto nesta dissertação. São apresentadas também associações entre os métodos de detecção e de correção analisadas durante os testes.

Capítulos 5 e 6: apresentação dos resultados obtidos das simulações realizadas no MATLAB[®] e no RTDS, e discussão dos resultados.

Por fim, no capítulo 7, são apresentadas as conclusões e sugestões para futuros trabalhos.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Há mais de 90 anos que o fenômeno da saturação tem sido motivo de pesquisa e desde então, muitos trabalhos foram publicados. No final dos anos 70, com a crescente expansão dos sistemas de transmissão de energia e a necessidade de sistemas de proteção mais confiáveis, surgiram vários trabalhos analisando as causas da saturação e suas consequências sobre os sistemas de proteção.

Em seu trabalho, CONNER *et al.* (1975) apresentaram dados e métodos que se prestam a orientar o engenheiro de proteção na solução de muitos problemas práticos ocasionados pelo fenômeno da saturação e, também, dar-lhe uma visão para adoção de medidas adequadas nos casos em que uma solução simples não é aplicável. Já VANDERLECK *et al.* (1977), afirmaram que a principal causa de preocupação era a componente transitória da corrente de falta, que poderia provocar um certo grau de saturação no TC e, assim, distorcer a corrente secundária. Por outro lado, POWELL (1979) apresentou uma revisão do comportamento em regime permanente e transitório dos TC usados nos esquemas de proteção dando atenção à influência da carga conectada ao secundário do TC no nível de saturação. Outros trabalhos como os de WISZNIEWSKI (1978), WENTZ *et al.* (1982), SMAHA (1992), KEZUNOVIC *et al.* (1994), TZIOUVARAS *et al.* (2000), WU *et al.* (2007) e SAWKO (2008) abordaram os aspectos que influenciavam na saturação dos TC e suas consequências sobre os esquemas de proteção. Há ainda trabalhos que analisavam os impactos do fenômeno da saturação sobre a performance dos relés numéricos (diferenciais e de sobrecorrente) como os propostos por KOJOVIC (2002), EL-AMIN & AL-ABBAS (2006), MOONEY (2008), XU *et al.* (2014) e STANBURY & DJEKIC (2014).

Desde os primeiros trabalhos até os dias atuais, grandes avanços tecnológicos foram obtidos, sobretudo na capacidade de processamento computacional. Este desenvolvimento tecnológico proporcionou uma revolução no mundo da proteção. Com o advento dos relés microprocessados, uma enorme variedade de algoritmos para avaliação dos sinais de corrente puderam ser implementados nestes dispositivos, proporcionando um ganho significativo na confiabilidade, precisão e velocidade dos esquemas de proteção. Atualmente, muito tem sido feito no que se refere a técnicas de detecção e correção das distorções. Embora muitas destas metodologias apresentem

desempenho considerado bom, dentro de determinadas circunstâncias, nenhuma delas é eficaz para todas as situações possíveis.

Ao longo dos anos, muitos pesquisadores têm concentrado esforços com o objetivo de desenvolver métodos eficazes de detecção dos intervalos de saturação, haja visto que a eficiência das técnicas de correção das distorções está diretamente relacionada com os métodos de detecção. É necessário que se conheça os trechos da forma de onda nos quais a saturação inicia e termina, permitindo assim que estas porções sejam compensadas de forma correta. Uma detecção precária ou uma não detecção dos instantes de início e fim da saturação pode introduzir erros desnecessários, agravando ainda mais as distorções na forma de onda de corrente (GUERRA, 2007).

No início dos anos 90, metodologias para detecção da saturação baseadas em ferramentas matemáticas começavam a surgir. Em seu trabalho, YANG *et al.* (1990) desenvolveram um detector de saturação baseado na obtenção da diferença entre amostras consecutivas do sinal de corrente secundária amostrada. Nos anos seguintes outras metodologias surgiram, fazendo uso de ferramentas matemáticas cada vez mais complexas, a exemplo de HOSEMANN & STEIGERWALD (1993), que propuseram um detector baseado na obtenção de fasores dos sinais de corrente. Este detector mostrou-se adequado para proteção diferencial de linhas e barramentos, bem como de outros arranjos.

KANG *et al.* (2001) propuseram uma metodologia para detecção dos intervalos de saturação baseada no cálculo de funções-diferença do sinal de corrente secundária. A técnica baseia-se no fato de que uma função-diferença apresenta valores de pico nas zonas de transição entre as regiões não saturada e saturada. Quanto maior a ordem da função, maior o pico na região de transição, facilitando sua detecção. Um aprimoramento para esta metodologia foi apresentada por KANG *et al.* (2004).

Metodologias baseadas no ajuste de curvas pelo método dos mínimos quadrados foram propostas por LI *et al.* (2002), PAN *et al.* (2004) e EL-NAGGAR & GILANY (2007). Estes propuseram a adoção de um filtro de Kalman para detecção dos trechos saturados. DASHTI *et al.* (2007) apresentaram duas técnicas diferentes para a detecção da saturação para a proteção diferencial de barra. Mais recentemente, SANTOS *et al.* (2010) realizaram um estudo detalhado no qual apresentavam uma série de simulações computacionais que combinam vários métodos de detecção e correção dos sinais. Uma solução para detecção dos intervalos de saturação baseada no ângulo formado entre amostras do sinal de corrente foi proposta. Em seu trabalho, SCHETTINO (2012)

apresentou um método para detecção da saturação baseado na função primeira diferença do filtro de Lanczos. Segundo o autor, o método mostrou-se mais imune à presença de ruídos nos sinais analisados que outros métodos tradicionais reportados na literatura.

CHOTANI *et al.* (2013) propuseram um método de detecção da saturação baseado na avaliação de um índice de detecção obtido através do cálculo da derivada do sinal de corrente pelo método *Backward Difference* de Newton. PANG *et al.* (2013) propuseram um método de detecção de saturação baseado no aspecto da forma de onda de corrente usando morfologia esquelética. Também HE *et al.* (2013) propuseram dois algoritmos de detecção da saturação, um por meio de um gradiente morfológico e outro por decomposição morfológica. Estes algoritmos são usados para extrair os intervalos de saturação.

Abordagens baseadas em derivadas têm sido amplamente utilizadas para detecção da saturação. HOOSHYAR *et al.* (2013) propuseram um algoritmo de detecção sujeito às propriedades da derivada do sinal de corrente. Dois índices foram introduzidos para extrair certas características-chave da forma de onda, usando suas duas primeiras funções diferença. Já ESMAIL *et al.* (2014), propuseram um método de detecção baseado em um índice de discriminação, usado para diferenciar as regiões saturada e não saturada da forma de onda de corrente.

Atualmente, graças ao grande aporte computacional disponível, outras técnicas de detecção fundamentadas em modelos matemáticos avançados, vêm sendo propostas. Neste sentido, destacam-se os trabalhos que usam metodologias baseadas em Redes Neurais Artificiais (CUMMINS *et al.*, 2000; YU *et al.*, 2001; REBIZANT & BEJMERT, 2007) e transformadas *Wavelets* (KANG *et al.*, 2014).

No fim dos anos 70, surgiram os primeiros trabalhos que tratavam da mitigação das distorções em correntes secundárias de TC fundamentados em circuitos que consideravam a componente contínua da corrente de falta como o principal agente causador da saturação. Em seu trabalho, BRADLEY *et al.* (1978) propuseram um circuito que injetava uma corrente ao terminal secundário do TC de modo a reduzir a componente contínua do sinal saturado. Já MASSON (1979) propôs um circuito que inseria uma resistência elevada em série com a carga do TC de modo a obter um controle dinâmico do fluxo no núcleo.

A partir dos anos 80 técnicas numéricas passaram a ser utilizadas com o propósito de detectar e corrigir a saturação, sendo CONRAD *et al.* (1984) os pioneiros no uso dessas técnicas. Eles propuseram uma metodologia baseada na adição da corrente de

magnetização à corrente secundária, obtida por integração numérica desta última. KANG *et al.* (1997) também propuseram um algoritmo o qual determina o fluxo inicial existente no núcleo.

Em seu trabalho, LI *et al.* (2002) propuseram uma metodologia baseada em uma técnica de regressão para correção dos intervalos distorcidos. Outras metodologias de correção dos intervalos de saturação fundamentadas no ajuste de curvas pelo método dos mínimos quadrados foram propostas por PAN *et al.* (2004) e EL-NAGGAR & GILANY (2007). Ferramentas matemáticas avançadas como as Redes Neurais Artificiais, Transformadas *Wavelet* e Inteligência Artificial vêm sendo usadas com relativo sucesso em técnicas de correção de distorções, a exemplo dos trabalhos de KHORASHADI-ZADEH *et al.* (2006), HONG & CHIAN (2008) e HONG *et al.* (2009).

Outras metodologias para correção da saturação foram propostas por REBIZANT *et al.* (2008) e WISZNIEWSKI *et al.* (2008). A primeira baseia-se na estimação da constante de tempo para saturação do TC a segunda usa derivadas de primeira, segunda ou terceira ordem para estimar pontos futuros do sinal de corrente. ERENTURK (2008) propôs um algoritmo de correção da saturação baseado em um sistema de inferência *fuzzy* adaptativo capaz de converter uma forma de onda distorcida por saturação em uma onda de corrente compensada. Em seu trabalho, OZOGONEL *et al.* (2010) apresentaram uma técnica de correção baseada na transformada rápida de Fourier, neste mesmo ano YU (2010) propôs uma metodologia de correção a qual faz uso de amostras de corrente e fasores extraídos do último trecho não saturado do sinal de corrente.

Mais recentemente, PEREIRA (2014) propôs a correção das distorções por meio da soma da corrente de magnetização à corrente secundária distorcida, onde o fluxo de magnetização é estimado por meio da integração da tensão obtida em um terceiro enrolamento.

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são apresentados os principais fundamentos dos TC, sua modelagem matemática, aspectos construtivos, curva de magnetização e os principais fatores que contribuem para a saturação do núcleo. Também é apresentada a formulação matemática do método dos mínimos quadrados.

3.1 Transformadores de Corrente

As decisões tomadas pelo sistema de proteção baseiam-se principalmente nas medições elétricas dos sinais de tensão e corrente. Uma vez que os instrumentos vinculados a tais decisões (os relés, sobretudo) são equipamentos sensíveis e funcionam com níveis de tensão e corrente de baixa amplitude (poucos ampères ou volts), os sinais reais de tensão e corrente de barramento devem ser especificados a níveis aceitáveis de operação. Esta tarefa é realizada com base em transformadores de tensão e corrente (TC e TP) os quais também proporcionam isolamento elétrico entre os circuitos de alta e baixa tensão, garantindo segurança tanto pessoal quanto material aos equipamentos.

Um TC é composto basicamente de um núcleo laminado de uma liga de *Fe-Si*, um enrolamento primário e um enrolamento secundário. O enrolamento primário é formado por poucas espiras (TC operando em alta tensão normalmente possuem uma única espira que é o próprio condutor de fase) ligado em série com o circuito de alta tensão ou um circuito de baixa tensão e alta corrente. O enrolamento secundário é geralmente distribuído e enrolado em um núcleo toroidal para minimizar a impedância de dispersão. A impedância do TC, vista do primário, é desprezível quando comparada com a do sistema ou da carga ao qual está ligado, independentemente da carga instalada no seu enrolamento secundário. Desta forma, a corrente que circulará no primário de um TC é determinada pelo circuito de potência, denominado de circuito primário (COELHO, 2011). A Figura 3.1 mostra o esquema básico de um TC, composto por um enrolamento primário pelo qual circula uma corrente I_p , um enrolamento secundário pelo qual circula uma corrente I_s , e um núcleo de material ferromagnético.

O TC pode ser de medição ou de proteção. Os principais requisitos de um TC de medição são os seguintes: para correntes primárias de até 120% ou 125% da corrente nominal, a corrente secundária deve ser proporcional à corrente primária de acordo com

sua precisão, tal como especificado em sua classe e, em se tratando dos mais precisos, que não haja um deslocamento do ângulo de fase que exceda o limite especificado para a classe do TC (GUERRA, 2009).

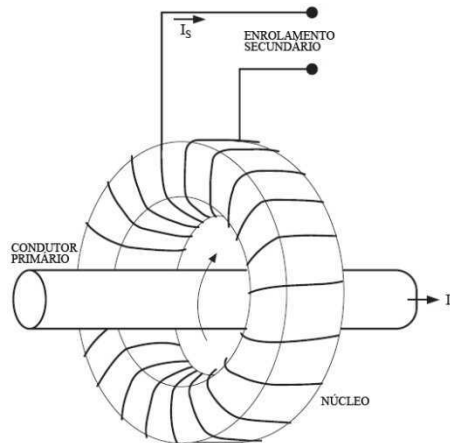


Figura 3.1 – Elementos básicos constituintes de um TC (fonte: AGRAWAL, 2001).

O TC utilizado em sistemas de proteção possui classe de exatidão na faixa de 5% ou 10% segundo a norma NBR 6856 (Transformador de Corrente – Especificação, 1992) e 10% segundo a norma IEEE Std. C57.13 (1993). Para estas classificações, considera-se apenas o erro de relação, pois somente o que interessa para tais dispositivos é a corrente no secundário com relação à corrente no primário (COELHO, 2011).

3.1.1 Circuito Equivalente

Um circuito equivalente para um transformador de corrente genérico é mostrado na Figura 3.2. A corrente i_1 é a corrente primária, a corrente i_2 é a corrente secundária, X_m e R_m são respectivamente, as reatância e resistência do ramo de magnetização, X_s e R_s são as reatância e resistência de secundário, Z_b representa a carga conectada ao secundário do TC, V_C a tensão secundária de terminal e i_e a corrente de excitação. Assume-se que a corrente primária é reduzida em magnitude através de um transformador ideal, conectado aos terminais *abcd*.

Devido ao baixo número de espiras do enrolamento primário, sua impedância pode ser desprezada. As perdas no ferro decorrentes da histerese magnética e das correntes de Foucault também podem ser desprezadas em virtude das características dos materiais empregados na construção do TC. Esta simplificação facilita a análise dos TC utilizados em esquemas de proteção, uma vez que operam em faixas de corrente nunca muito inferiores à corrente nominal (RASHID, 2006).

Em condições normais, a operação do TC se dá na região linear da curva de magnetização e a corrente de excitação i_e é mínima, uma vez que a impedância total do ramo de magnetização é grande e o erro causado por esta corrente é mínimo (GUERRA, 2009). Entretanto, quando da ocorrência de um fenômeno transitório como um curto circuito, o TC pode operar na região não linear da curva de magnetização. Em tal condição de operação, o valor reativo da impedância total do ramo de magnetização cai drasticamente e a maior parte da corrente i_1/RTC passa através deste ramo, acarretando severas distorções à forma de onda de corrente.

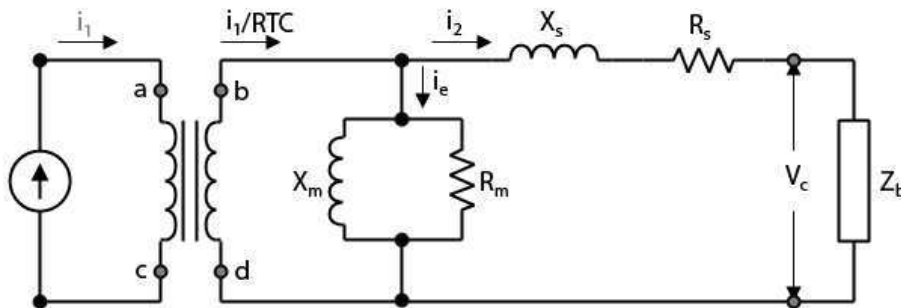


Figura 3.2 – Circuito equivalente do transformador para instrumentos (adaptado de RASHID, 2006).

Os erros máximos admitidos para TC de proteção são estipulados entre 2,5% e 10%, sendo o valor mais comumente usado o de 10% (GUERRA, 2009).

De acordo com a norma NBR 6856 (1992), o TC ideal possui uma relação ampères-espiras do primário igual, em magnitude, à relação ampères-espiras do secundário. A relação de transformação de um TC (RTC) é dada pela relação entre o número de espiras do enrolamento secundário e do primário, conforme:

$$RTC = \frac{N_2}{N_1}. \quad (3.1)$$

Valores de RTC segundo os padrões estabelecidos pela ANSI e ABNT estão listados na Tabela 3.1.

A carga que é introduzida pelo TC em série com a linha de transmissão, considera-se insignificante, por conseguinte, a conexão do TC não altera a corrente no alimentador; daí é razoável assumir que o primário do TC é alimentado por uma fonte de corrente. No caso, aplicando a relação de transformação do TC, pode-se simplificar o circuito equivalente da Figura 3.2, obtendo um novo circuito mostrado na Figura 3.3. Desse modo, a corrente do primário referida ao secundário é dada por:

$$i_{1s} = \frac{i_1}{RTC} \quad (3.2)$$

Tabela 3.1 – Valores de RTC segundo os padrões da ANSI e ABNT

ANSI (IEEE Std. C57.13)		ABNT (NBR 6856, 1992)		
10:5	600:5	5:5	100:5	1000:5
15:5	1200:5	10:5	125:5	1200:5
25:5	1500:5	15:5	150:5	1500:5
40:5	2000:5	20:5	200:5	2000:5
50:5	3000:5	25:5	250:5	3000:5
75:5	4000:5	30:5	300:5	4000:5
100:5	5000:5	40:5	400:5	5000:5
200:5	6000:5	50:5	500:5	6000:5
300:5	8000:5	60:5	600:5	8000:5
400:5	12000:5	75:5	800:5	

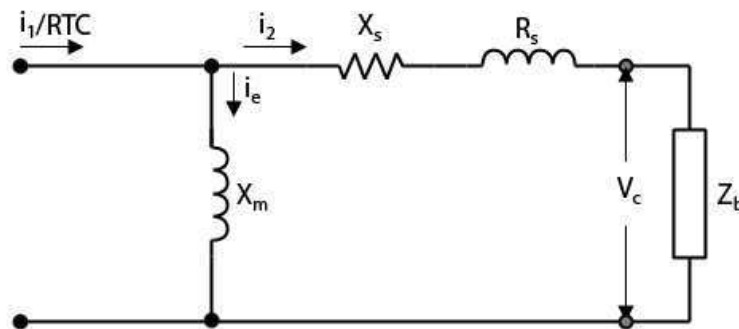


Figura 3.3 – Circuito equivalente do TC referido ao secundário (adaptado de RASHID, 2006).

Sendo a corrente de excitação i_e composta por duas parcelas, uma devido a magnetização, i_m , e outra devido as perdas, i_{loss} , tem-se (PAN *et al.*, 2004):

$$i_e = i_m + i_{loss} \quad (3.3)$$

A corrente secundária que efetivamente é entregue à carga do TC, é dada por:

$$i_2 = \frac{i_1}{RTC} - i_e \quad (3.4)$$

3.1.2 Curva de Magnetização do TC

Para uma melhor compreensão dos efeitos causados pelo fenômeno da saturação, deve-se considerar a tensão secundária máxima admitida para o dispositivo. A partir deste valor, os requisitos de classe de exatidão do TC não são mais atendidos, o qual é conhecido a partir da curva de magnetização (ou curva de excitação), característica de

cada TC, que relaciona a tensão secundária de excitação (V_s) e a corrente de excitação do núcleo (i_e) (COELHO, 2011).

A curva de magnetização pode ser dividida em três regiões, conforme mostrado na Figura 3.4. A primeira região é aquela na qual o fluxo varia linearmente com a corrente de excitação, a segunda, é a região de inflexão que contém o ponto de joelho e a terceira é a região na qual a taxa de variação do fluxo é significativamente reduzida. A tensão de ponto de joelho (*knee-point*) de um TC é definida como o ponto na curva de magnetização na qual a permeabilidade magnética é máxima, segundo o padrão IEEE Std C37.110-2007.

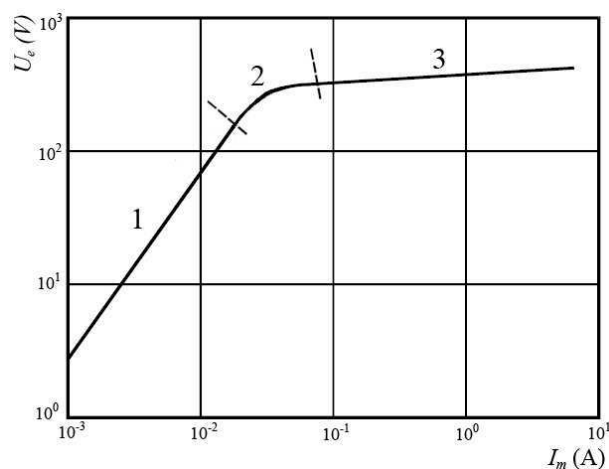


Figura 3.4 – Curva de excitação do TC (adaptado de PEREIRA, 2012).

As curvas de excitação normalmente são expressas em escala logarítmica e são obtidas a partir de ensaios experimentais ou oriundas de projeto do TC. A Figura 3.5 ilustra uma família de curvas de excitação para TC de diversas relações de transformação. Observa-se que quando a tensão sobre a carga é baixa, a corrente de excitação é proporcional. Contudo, o fluxo no núcleo aumenta para um incremento de tensão no enrolamento secundário, causado por uma elevação de corrente ou uma carga excessiva e, a partir de certa região da curva de excitação, haverá um incremento desproporcional na corrente de excitação em relação à sua respectiva tensão (COELHO, 2011).

Para valores de corrente abaixo deste ponto, o fluxo de magnetização varia proporcionalmente à corrente de excitação, portanto o TC opera na região linear da curva de magnetização. Para valores acima do ponto de joelho, esta proporcionalidade não mais se verifica, e é necessário grandes variações na corrente para produzir

pequenas variações de fluxo. Portanto o TC opera na região não linear da curva de magnetização.

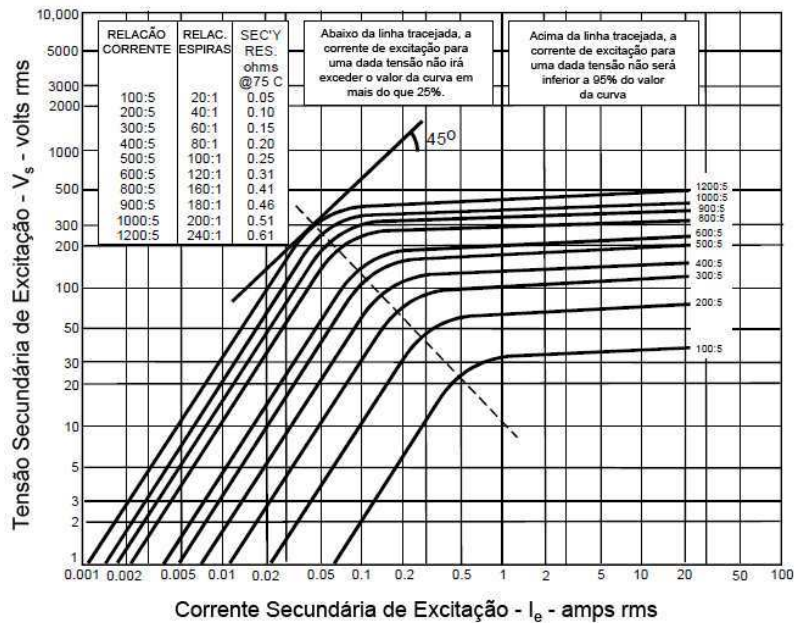


Figura 3.5 – Curvas de excitação típicas de um transformador de corrente classe C (adaptado de ANSI/IEEE Std. C37.110-2007).

O IEEE *Standard Requirements for Instrument Transformers* (IEEE Std. C57.13-1993) define (para TC sem entreferro) o ponto de joelho como sendo o ponto na qual a tangente à curva de magnetização faz 45° com o eixo horizontal. Para TC com entreferro este ângulo vale 30°, contudo, esta não é a única definição. A tensão do ponto de joelho, segundo a norma europeia IEC (BS 3983-1973), situa-se em um ponto na curva onde um aumento de 10% na tensão de excitação provoca um aumento de 50% na corrente de excitação (Figura 3.6).

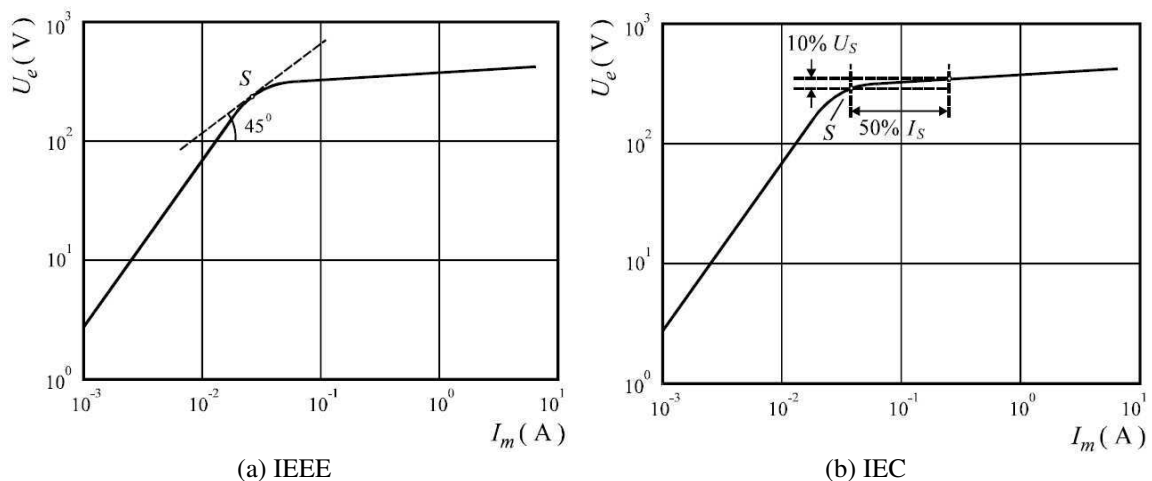


Figure 3.6 – Definições de ponto de joelho (adaptado de PEREIRA, 2012).

Alguns fabricantes de relés especificam esta tensão como sendo a tensão de excitação eficaz que produz um pico de densidade de fluxo de 1,5 T, enquanto outros fabricantes a especificam como sendo a tensão de excitação que produz uma corrente de excitação igual à corrente secundária nominal.

3.1.3 Classificação dos TC

Os TC podem ser classificados segundo dois tipos:

- TC de medição.
- TC de proteção.

De acordo com o padrão ANSI (IEEE Std. C57.13-1993), os TC projetados para serviço de medição possuem núcleos menores, com correntes de excitação pequenas, permitindo que o transformador tenha uma alta precisão para corrente de carga normal. No entanto, este pequeno núcleo satura para correntes ligeiramente acima da corrente nominal. Por esta razão, um TC concebido para pontos de medição pode não funcionar apropriadamente sob condições de falta, quando utilizado para fins de proteção de sistemas. Os principais requisitos de um TC de medição estão vinculados à proporcionalidade entre as correntes e os ângulos de fase, ou seja, para correntes primárias de até 120% ou 125% da corrente nominal, a corrente secundária deve ser proporcional à sua corrente primária em um grau de precisão definida pela sua "classe". No caso dos tipos mais precisos, o máximo deslocamento do ângulo de fase especificado não deve ser excedido. As classes de exatidão e respectivos FCR (Fator de Correção de Relação) de TC para serviço de medição estão listados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Classe de exatidão para TC de medição

Classe de Exatidão	A 100% da corrente nominal		A 10% da corrente nominal	
	Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo
0.3	0,997	1,003	0,994	1,006
0.6	0,994	1,006	0,998	1,012
1.2	0,988	1,012	0,976	1,024

A NBR 6856 (1992) apresenta ainda, uma terceira classe de exatidão denominada “classe 3”. Esta classe não tem limitação de ângulo de fase, razão pela qual não deve ser utilizada para serviço de medição de potência ou energia.

Para os TC de proteção espera-se que seu desempenho seja satisfatório para correntes de 20 a 25 vezes a corrente nominal, ou seja, o comportamento desejável de um TC de proteção é que seja capaz de reproduzir em seu secundário, com certo grau de precisão, a corrente primária em condições de falta. Ao contrário dos TC de medição, os TC de proteção são projetados para não saturarem quando sensibilizados por correntes de falta, isto é necessário para um desempenho satisfatório do sistema de proteção.

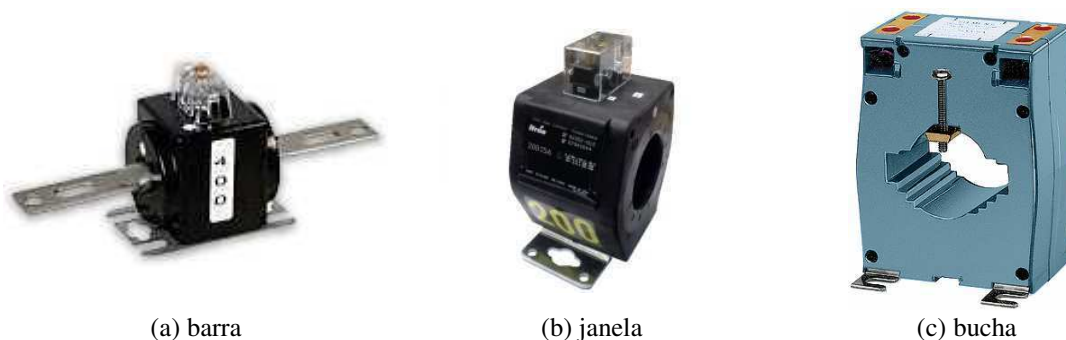
De acordo com a NBR 6856 (1992), os TC de proteção, quanto à impedância, se subdividem em duas classes:

- **Classe A**: Possui alta impedância interna. A reatância de dispersão do enrolamento secundário possui valor apreciável em relação a impedância total do circuito secundário, quando alimentando uma carga nominal (classe T de acordo com a norma IEEE Std. C57.13).
- **Classe B**: Possui baixa impedância interna. A reatância de dispersão do enrolamento secundário possui valor desprezível em relação a impedância total do circuito secundário, quando alimentando uma carga nominal. Os TC com núcleo toroidal e enrolamento distribuído, normalmente possuem baixa impedância interna (classe C de acordo com a norma IEEE Std. C57.13).

Em termos de serviço de proteção, os TC são enquadrados nas classes cinco (5) e dez (10), segundo a NBR 6856 (1992). A NBR 6856 (1992) classifica os TC também, conforme sua construção. Os tipos mais comuns de TC são:

- **Tipo barra**: são fabricados para níveis de tensão mais elevados e possuem acoplado à sua estrutura um condutor fixo, isolado do núcleo, que se conecta em série ao condutor primário. Possuem enrolamento secundário distribuído, também isolado do núcleo e do condutor primário.
- **Tipo janela**: são os TC que não possuem um condutor fixo para conexão do primário. O próprio condutor passa pelo interior do núcleo (geralmente toroidal) e é utilizado como enrolamento primário.
- **Tipo bucha**: são semelhantes às do tipo janela, usam um condutor primário que passa pelo interior do núcleo isolado, e constitui o enrolamento primário.

A Figura 3.7 ilustra os tipos de TC comumente empregados nos sistemas elétricos.



(a) barra (b) janela (c) bucha
 Figura 3.7 – Tipos construtivos de TC (fonte: catálogo de instrumentos SIEMENS).

3.1.4 Carga Nominal do TC (*burden*)

O IEEE (IEEE Std. C57.13-1993) estabeleceu métodos padronizados para classificação dos parâmetros de TC, tais como: precisão e carga nominal (*burden*). Uma classificação precisa para um TC inclui a sua carga padrão, bem como os limites percentuais máximos de erro para fatores de potência entre 100% e 60% em atraso. Uma classificação típica para um TC é fornecida por meio de dois códigos de identificação na forma 0.0X9.9, sendo: 0.0 o erro percentual (no padrão ANSI/IEEE este valor é 0,3, 0,6, 1,2 e no padrão ABNT, além destes pode ser também 3); X9.9 a impedância da carga secundária em ohms (especificações de acordo com a Tabela 3.3). A precisão depende da carga conectada ao secundário do TC.

Tabela 3.3 – Cargas nominais (fonte: NBR 6856/1992)

Cargas nominais com fator de potência 0.9 (medição)					
Designação	Potência Aparente (VA)	Resistência Ω	Reatância Indutiva Ω	Impedância Ω	Tensão 20 A x 5 A
C 2.5	2,5	0,09	0,044	0,1	10
C 5.0	5,0	0,18	0,087	0,2	20
C 12.5	12,5	0,45	0,218	0,5	50
C 22.5	22,5	0,81	0,392	0,9	90
C 45	45,0	1,62	0,785	1,8	180
C 90	90,0	3,24	1,569	3,6	360
Cargas nominais com fator de potência 0.5 (proteção)					
Designação	Potência Aparente (VA)	Resistência Ω	Reatância Indutiva Ω	Impedância Ω	Tensão 20 A x 5 A
C 25	25	0,50	0,866	1,0	100
C 50	50	1,00	1,732	2,0	200
C 100	100	2,00	3,464	4,0	400
C 200	200	4,00	6,928	8,0	800

É extremamente importante ter uma compreensão clara do termo "carga" (*burden*), e qual a sua influência na classificação da precisão dos TC. Adota-se este

termo para distingui-lo de "carga" (*load*), que é geralmente associado ao circuito primário, especialmente em transformadores de corrente. Por exemplo, a capacidade de carga de um transformador de corrente indica a carga (em ohms) que pode ser aplicada ao seu primário, enquanto o *burden* indica a impedância (resistência e indutância) que pode ser conectada em seu secundário sem causar um erro de medição maior do que o especificado por sua classe de precisão.

A Tabela 3.4 apresenta os valores de cargas nominais padrão para TC com enrolamentos secundários de 5 A, segundo o padrão estabelecido pelo ANSI/IEEE.

Tabela 3.4 – Cargas padrão para TC (fonte: IEEE C57.13-1993)

Aplicação	Designação	Resistência Ω	Indutância mH	Impedância Ω	VA (a 5 A)	Fator de potência
TC para Medição	B-0.1	0,09	0,116	0,1	2,5	0,9
	B-0.2	0,18	0,232	0,2	5	0,9
	B-0.5	0,45	0,58	0,5	12,5	0,9
	B-0.9	0,81	1,04	0,9	22,5	0,9
	B-1.8	1,62	2,08	1,8	45	0,9
TC para Proteção	B-1	0,50	2,3	1,0	25	0,5
	B-2	1,00	4,6	2,0	50	0,5
	B-4	2,00	9,2	4,0	100	0,5
	B-8	4,00	18,4	8,0	200	0,5

3.2 Sistema Primário e Representação do TC

Os sistemas elétricos de potência são projetados de forma a excluir a possibilidade de curto circuito, tanto quanto possível quando do seu funcionamento. Os equipamentos que compõem sua proteção, relés, disjuntores, TP, TC dentre outros, operam conjuntamente para garantirem a segurança do sistema. As faltas em um sistema de potência geralmente ocorrem devido à qualquer falha de isolamento, equipamento, dano físico ou erro humano, as quais podem ser tanto simétricas quanto assimétricas. Podem também serem causadas por qualquer curto-circuito para a terra e entre condutores ativos, ou ainda, por condutores partidos em uma ou mais fases do circuito (GLOVER *et al.*, 2008).

Seja qual for a natureza da falta, as solicitações térmicas e mecânicas em todos os dispositivos diretamente conectados ao circuito defeituoso são extremamente perigosas e podem ocasionar danos severos aos equipamentos caso o problema não seja detectado e extinto em tempo hábil. Como já discutido nas seções anteriores, o TC é o equipamento responsável por fornecer o limiar de corrente no sistema primário aos

relés, que a partir desta informação, comandam ou não, a abertura dos disjuntores, garantindo a segurança do sistema elétrico.

3.2.1 Modelagem do Sistema Primário

Considera-se o sistema primário representado pelo seu circuito monofásico equivalente mostrado na Figura 3.8. O sistema possui uma fonte $u(t) = U_m \sin(\omega t + \theta)$ com resistência e indutância representadas por R_S e L_S , respectivamente. A linha de transmissão é modelada por seus parâmetros R_L e L_L que representam a resistência e a reatância indutiva em ohms por km, respectivamente. Considera-se que para um instante inicial, $t = 0$, tem-se $u(0) = U_m \sin(\theta)$, onde o ângulo θ determina o valor da tensão no instante do curto-circuito, sendo denominado de *ângulo de incidência de defeito* (GUERRA, 2007).

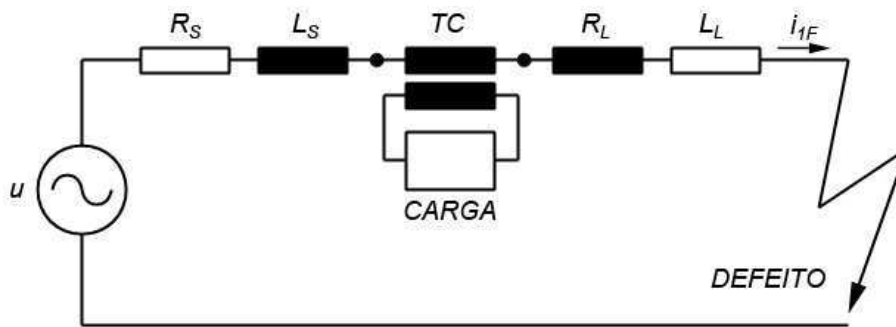


Figura 3.8 – Representação do sistema primário (fonte: GUERRA, 2007).

A impedância total do circuito primário é:

$$Z_1 = Z_1 e^{j\phi_1} \quad (3.5)$$

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}, \quad (3.6)$$

sendo:

$$R_1 = R_S + R_L \quad (3.7)$$

$$L_1 = L_S + L_L \quad (3.8)$$

e

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{L_1}{R_1} \right). \quad (3.9)$$

A constante de tempo primária é dada por:

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (3.10)$$

Logo, pode-se escrever para o circuito:

$$L_1 \frac{di_{1F}}{dt} + R_1 i_{1F} = U_m \sin(\omega t + \theta) \quad (3.11)$$

Supondo que a falta indicada na Figura 3.8 ocorra em $t = 0$ e que o valor instantâneo da corrente pré-falta seja $i_{1F}(0) = I_0$, a solução da Equação (3.11) é (RAO, 1979):

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} \sin(\omega t + \theta - \phi_1) + \left[I_0 - \frac{U_m}{Z_1} \sin(\theta - \phi_1) \right] \cdot e^{-t/T_1} \quad (3.12)$$

A corrente i_{1F} possui duas componentes: uma alternada senoidal, e outra contínua com decaimento exponencial (Figura 3.9).

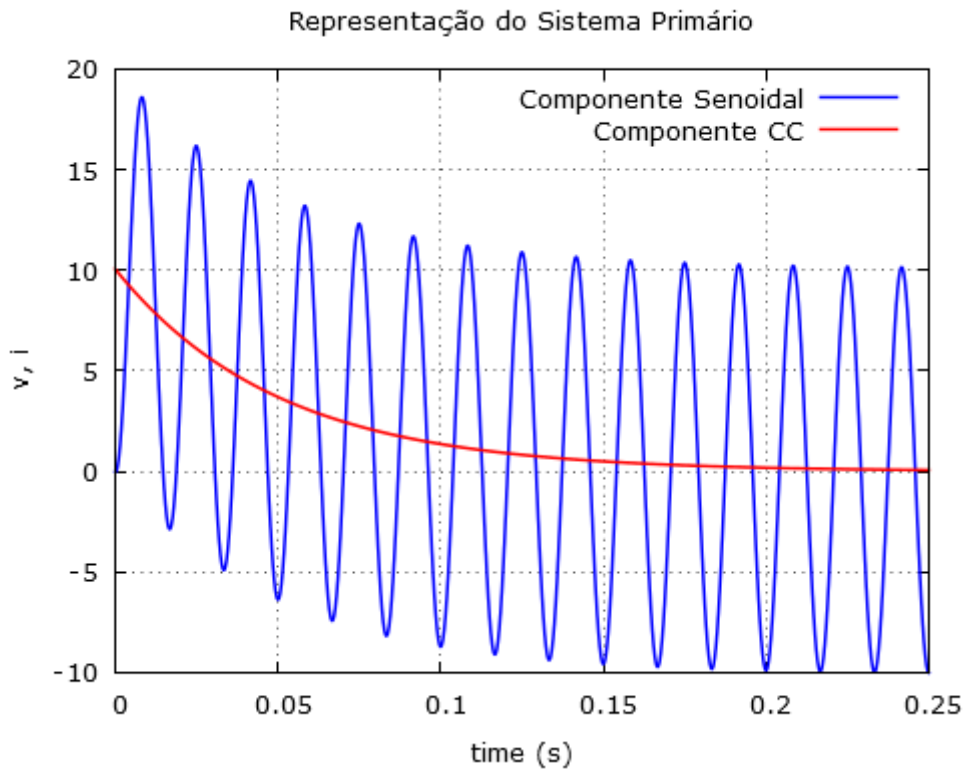


Figura 3.9 – Corrente assimétrica de curto-circuito (fonte: autoria própria).

Para simplificar, fazendo $I_0 = 0$ e $\theta - \phi_1 = -\pi/2$, tem-se:

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} (e^{-t/\tau_1} - \cos(\omega t)). \quad (3.13)$$

Supõe-se que $\theta - \phi_1 = -\pi/2$ na Equação (3.12) representa a situação mais pessimista da falta, uma vez que a componente contínua de i_{1F} assume o máximo valor possível. Em linhas de transmissão de alta tensão, o ângulo ϕ_1 torna-se próximo de 90° a medida em que a tensão nominal das mesmas aumenta. Nestes sistemas, conclui-se que a máxima assimetria da corrente de curto circuito, ou seja, a condição mais desfavorável do defeito ocorre quando a onda de tensão $u(t)$ assume valores próximos de zero (PEREIRA, 2012).

3.2.2 Desempenho do TC em Regimes Saturado e Não-Saturado

Os TC são projetados para suportarem valores de corrente superiores às correntes de regime permanente, decorrente das condições anormais de operação do sistema elétrico. Contudo, quando estas correntes superam os limites suportáveis por estes equipamentos, o TC poderá saturar ocasionando distorções na forma de onda secundária.

TC reais têm perdas de cobre, perdas do núcleo, fluxo de dispersão e exigem uma determinada corrente para magnetizar o núcleo. Como resultado, a corrente secundária de um TC não é perfeitamente proporcional à corrente primária. Para a maioria das condições de funcionamento, os TC reproduzem bem as correntes primárias. No entanto, sob certas condições, o núcleo do TC satura e não é mais possível reproduzir corretamente a corrente primária (FISHER *et al.*, 2012). A Figura 2.10 mostra o circuito equivalente de um TC referido ao lado secundário. A corrente primária I_p é imposta pelo circuito primário. A fonte de corrente representa o sistema de potência.

A impedância de dispersão do circuito primário referida ao secundário é representada por $Z_p = R_p + jX_p$ e $Z_s = R_s + jX_s$ e corresponde à impedância equivalente do enrolamento secundário. Como o enrolamento primário é composto por uma única espira, que é o próprio condutor de fase, a impedância de dispersão do primário não tem efeito prático sobre o comportamento do TC e pode ser desprezada (FISHER *et al.*, 2012). $Z_M = R_M + jX_M$ representa a impedância do ramo de magnetização do TC.

A corrente de excitação i_M que flui pelo ramo de magnetização do TC tem duas componentes: uma componente magnetizante que flui através do ramo indutivo e que é

necessária para gerar o fluxo do núcleo e outra componente de perdas, que flui pelo ramo resistivo e é responsável pelas perdas por histerese e por correntes de Foucault. A impedância Z_B representa a carga conectada ao secundário do TC, a qual possui uma componente resistiva e uma indutiva. Quando a tensão secundária V_S é baixa, a corrente de excitação i_M é baixa e o TC comporta-se quase que linearmente, sem saturação no núcleo magnético. Quando V_S aumenta por um aumento da corrente ou da impedância da carga, a corrente de excitação aumenta provocando um incremento no fluxo do núcleo.

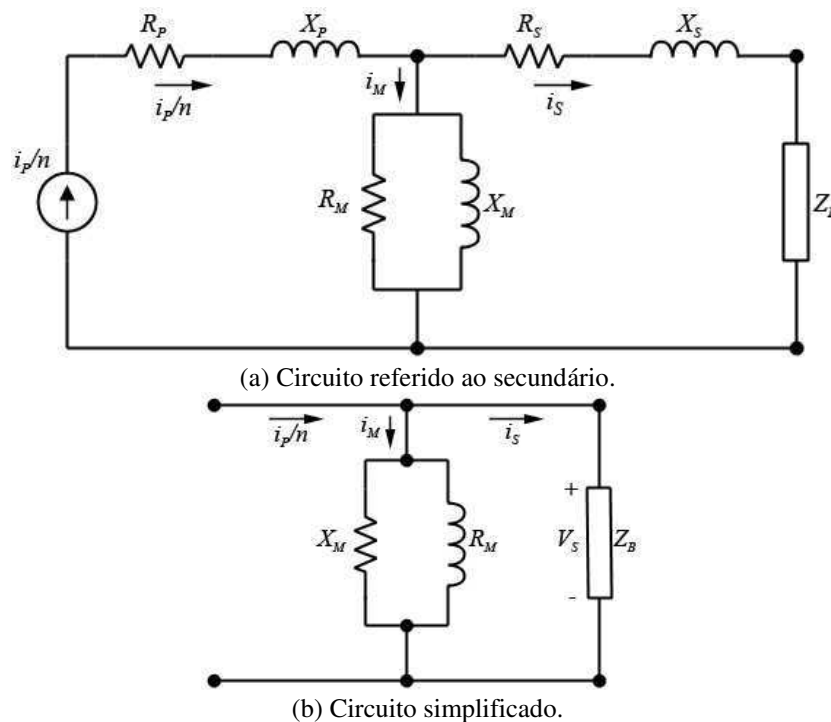


Figura 3.10 – Circuito equivalente do TC referido ao secundário (fonte: RASHID, 2006).

Em uma certa magnitude de fluxo, o núcleo satura e a partir daí, a corrente de excitação aumenta desproporcionalmente, provocando distorções na corrente secundária do TC (ROSELLI, 2007).

Desta forma, para um TC real, tem-se:

$$\frac{i_p}{n} - i_s = i_M. \quad (3.14)$$

A análise da Equação (3.14) mostra que a presença da corrente de magnetização (i_M) implica em diferença entre i_p/n e i_s , em amplitude e defasamento angular. Esta diferença, quando relacionada ao valor da corrente primária, determina o erro de relação (ε) de um TC, dado pela equação:

$$\varepsilon = \frac{\frac{i_P}{n} - i_S}{\frac{i_P}{n}} = i_P - n \cdot i_S = \frac{i_M}{i_P}. \quad (3.15)$$

A Equação (3.15) determinará o erro associado à corrente no secundário do TC. Para um TC de proteção, considera-se que o mesmo estará dentro de sua classe de exatidão, quando seu erro de relação percentual não exceder o especificado, desde sua corrente nominal até 20 vezes esta mesma corrente, conforme a Equação (3.16):

$$\varepsilon\% = \frac{i_M}{20 \cdot i_S} \cdot 100\%. \quad (3.16)$$

Em relação ao circuito da Figura 3.10 (b), pode-se escrever para o fluxo de enlace no secundário:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_B i_S + L_B \frac{di_S}{dt}. \quad (3.17)$$

A partir das características construtivas do TC, em que μ é a permeabilidade magnética, A a área da seção transversal e l o comprimento médio do percurso amperiano, obtêm-se as seguintes relações:

$$Z_B = \sqrt{R_B^2 + (\omega L_B)^2} \quad (3.18)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1} \left(\frac{R_B}{L_B} \right) \quad (3.19)$$

$$L_M = \frac{\mu \cdot N_2^2 \cdot A}{l} \quad (3.20)$$

$$T_2 = \frac{L_2 + L_M}{R_B} \cong \frac{L_M}{R_B}. \quad (3.21)$$

Sendo I_{1F} valor eficaz da componente simétrica da corrente de curto circuito primária conforme GUERRA (2007) e IEEE PSRC (1976), pode-se escrever:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{1F} \cdot R_B}{\omega \cdot n} \cdot \left[\frac{\omega \cdot T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \cdot (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \cdot \sin(\omega t + \phi_2) \right]. \quad (3.22)$$

A Equação (3.22) descreve o comportamento do fluxo no núcleo do TC correspondente à soma de uma componente alternada e de outra contínua transitória, associadas às componentes senoidal e exponencial de i_{1F} , respectivamente. Logo, o núcleo do TC pode estar submetido a dois tipos de sobrefluxo, ambos influenciados pelo valor eficaz da componente de i_{1F} e da impedância de carga conectada ao seu secundário. No caso do sobrefluxo causado pela componente contínua, as constantes T_1 e T_2 são de fundamental importância na análise do desempenho de TC em regime transitório.

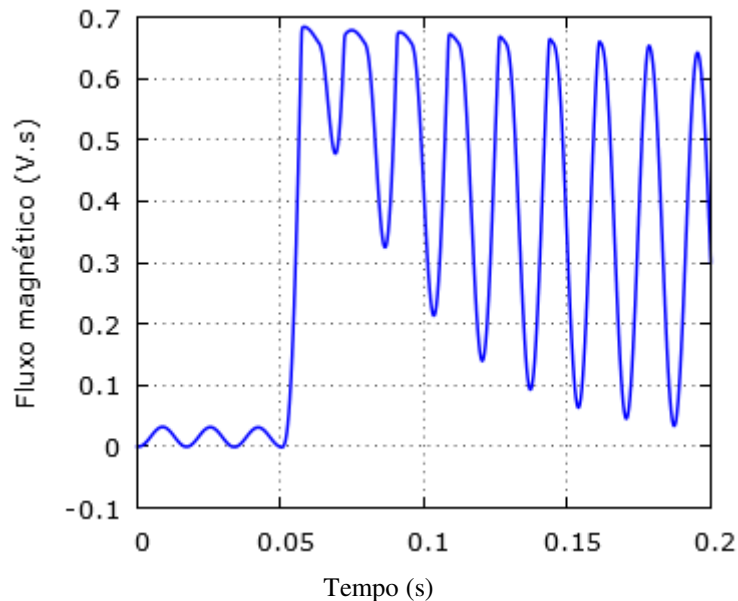


Figura 3.11 – Fluxo de enlace no núcleo em condição de falta (fonte: autoria própria).

Na Figura 3.12, por simplicidade, considera-se um TC com carga puramente resistiva, assim como $N_1 = N_2$. Observa-se que o efeito da saturação no núcleo faz com que o fluxo imposto pela fonte não evolua muito além do valor λ_s indicado.

Na região não saturada da curva de magnetização, a indutância L_M é elevada e i_M é pequena. Logo, em regime permanente a corrente i_s é praticamente igual à corrente i_p/n , que é a corrente primária refletida ao secundário. Neste contexto, muito pouco erro se deve à corrente de magnetização. Durante os instantes em que o núcleo satura praticamente toda a corrente i_p/n passa a circular através do ramo de magnetização provocando distorções na forma de onda de corrente secundária i_s (PEREIRA, 2012). A Figura 3.13 ilustra a corrente secundária para o caso em que não há saturação do TC e a mesma corrente para um TC com saturação.

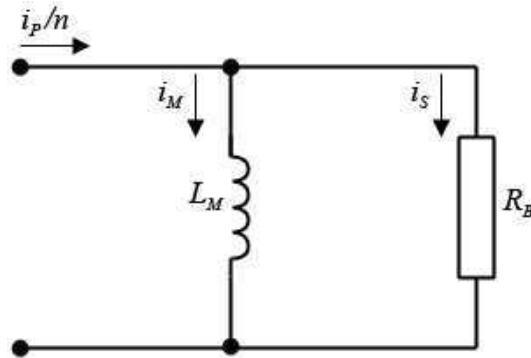


Figura 3.12 – Representação simplificada do TC (fonte: RASHID, 2006).

Quando a carga é puramente resistiva, observa-se uma mudança brusca na corrente nos instantes correspondentes à transição entre as regiões saturada e não saturada da forma de onda.

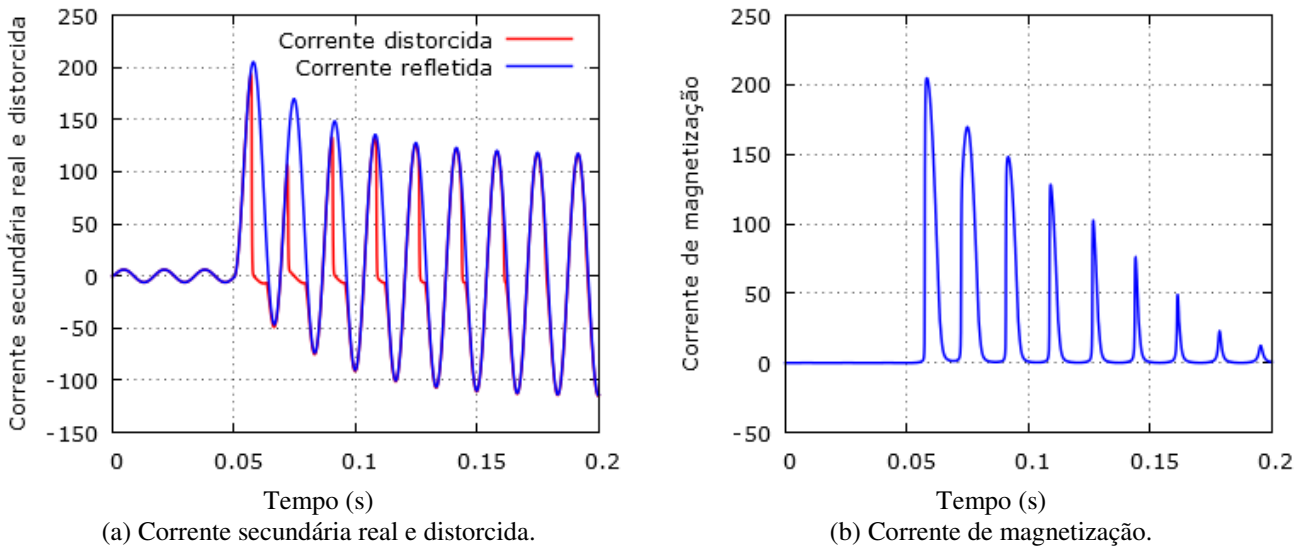


Figura 3.13 – Correntes para carga puramente resistiva (fonte: autoria própria).

A Figura 3.14 ilustra a corrente secundária real e distorcida além da corrente de magnetização. Quando a carga secundária do TC possui uma componente indutiva, observa-se que quando o TC satura, a corrente não varia abruptamente como ocorre com a carga puramente resistiva. Isto se deve a propriedade fundamental dos indutores em estabelecer oposição às variações bruscas de corrente.

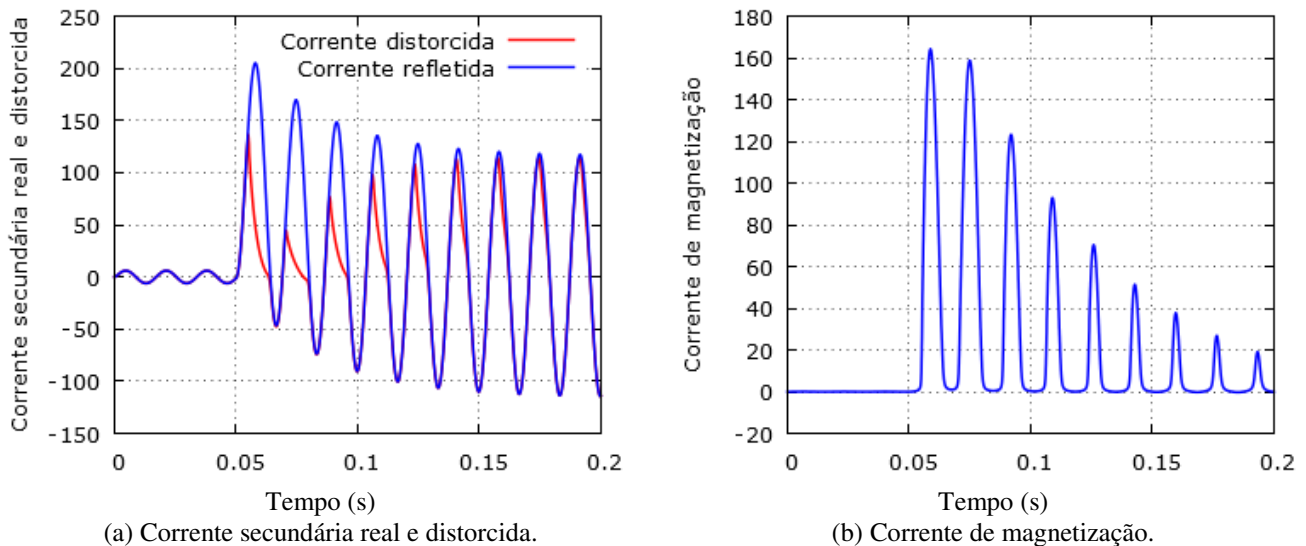


Figura 3.13 – Correntes para carga com componente indutiva (fonte: autoria própria).

3.2.3 Principais Causas de Erros nos TC

O IEEE em sua norma Std. C37.110-2007, estabelece como tensão de saturação, a tensão simétrica sobre o enrolamento secundário do TC, para a qual o valor máximo de indução ultrapassa o valor da densidade de fluxo de saturação do núcleo. Dentre os critérios que devem ser adotados para evitar a saturação, o IEEE recomenda o dimensionamento da carga do TC e da tensão de ponto de joelho para o valor acima da tensão requerida para a pior condição de falta. Além disto, recomenda-se considerar a possibilidade de existência de fluxo remanescente no núcleo. Os principais fatores que levam os TC à saturação são (IEEE Std. C37.110-2007):

a) Fluxo remanescente no núcleo do TC

O fluxo remanescente (ou residual), quando presente, representará um importante fator de contribuição para a saturação. Em havendo fluxo residual e de mesma polaridade da onda de fluxo imposta pela fonte, haverá um incremento no fluxo total do núcleo, levando-o à saturação em um tempo reduzido. Em algumas situações, nas quais o fluxo residual é muito alto, o TC pode saturar imediatamente após a ocorrência da falta. O fluxo residual pode influenciar de modo favorável ao desempenho do TC em regime transitório. Se a onda de fluxo imposta pela fonte tiver polaridade contrária à do fluxo residual do núcleo o nível de saturação do TC será alcançado menos rapidamente.

b) Impedância do circuito secundário

A impedância do secundário do TC é composta pelas impedâncias do enrolamento secundário e da carga conectada (impedância do relé). Quanto maior for a impedância do secundário, maior será a indução magnética no núcleo levando-o à saturação mais rapidamente. Isto ocorre porque para cargas elevadas a tensão será maior e o fluxo de magnetização é proporcional a esta tensão.

c) Magnitude da corrente de falta

Como a magnitude da corrente de falta é proporcional à magnitude da corrente primária, quanto maior for esta última, maior será a indução imposta ao núcleo do TC.

d) Relação de espiras

A densidade de fluxo no núcleo no TC é reduzida para um aumento na relação de espiras (IEEE Std. C37.110-2007).

e) Área da seção reta do núcleo

Quanto menor for a área da seção reta do núcleo do TC, maior será a indução magnética imposta ao núcleo.

3.3 Influência da Saturação de TC na Performance dos Relés

3.3.1 Relés de Distância

Em geral o alcance dos relés de distância é afetado pela saturação dos TC. Isto ocorre porque os relés utilizam a medição do valor RMS da corrente. Durante a saturação uma parte da corrente secundária está ausente de modo que a impedância medida é muito grande. Isto implica em uma redução na zona de alcance do relé ocasionando atuação indevida da proteção (MOONEY, 2008).

3.3.2 Relés de Sobrecorrente

Embora os TC saturados possam fornecer corrente suficiente para a operação dos relés de sobrecorrente instantâneos, para relés de sobrecorrente temporizados isto pode

representar um sério problema. A saturação de TC pode atrasar significativamente a operação destes relés causando um não envio do sinal de *trip* ou um retardo no envio destes sinais aos disjuntores trazendo como principal consequência a perda de coordenação da proteção (EL-AMIN & AL-ABBAS, 2006). Contudo uma vez que os relés sejam ajustados corretamente, os atrasos na operação destes equipamentos não causarão problemas de descoordenação da proteção (KOJOVIC, 2002).

3.3.3 Relés Diferenciais

Problemas podem ocorrer pelo fato de que, em caso de curto-circuitos externos à zona de proteção os relés podem ser sensibilizados indevidamente por correntes residuais causadas pela saturação do TC (PHADKE & THORP, 1988). Além disto, correntes diferenciais fictícias podem surgir durante a ocorrência de faltas externas ocasionando sensibilização indevida do relé caso estas correntes sejam maiores do que as dos valores de ajustes do relé diferencial (DASHITI *et al.*, 2007).

A proteção diferencial de transformadores deve manter a segurança de operação durante a saturação do TC para faltas externas, preservando a alta sensibilidade e velocidade de operação para faltas internas de menor magnitude, embora o bloqueio de harmônicas do relé possa ser desencadeado pela saturação (STANBURY, 2014).

3.4 Outros tipos de TC

Os transformadores para instrumentos (TI) convencionais são baseados em transdução eletromagnética por acoplamento indutivo entre enrolamentos montados sobre núcleos ferromagnéticos e/ou divisores capacitivos, RAHMATIAN & BLAKE (2006). Estes equipamentos, embora usados nos sistemas elétricos há mais de 80 anos, apresentam problemas não resolvidos em termos de linearidade, resposta transitória, saturação, segurança e precisão, entre outros fatores. Os transformadores para instrumentos não convencionais à fibra óptica ou simplesmente, TI ópticos, apresentam desempenho superior aos TI convencionais. Segundo LIMA (2009), estes instrumentos são considerados passivos porque nenhum componente ativo é empregado na construção de seu sensor primário e, além disto, não é necessária alimentação primária para seu funcionamento.

Os transformadores de corrente magneto-ópticos funcionam baseados no efeito Faraday, proporcionando numerosas vantagens sobre os transformadores convencionais.

As medições são efetuadas sem contato e o equipamento possui tamanho e volume reduzidos além de ser muito eficiente (RIPKA, 2004). Para que se manifeste o efeito Faraday, é necessário que o sensor seja submetido a um campo magnético. Quando um feixe de luz linearmente polarizado se propaga através deste sensor numa direção paralela a do campo magnético, ocorre uma rotação do plano de polarização da luz proporcional à intensidade do campo magnético aplicado (LIMA, 2009).

Dentre as principais vantagens do uso dos TC ópticos em relação aos TC convencionais, destacam-se:

- Alta precisão em uma ampla faixa de medições.
- Relação primário/secundário programável pelo usuário.
- Isolação elétrica entre o circuito primário e secundário por meio de componentes de fibra óptica.
- Facilidade de manutenção.
- Segurança.
- Baixa susceptibilidade eletromagnética.

Além das vantagens citadas anteriormente, os TC ópticos não apresentam o problema da saturação comum nos TC convencionais. Além disto, os TC ópticos possuem faixa de operação com limites além dos quais sua linearidade fica comprometida. Esta não linearidade, no entanto, não está relacionada com a saturação (LIMA, 2009).

3.5 Método dos Mínimos Quadrados Não-Lineares

Em muitas situações físicas, deseja-se obter a expressão analítica para uma dada curva $y = f(x)$ que melhor se ajusta a um conjunto de dados experimentais (x_i, l_i) . O método dos mínimos quadrados é uma técnica de otimização matemática que procura encontrar o melhor ajuste para um vetor de dados experimentais tentando minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre o valor estimado e os dados observados (CHAPRA, 2010). Em linguagem matemática, pode-se escrever o problema dos mínimos quadrados da seguinte forma: sendo, $x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]$, dada uma função vetorial $f: R^n \rightarrow R^m$ com $m \geq n$, pretende-se minimizar $\|f(x)\|$, ou equivalente, para encontrar x^* , um mínimo local de $F(x)$, cujas expressões são:

$$F(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m (f_i(x))^2 = \frac{1}{2} \|f(x)\|^2 = \frac{1}{2} f(x)^T f(x). \quad (3.23)$$

O método dos mínimos quadrados não lineares estende a otimização para uma classe mais geral de funções. Neste contexto, qualquer função que possa ser escrita na forma fechada, pode ser incorporada num modelo de regressão não linear. Ao contrário da regressão linear, existem muito poucas limitações sobre o modo como os parâmetros podem ser utilizados na parte funcional de um modelo de regressão não linear. A maneira pela qual os parâmetros desconhecidos da função são estimados, no entanto, é a mesma como é obtida por mínimos quadrados lineares (PRESS *et al.*, 2007).

Segundo CLAUDIO & MARINS (1989), a aproximação por mínimos quadrados ocorre em uma variedade de aplicações sob diferentes nomes: otimização linear, análise de regressão, suavização de dados, etc. Este método se divide em *caso contínuo* e *discreto*. O *caso discreto* resolve problemas em que se têm dados tabelados e deseja-se a aproximação por uma dada função. Para o *caso contínuo* é necessário que se explicitie estes dados por uma função e então, se obter uma nova aproximação. Dado a especificidade deste trabalho, nesta dissertação aplica-se o *caso discreto* o qual pode ser ou não linear. Caso seja não linear, há necessidade que se faça uma linearização adequada, a qual depende do problema em estudo.

3.5.1 Método dos Mínimos Quadrados – O Caso Discreto

RUGGIERO & LOPES (1996) afirmaram que o problema do ajuste de curvas quando se dispõe de um conjunto de pontos $(x_1, f(x_1)), (x_2, f(x_2)), \dots, (x_m, f(x_m))$, sendo x_1, x_2, \dots, x_m pertencentes a um intervalo $[a, b]$, consiste em: “escolhidas” n funções $g_1(x), g_2(x), \dots, g_n(x)$, contínuas em $[a, b]$, obter n constantes $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ de maneira que a função:

$$\varphi(x) = \alpha_1 g_1(x) + \alpha_2 g_2(x) + \dots + \alpha_n g_n(x) \quad (3.24)$$

assuma a menor distância possível de $f(x)$.

Sendo $d_k = f(x_k) - \varphi(x_k)$ a distância vertical do ponto $(x_k, f(x_k))$ à curva, se deseja que d_k seja mínimo para todo $k = 1, 2, \dots, n$. Portanto, deseja-se encontrar uma função que melhor se aproxime de $f(x_k)$ de forma que

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \sum_{k=1}^n d_k^2 \quad (3.25)$$

seja mínimo.

RUGGIERO & LOPES (1996) afirmaram ainda que no método dos mínimos quadrados os coeficientes α_i da Equação (3.24) são calculados de modo que seja mínima a soma dos quadrados dos desvios. Isto significa que os coeficientes α_i minimizam a função

$$F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = \sum_{k=1}^n [f(x_k) - \varphi(x_k)]^2. \quad (3.26)$$

Um ponto de mínimo de $F(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ é um ponto crítico. Ou seja, os $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ devem ser tais que:

$$\left. \frac{\partial F}{\partial \alpha_i} \right|_{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, n). \quad (3.27)$$

Calculando as derivadas parciais de (3.26) e igualando-as à zero, obtém-se o sistema:

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^n [f(x_k) - \alpha_1 g_1(x_k) - \alpha_2 g_2(x_k) - \dots - \alpha_n g_n(x_k)] \cdot g_1(x_k) = 0 \\ \sum_{k=1}^n [f(x_k) - \alpha_1 g_1(x_k) - \alpha_2 g_2(x_k) - \dots - \alpha_n g_n(x_k)] \cdot g_2(x_k) = 0 \\ \sum_{k=1}^n [f(x_k) - \alpha_1 g_1(x_k) - \alpha_2 g_2(x_k) - \dots - \alpha_n g_n(x_k)] \cdot g_n(x_k) = 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

O sistema linear (3.28) com n equações e n incógnitas $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ pode ser escrito na forma matricial $A\alpha = B$:

$$\begin{cases} a_{11}\alpha_1 + a_{12}\alpha_2 + \dots + a_{1n}\alpha_n = b_1 \\ a_{21}\alpha_1 + a_{22}\alpha_2 + \dots + a_{2n}\alpha_n = b_2 \\ \vdots \\ a_{n1}\alpha_1 + a_{n2}\alpha_2 + \dots + a_{nn}\alpha_n = b_n \end{cases} \quad (3.29)$$

A solução deste sistema fornece os parâmetros $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ e conseqüentemente, a função que melhor se ajusta ao conjunto de dados amostrados, minimizando a soma dos quadrados dos desvios (ARENALES & DAREZZO, 2008).

3.6 O Simulador Digital em Tempo Real (RTDS)

O Simulador Digital em Tempo Real, ou RTDS, é um equipamento que, através da combinação de software e hardware, é capaz de realizar simulações em sistemas de potência com operação contínua e em tempo real. Antes do desenvolvimento do RTDS, as análises em tempo real do funcionamento do sistema elétrico e dos dispositivos de controle eram realizadas por simuladores analógicos que utilizavam modelos elétricos em escala reduzida, conhecidos como *Transient Network Analyzers* (TNA). As modelagens eram feitas através de resistores, indutores, capacitores, transformadores, entre outros elementos.

As perdas devido às conexões e os altos custos de aquisição e expansão dos equipamentos (uma vez que os elementos eram desenvolvidos para um projeto específico) exigiram a busca por um equipamento que fosse mais eficiente e menos dispendioso. Isso foi possível com o avanço da tecnologia computacional e de processamento digital de sinais, o que resultou nos denominados simuladores digitais. Com isso, houve um aumento da capacidade de armazenamento, da precisão dos resultados, da facilidade de operar vários sistemas diferentes e da flexibilidade das simulações com um custo reduzido.

O RTDS, primeiro simulador digital de sistema de potência em tempo real, foi desenvolvido pelo centro de pesquisa HVDC de Manitoba, no Canadá, na década de 1980, e sua primeira instalação comercial foi feita em 1993. Desde 1994, a empresa canadense *RTDS Technologies Inc.* passou a desenvolver, comercializar e fornecer suporte para esse simulador.

A combinação da propriedade de operação em tempo real com a precisão e flexibilidade dos programas de simulação digital permite que o RTDS seja explorado em diversas áreas, tais como: transitórios eletromagnéticos, controle e automação de sistemas de energia elétrica e estabilidade dinâmica. Uma de suas principais aplicações é no teste de sistemas de proteção.

3.7 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os principais fundamentos dos transformadores de corrente, aspectos construtivos, classificação, classe de exatidão e outros parâmetros estabelecidos pelas normas IEEE (Std. C57.13-1992 e Std. C37.110-2007), ABNT (NBR 6856, 1992) e pela norma europeia IEC (baseada no relatório BS 3983-1973).

Também foram feitas considerações sobre o método dos mínimos quadrados e apresentado uma descrição sucinta do RTDS.

No próximo capítulo será apresentada a descrição matemática dos métodos de detecção e de correção estudados nesta dissertação. Também é apresentada a técnica de correção proposta, baseada no algoritmo de LM, bem como a descrição do algoritmo de simulação de distorções em TC.

CAPÍTULO 4

MÉTODOS DE DETECÇÃO E CORREÇÃO DE DISTORÇÕES DE CORRENTE SECUNDÁRIA DE TC

As normas técnicas apresentam procedimentos para a correta configuração da proteção, contudo outras técnicas devem ser adotadas para contribuir com o adequado funcionamento dos esquemas de proteção. Neste capítulo são apresentadas algumas metodologias usadas para detectar os instantes nos quais a saturação ocorre e, também, para a correção destas distorções por meio de uma breve descrição matemática.

4.1 Técnicas de Detecção da Saturação

A eficiência das técnicas de correção das distorções está diretamente relacionada com os métodos de detecção, visto que é necessário que se conheçam os instantes nos quais a saturação inicia e termina, permitindo assim que estas regiões sejam corrigidas de forma satisfatória. Uma detecção precária ou uma não detecção dos instantes inicial e final da saturação pode introduzir erros desnecessários, agravando ainda mais as distorções na forma de onda de corrente. A seguir, serão apresentados os trabalhos que foram implementados nesta dissertação.

4.1.1 Detecção da Saturação Baseada na Derivada da Corrente Secundária

CHOTANI *et al.* (2013) apresentaram uma proposta para a detecção da saturação de TC que se baseia na avaliação de um índice de detecção obtido através do cálculo da derivada do sinal de corrente pelo método *Backward Difference* de Newton.

O índice de detecção de saturação é calculado pela Equação (4.1) para cada amostra do sinal de corrente e então é comparado com o limiar adaptativo para estimar o início e término dos instantes de saturação.

$$D[n] = \frac{1}{H} \cdot (0.25i_2[n] - i_2[n-1] + 1.50i_2[n-2] - i_2[n-3] + 0.25i_2[n-4]) \quad (4.1)$$

sendo i_2 a corrente secundária, H o intervalo de amostragem, e n a amostra atual. Um algoritmo de detecção de faltas é usado para discernir entre a condição normal de operação e a condição de falta. Uma vez que a falta seja detectada pelo algoritmo

detector da faltas, as amostras obtidas após sua ocorrência são enviadas para o algoritmo de estimação de saturação. O índice $D[n]$ é então calculado usando a Equação (4.1) e comparado com o limiar adaptativo, dado pela seguinte equação:

$$T_h = \lambda \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\max} \cdot C \cdot \left(2 \cdot \sin \frac{\pi}{N} \right)^4 \quad (4.2)$$

sendo λ o fator de segurança (dependente do filtro passa-baixas) e I_{\max} a máxima corrente de falta e C é dado por:

$$C = I_{\max} \frac{\omega T_s}{\sqrt{1 + (\omega T_s)^2}}, \quad (4.3)$$

sendo T_s a constante de tempo secundária, função da carga do TC.

Segundo os autores, este limiar adaptativo é capaz de detectar uma pequena condição de saturação uma vez que depende da magnitude da corrente de falta e do fator de segurança, em comparação ao esquema proposto por KANG *et al.* (2004), que usa um valor fixo de limiar adaptativo. Inicialmente, são obtidas amostras do sinal de corrente por um sistema de aquisição de dados, as quais são enviadas a um filtro passa baixas para supressão do ruído oriundo do SEP. Sempre que uma falta é detectada pelo algoritmo detector de faltas, todas as amostras de corrente subsequentes são enviadas para o detector de saturação.

As amostras enviadas ao algoritmo detector de saturação são usadas para calcular o índice $D[n]$ e compará-las com o limiar adaptativo, dado pela Equação (4.2). Uma vez que o valor do índice ultrapasse o limiar, um ponto de saturação do TC é detectado e, posteriormente, o fim da saturação é detectado quando o valor do índice for menor que o limiar. Na Figura 4.1 está ilustrado o funcionamento do método, onde é possível visualizar os incrementos nos valores do índice de detecção para os instantes que caracterizam o início e término dos instantes de saturação.

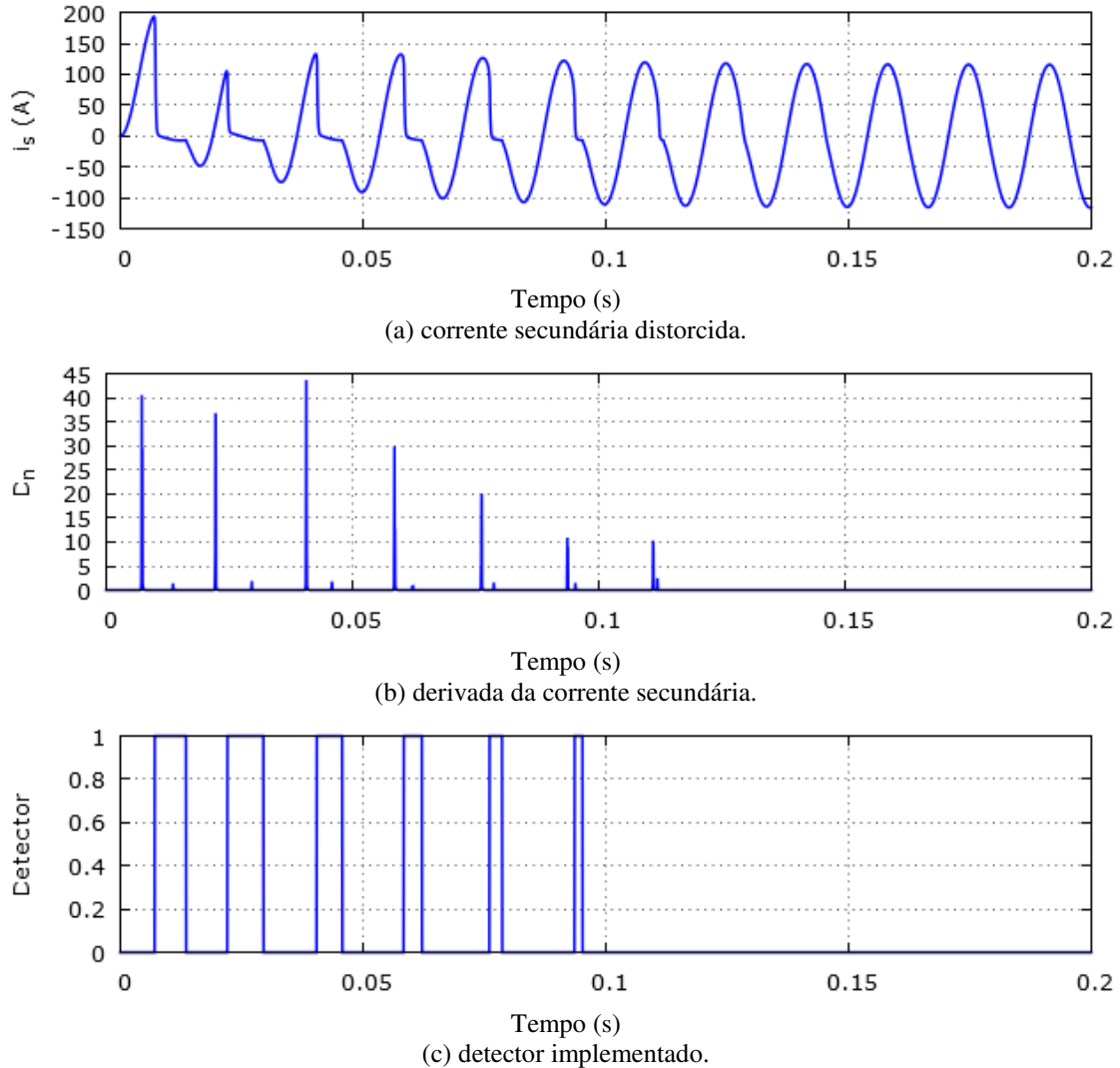


Figura 4.1 – Detecção baseada na derivada da corrente secundária (fonte: autoria própria).

4.1.2 Detecção da Saturação Baseada no Filtro Diferenciador de Lanczos

SCHETTINO (2012) propôs um método para detecção da saturação, denominado de método da função primeira diferença do filtro de Lanczos que, segundo o autor, mostrou-se mais imune à presença de ruídos nos sinais analisados do que outros métodos tradicionais reportados na literatura. Como as mudanças bruscas na intensidade da corrente em instantes de interesse estão associadas às componentes de alta frequência, é de se esperar que a passagem do sinal de corrente sem a presença de ruído por um filtro diferenciador, gere um resultado com magnitude elevada em tais instantes, podendo ser utilizado como um indicador para a detecção dos mesmos. Entretanto, a existência de ruído que também contenha componentes de alta frequência pode afetar diretamente a saída do filtro diferenciador, inviabilizando o processo de detecção.

O autor então, realizou testes com um tipo de filtro diferenciador descrito por HAMMING (1998) como “filtro diferenciador de Lanczos de baixo ruído”. Segundo o autor, este filtro possui baixo ganho em altas frequências e conseqüentemente, é menos susceptível a ruídos. A equação normalizada, aplicada à corrente secundária é dada pela expressão:

$$lanczos[n] = -i_s[n] + 8 \cdot i_s[n-1] - 8 \cdot i_s[n-3] + i_s[n-4], \quad (4.4)$$

sendo a função primeira diferença do filtro de Lanczos definida como:

$$dellan[n] = lanczos[n-1] - lanczos[n]. \quad (4.5)$$

Substituindo a Equação (4.4) na Equação (4.5) obtém-se a expressão da função primeira diferença do filtro de Lanczos, dada por:

$$dellan[n] = i_s[n] - 9 \cdot i_s[n-1] + 8 \cdot i_s[n-2] + 8 \cdot i_s[n-3] - 9 \cdot i_s[n-4] + i_s[n-5]. \quad (4.6)$$

Ainda em seu trabalho, Schettino concluiu que a função primeira diferença do filtro de Lanczos deve comportar-se como um método de detecção mais eficiente do que outras técnicas analisadas em presença de ruído. Esta técnica de detecção evidencia claramente os pontos inicial e final dos instantes de saturação.

O autor estabeleceu um critério para detecção dos pontos correspondentes ao início e fim da saturação baseado na condição dada pela Equação (4.7). Este valor delimita uma região limítrofe, para o qual o detector vale um (1) nos instantes em que o desvio padrão for superior a este limite, e zero (0) caso contrário.

$$T_h = \left\| k \cdot \frac{I_{pf \max}}{K_n} \cdot \left[\alpha \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} n_{\max}\right) + \beta \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} n_{\max}\right) \right] \right\| \quad (4.7)$$

Na equação, k é um fator de margem que leva em consideração o ruído e as imprecisões do algoritmo. Segundo o autor, o limiar deve ser calculado conforme os passos a seguir:

- 1) Definido o número de amostras, calcula-se α e β conforme as Equações (4.8) e (4.9)

$$\alpha = 1 - 9 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) + 8 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) + 8 \cdot \cos\left(\frac{6\pi}{N}\right) - 9 \cdot \cos\left(\frac{8\pi}{N}\right) + \cos\left(\frac{10\pi}{N}\right) \quad (4.8)$$

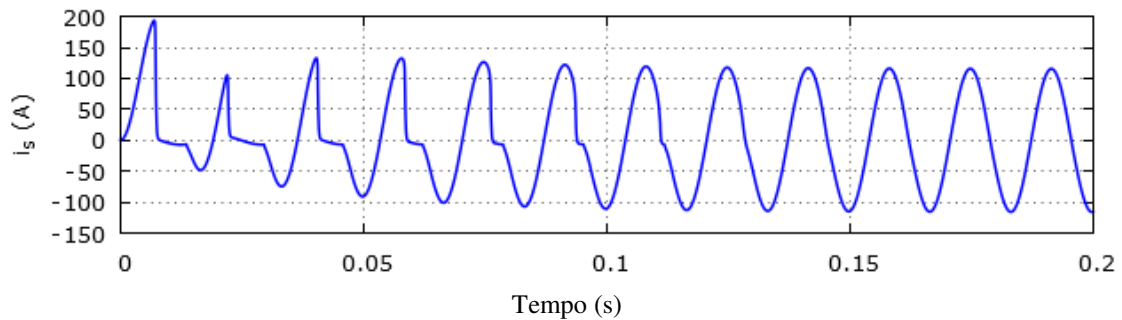
$$\beta = 9 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) - 8 \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{N}\right) - 8 \cdot \sin\left(\frac{6\pi}{N}\right) + 9 \cdot \sin\left(\frac{8\pi}{N}\right) - \sin\left(\frac{10\pi}{N}\right). \quad (4.9)$$

2) Com os valores de α e β calcula-se o valor de n_{max} conforme Equação (4.10)

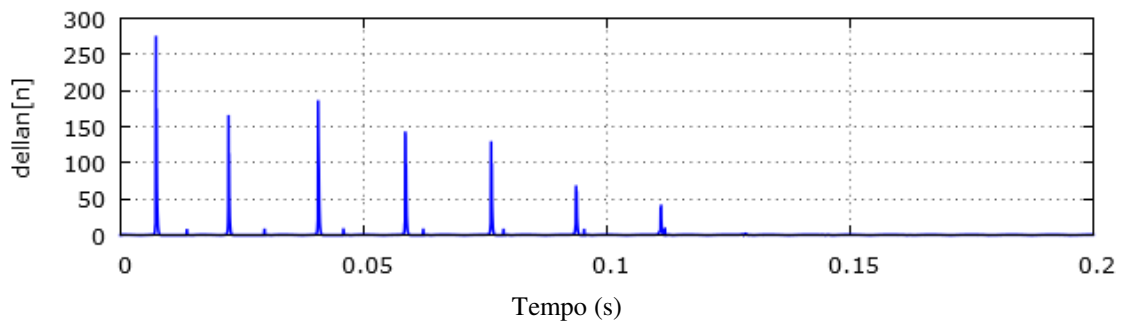
$$n_{max} = \frac{N}{2\pi} \cdot \arctan\left(\frac{\beta}{\alpha}\right). \quad (4.10)$$

3) Com o valor de n_{max} , calcula-se o valor do limiar adaptativo T_h através da Equação (4.7)

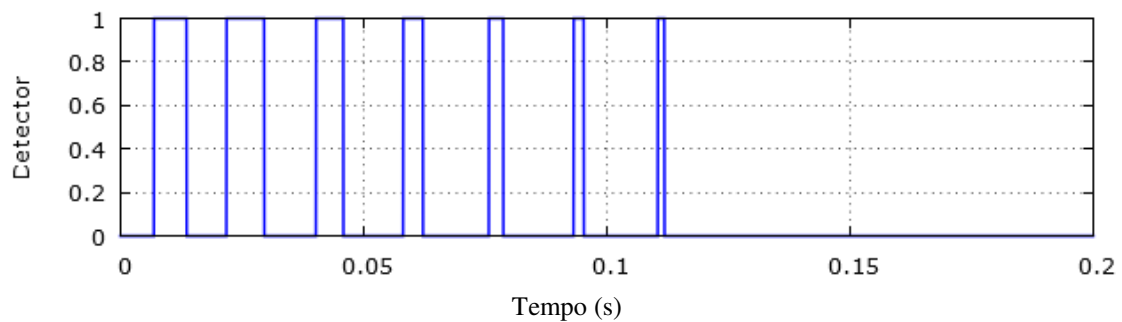
Na Figura 4.2 está ilustrado o funcionamento do método, onde é possível visualizar os incrementos nos valores do índice de detecção para os instantes que caracterizam o início e fim dos instantes de saturação.



(a) corrente secundária distorcida.



(b) filtro diferenciador de Lanczos.



(c) detector implementado.

Figura 4.2 – Detecção baseada no filtro diferenciador de Lanczos (fonte: autoria própria).

4.1.3 Detecção da Saturação Baseada no Cálculo do Desvio Padrão

SANTOS *et al.* (2010) apresentaram uma técnica para detecção da saturação de TC que baseia-se no cálculo do desvio padrão para cada par de amostras consecutivas da corrente secundária. Considerando um sinal de corrente secundária durante um evento transitório, para um TC não saturado, os autores verificaram que o desvio padrão dos pares de amostras apresenta um comportamento característico que se repete após certo intervalo de tempo.

Quando o TC passa a operar em regime de saturação, a forma de onda em seu enrolamento secundário apresenta-se distorcida severamente e, nos instantes de transição entre as regiões de início e término da saturação, o desvio padrão varia bruscamente. Estas variações características são então usadas para detecção dos respectivos trechos saturados.

O desvio padrão para cada par de amostras $\sigma_{par(n)}$ é calculado conforme Equações (4.11) e (4.12), sendo n a amostra atual que deve ser associada ao desvio padrão do $par(n)$.

$$par(n) = [i_2(n-1) \quad i_2(n)] \quad (4.11)$$

$$\sigma_{par(n)} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 (\Delta i_2(k) - \mu_{par(n)})^2}, \quad (4.12)$$

sendo parâmetro $\mu_{par(n)}$ a média do respectivo par dada pela Equação (4.13):

$$\mu_{par(n)} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^2 \Delta i_2(k). \quad (4.13)$$

Calculando o módulo das diferenças entre valores consecutivos de desvio padrão conforme Equação (4.14), as variações características do início e fim dos intervalos de saturação podem ser detectadas mais facilmente, visto que o valor das diferenças se aproxima de zero durante os períodos em que a saturação não ocorre:

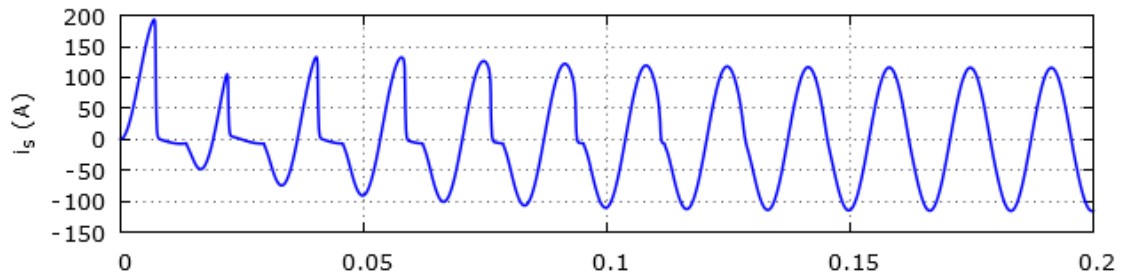
$$\Delta \sigma_{par(n)} = \left| \sigma_{par(n)}(n-1) - \sigma_{par(n)}(n) \right|. \quad (4.14)$$

Os autores estabeleceram um critério para detecção dos instantes correspondentes ao início e fim de trechos saturados, o qual se baseia na condição dada pela Equação (4.15), obtida empiricamente a partir da análise de vários sinais. Este valor delimita uma

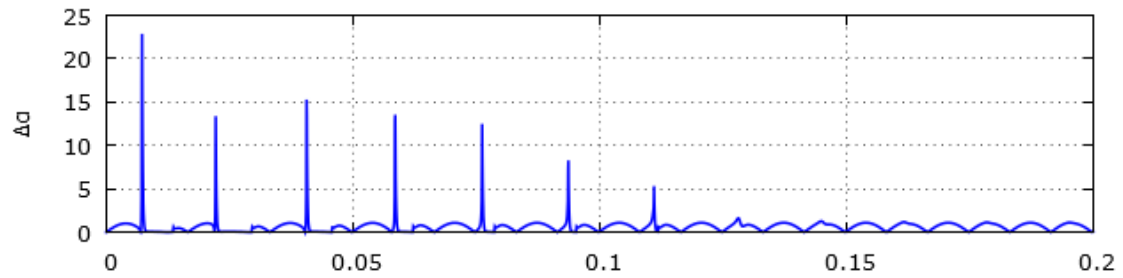
região limítrofe na qual o detector assume valor unitário nos instantes em que o desvio padrão superar este limite e zero (0) caso contrário.

$$\Delta\sigma_{par(n)} > 0.13, \quad (4.15)$$

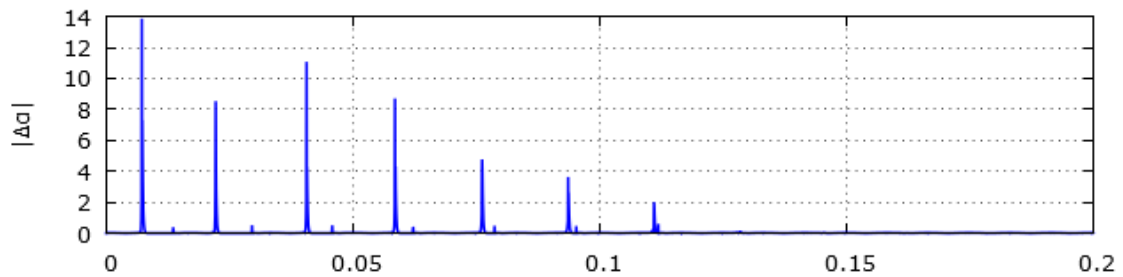
este critério garante que somente pontos de pico sejam detectados, uma vez que estes representam as variações bruscas do sinal de corrente. Na Figura 4.3 é possível visualizar os incrementos nos valores do índice de detecção.



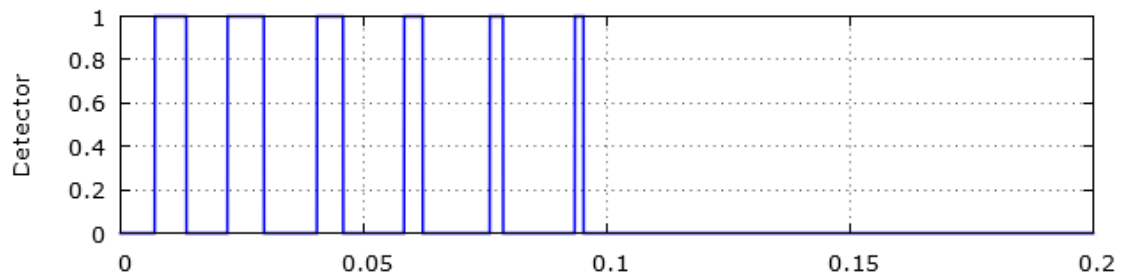
(a) corrente secundária distorcida.



(b) desvio padrão para cada par de amostras do sinal de corrente.



(c) módulo das diferenças entre valores do desvio padrão.



(d) detector implementado.

Figura 4.3 – Detecção baseada no cálculo do desvio padrão (fonte: autoria própria).

4.1.4 Detecção da Saturação Baseada em Funções Diferenças

KANG *et al.* (2004a) propuseram um método para a detecção dos intervalos de saturação que se baseia na análise da corrente secundária utilizando um algoritmo que avalia a primeira, segunda e terceira funções diferença. Os autores afirmaram que a primeira função diferença contém pontos de inflexão, correspondentes ao início e término de cada trecho saturado. As segunda e terceira diferenças convertem as discontinuidades nos pontos de inflexão em pulsos que podem ser utilizados para detectar os instantes de início e término destes trechos.

Os autores utilizaram um filtro passa-baixas *anti-aliasing* e rejeição de ruído, suavizando as discontinuidades e reduzindo a magnitude dos impulsos nas segunda e terceira funções diferença. A primeira diferença de $i_2[n]$, onde n representa uma amostra do sinal de corrente, é:

$$del1[n] = i_2[n] - i_2[n-1]. \quad (4.16)$$

A segunda e terceira diferenças de $i_2[n]$ são dadas por:

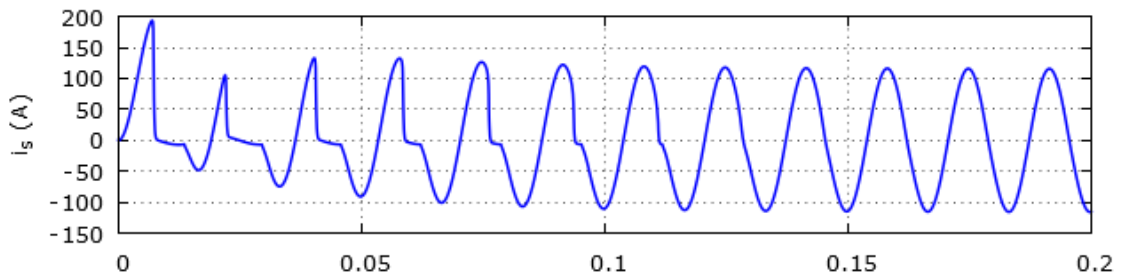
$$del2[n] = del1[n] - del1[n-1] \quad (4.17)$$

$$del3[n] = del2[n] - del2[n-1]. \quad (4.18)$$

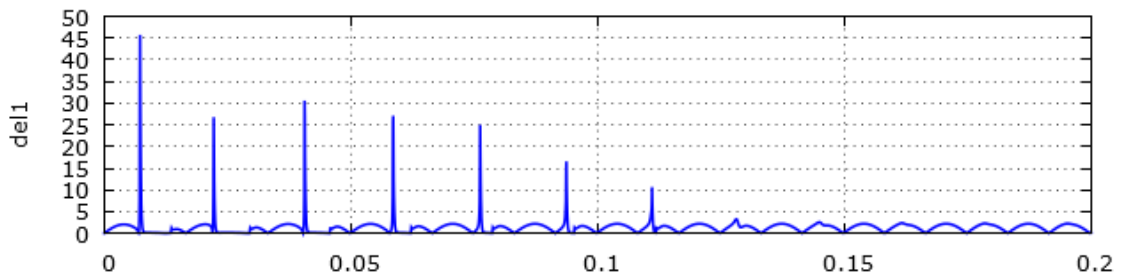
Sabendo-se que durante a saturação a indutância de magnetização é muito menor do que antes da saturação, a corrente $i_2[n]$ é severamente distorcida contendo múltiplos pontos de inflexão. Uma vez que $i_2[n] = A \sin(\omega n + \varphi) + B e^{\lambda t}$, os termos exponenciais em $del1[n]$ podem ser ignorados. Consequentemente, $del1[n]$ é composto de senóides com diferentes magnitudes nos instantes de saturação e não saturação. Uma discontinuidade em $del1[n]$ surge nos instantes correspondentes ao início ou término do trecho saturado. Em contrapartida, $del2[n]$ e $del3[n]$ convertem as discontinuidades nos pontos de inflexão em pulsos que podem ser utilizados para detectar os instantes de início ou fim da saturação.

A técnica para detecção de saturação proposta, usa a terceira função diferença para localizar pontos de inflexão no sinal de corrente secundária. A magnitude da terceira função diferença em um ponto de inflexão que corresponde ao início ou o final de um trecho saturado é muito maior do que a magnitude observada antes, durante ou após o respectivo trecho. Este aumento repentino de magnitude é utilizado para

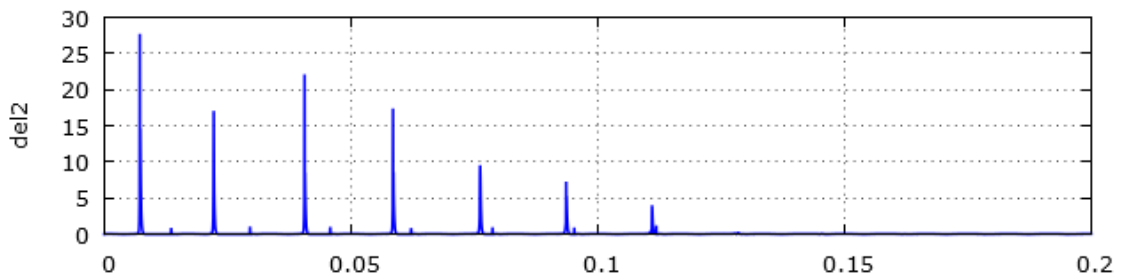
determinar quando o TC satura e o sinal de corrente é distorcido. Na Figura 4.4 está ilustrado o funcionamento do método.



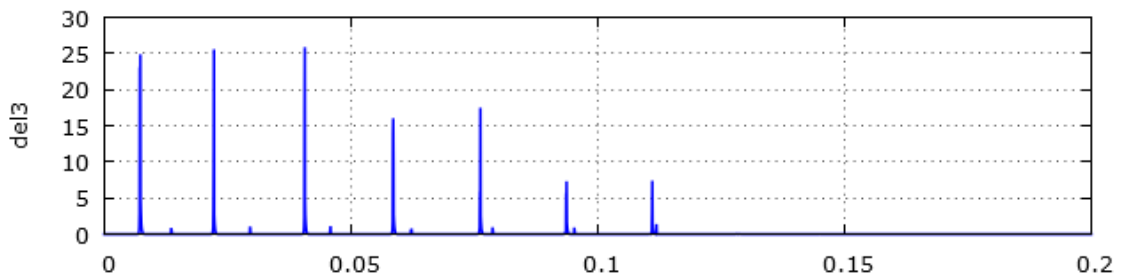
(a) corrente secundária distorcida.



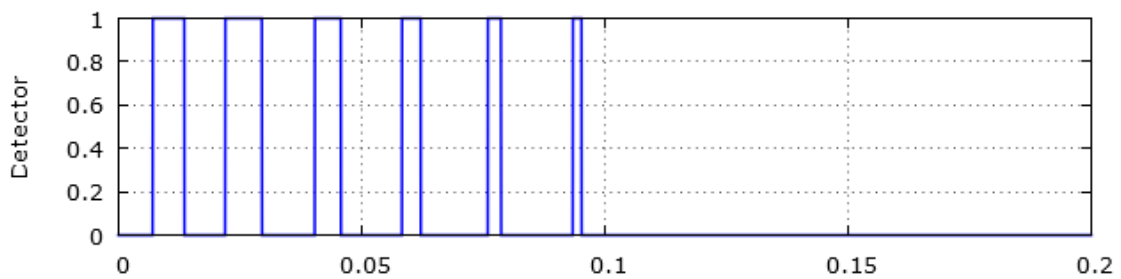
(b) função primeira diferença.



(c) função segunda diferença.



(d) função terceira diferença.



(e) detector implementado para a função $del3$.

Figura 4.4 – Detecção baseada em funções diferenças (fonte: autoria própria).

A condição para a detecção da saturação, definida pelos autores, baseia-se na expressão

$$|del3(n)| > Th \quad (4.19)$$

sendo Th o valor limite que determina quando um instante (de início ou término) de saturação é detectado. Este valor pode ser calculado por:

$$Th = k \cdot \sqrt{2} \cdot I_{f \max} \left[2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right)^3 \right] \quad (4.20)$$

sendo $I_{f \max}$ a máxima corrente de falta, k é um fator de margem que considera a possibilidade da utilização de um filtro passa-baixa e N é a taxa de amostragem.

Na medida em que se utilizam técnicas que sejam capazes de identificar e delimitar corretamente as regiões nas quais se verifica a saturação, torna-se possível o emprego de procedimentos de correção de tais distorções. A importância desta identificação reside no fato de que a maioria das técnicas numéricas utilizadas para a correção, necessitam para o seu adequado funcionamento, de amostras de corrente das regiões não distorcidas da forma de onda.

4.2 Técnicas de Correção da Saturação de TC

Visando melhorar a confiabilidade dos esquemas de proteção diversas técnicas de correção das distorções provocadas por saturação foram propostas na literatura. Nas próximas seções serão apresentadas duas destas técnicas e, também, a formulação matemática da técnica de correção proposta nesta dissertação.

4.2.1 Correção da Saturação Baseada no Ajuste de Curva por Mínimos Quadrados

PAN *et al.* (2004), propuseram uma técnica para correção das distorções baseado no ajuste de curva por mínimos quadrados. Para isso, consideram que: a porção não distorcida da forma de onda tem duração mínima de 1/6 de ciclo antes do início do trecho distorcido; a porção não distorcida, entre dois intervalos consecutivos, tem duração aproximada de 1/4 de ciclo; a partir da segunda porção não distorcida, existem pontos que se repetirão exatamente um ciclo após sua ocorrência.

Para determinação das regiões não saturadas, os autores sugeriram o uso de um ponto de referência (PR), o qual é determinado logo após a ocorrência da falta. O PR é definido como a primeira amostra da corrente de falta logo após a passagem por zero, onde a corrente de falta tem a mesma direção da componente exponencial decrescente. Uma vez obtido o ponto de referência, cada ciclo da forma de onda pode então ser separado em duas regiões: uma não distorcida e outra distorcida. A porção não distorcida contém o PR e as amostras consecutivas imediatamente após este ponto, enquanto as demais contêm amostras subsequentes de um ou mais ciclos após o PR. Qualquer porção não distorcida por saturação pode, ou não, ser simétrica ao PR ou a um ponto a partir do PR, por um número inteiro de ciclos.

Para estimar os trechos distorcidos, a corrente de falta é expressa como uma combinação de duas componentes: uma senoidal e uma exponencial. A primeira representa a componente periódica de regime permanente, determinada pela fonte de tensão e pela impedância de falta. A segunda representa a parcela exponencial de decaimento, de constante de tempo X/R . Desta forma, a Equação (4.21) deve ser satisfeita para qualquer instante de uma região não saturada da forma de onda.

$$i_2(n) = A \cos\left(\omega n \frac{f}{f_s} + \varphi\right) + B e^{\lambda n}, \quad (4.21)$$

em que f é a frequência da rede e f_s é a frequência de amostragem. Os parâmetros A , B , φ e λ são os parâmetros desconhecidos que caracterizam a Equação (4.21) que, teoricamente, representa a forma de onda da corrente secundária podendo ser usada para obter novas amostras para os trechos saturados. Segundo os autores, os parâmetros desconhecidos podem ser estimados por meio do Método de Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados, desde que o vetor de amostras de corrente seja extraído do trecho não saturado. A Equação (4.21) pode ser escrita expandindo o seu termo em cosseno e aproximando a exponencial pelo primeiro termo da série de Taylor, onde a equação a ser ajustada é dada por:

$$i_2(n) = (A \cos \varphi) \cos \omega n + (-A \sin \varphi) \sin \omega n + B + \lambda n, \quad (4.22)$$

que pode ser escrita como:

$$i_2(n) = C_1 \cos \omega n + C_2 \sin \omega n + B + \lambda n, \quad (4.23)$$

sendo: $\omega = 2\pi f / f_s$, $C_1 = A \cos \varphi$ e $C_2 = -A \sin \varphi$.

A Equação (4.23) pode ser escrita, de forma geral, para amostras retiradas da primeira região não saturada numeradas de n_i até $n_i + m_i$ e da segunda região não saturada, numeradas de n_j até $n_j + m_j$ como:

$$\begin{pmatrix} \cos \omega n_i & \sin \omega n_i & n_i & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos \omega (n_i + m_i) & \sin \omega (n_i + m_i) & n_i + m_i & 1 \\ \cos \omega n_j & \sin \omega n_j & n_j & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos \omega (n_j + m_j) & \sin \omega (n_j + m_j) & n_j + m_j & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \lambda \\ B \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I(n_i) \\ \vdots \\ I(n_i + m_i) \\ I(n_j) \\ \vdots \\ I(n_j + m_j) \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

Após a obtenção de C_1 , C_2 , λ e B , as possíveis amostras de um trecho saturado podem ser substituídas por novas amostras, estimadas a partir da Equação (4.24). A compensação pode ser feita utilizando-se algumas amostras da primeira região não saturada da forma de onda. Contudo, os autores afirmam que a precisão do método está relacionada à quantidade de pontos utilizados.

A compensação utilizando amostras de dois trechos não saturados e consecutivos pode ser feita utilizando todas, ou parte destas amostras, entretanto o primeiro trecho saturado não pode ser compensado.

4.2.2 Correção da Saturação Baseada na Técnica de Estimação de Parâmetros

LI *et al.* (2002) apresentaram uma técnica para correção das distorções na corrente secundária dividida em duas etapas: a primeira envolve a distinção correta entre as regiões distorcidas e não-distorcidas e a segunda compreende o uso de uma técnica de regressão para mitigação das distorções na forma de onda. A Equação (4.25) representa a corrente de falta que flui no primário de um TC instalado em uma linha de transmissão. Esta corrente pode ser expressa como a superposição de duas componentes, uma senoidal e outra exponencial.

$$i(t) = C e^{-\alpha t} + C_4 \sin \phi_t = i_{\text{exp}}(t) + i_{\text{sin}}(t), \quad (4.25)$$

sendo: i a corrente de falta, t o tempo, i_{exp} a componente exponencial da corrente de falta, i_{sin} a componente senoidal, α o coeficiente de decaimento exponencial, ϕ_t o ângulo de fase no instante t , C o valor inicial do coeficiente exponencial e C_4 , a amplitude da componente senoidal. A técnica de regressão utiliza o método de ajuste de

curvas por mínimos quadrados, de forma similar à técnica desenvolvida por PAN *et al.* (2004), porém utilizando amostras de corrente das regiões não distorcidas imediatamente antes e após cada trecho distorcido.

Segundo os autores, a componente exponencial pode ser expandida em uma série de Taylor, conforme a Equação (4.26)

$$e^{-\alpha t} = 1 - \alpha t + \frac{(\alpha t)^2}{2!} - \frac{(\alpha t)^3}{3!} + \dots + \frac{(\alpha t)^n}{n!} \quad (4.26)$$

Os autores afirmam que a série pode ser truncada em seu terceiro termo sem que haja perda considerável de precisão, uma vez que os termos de ordem superior não contribuem significativamente nos resultados. Então, a componente exponencial da corrente de falta pode ser expressa por:

$$i_{\text{exp}}(t) = Ce^{-\alpha t} \cong C \left[1 - \alpha t + \frac{(\alpha t)^2}{2 \cdot 1} - \frac{(\alpha t)^3}{3 \cdot 2 \cdot 1} \right] = C_0 + C_1 t + C_2 t^2 + C_3 t^3, \quad (4.27)$$

sendo: $C_0 = C$; $C_1 = -C\alpha$; $C_2 = C\alpha^2/2!$; $C_3 = -C\alpha^3/3!$, em (4.25). C_0 , C_1 , C_2 e C_3 os coeficientes desconhecidos a serem determinados pela técnica de regressão. Na Equação (4.27) a variável t pode ser substituída pela amostra n , resultando em:

$$i_{\text{exp}}(t) = C_0 + C_1 n + C_2 n^2 + C_3 n^3. \quad (4.28)$$

A expressão para a corrente de falta i , pode então ser reescrita conforme:

$$i_{\text{exp}}(t) = C_0 + C_1 n + C_2 n^2 + C_3 n^3 + C_4 \sin \phi_n, \quad (4.29)$$

sendo C_4 mais um parâmetro desconhecido a ser determinado pela técnica de regressão. Na Equação (4.29), ϕ_n representa o ângulo de fase da amostra n . Os autores afirmaram que se o ângulo de fase do primeiro ponto for usado como referência, os ângulos de fase dos pontos subsequentes podem facilmente ser obtidos, entretanto afirmaram que é difícil determinar em tempo real, o ângulo de fase inicial da corrente de falta. Por este motivo, outro ponto deve ser escolhido como referência. O primeiro vale ou pico da forma de onda do sinal, imediatamente após um intervalo distorcido, deve ser escolhido como referência, ao qual é atribuído um ângulo de fase igual a $\pi/2$. Se o ponto de referência for um vale, então o sinal de C_4 e $i_{\text{sin}}(n)$ na Equação (4.29) é negativo, caso contrário, o sinal será positivo.

A Equação (4.29) representa o comportamento aproximado da corrente de falta. Desse modo, uma vez obtidos os parâmetros desconhecidos, essa equação pode ser usada para estimar amostras do sinal de corrente para os trechos nos quais há distorção. Pontos dos trechos não distorcidos imediatamente antes e após cada intervalo de saturação são utilizados no processo de obtenção dos valores de C_0 , C_1 , C_2 , C_3 e C_4 . A equação a ser resolvida para este cálculo é descrita como:

$$\begin{pmatrix} 1 & (n-j) & (n-j)^2 & (n-j)^3 & \sin\phi_{(n-j)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & n & n^2 & n^3 & \sin\phi_n \\ 1 & n_{\pi/2} & n_{\pi/2}^2 & n_{\pi/2}^3 & \sin\phi_{n_{\pi/2}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & (n_{\pi/2} + k) & (n_{\pi/2} + k)^2 & (n_{\pi/2} + k)^3 & \sin\phi_{(n_{\pi/2} + k)} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i(n-j) \\ \vdots \\ i(n) \\ i(n_{\pi/2}) \\ \vdots \\ i(n_{\pi/2} + k) \end{pmatrix}, \quad (4.30)$$

com $n - j$ até n representando as amostras anteriores ao intervalo de saturação e n a última amostra do intervalo não-saturado. As amostras posteriores ao intervalo de saturação são representadas por $n_{\pi/2}$ até $(n_{\pi/2} + k)$, sendo $n_{\pi/2} + k$ a amostra utilizada como ponto de referência. O número de amostras antes e após cada intervalo de saturação depende da taxa de amostragem do sistema. Os autores não utilizam um método de detecção associado ao de correção.

4.2.3 Correção da Saturação Baseada no Método de Levenberg-Marquardt

O método de Levenberg-Marquardt (LM) é uma técnica padrão usada para resolver problemas de mínimos quadrados não lineares. De forma sucinta, um problema de mínimos quadrados consiste no ajuste de uma função parametrizada a um conjunto de dados medidos, minimizando a soma dos quadrados dos erros entre os dados e a função. Quando a função é não linear nos parâmetros, o problema é denominado mínimos quadrados não lineares.

O método de ajuste de curvas de LM é, efetivamente, uma combinação de dois outros métodos: o método de minimização do gradiente descendente e o método de Gauss-Newton (MORE, 1977). Na realidade, o método de LM funciona como um método do gradiente descendente quando os parâmetros estão distantes do valor ótimo e como o método de Gauss-Newton, quando os parâmetros estão próximos do valor ótimo. Estas características são muito úteis, principalmente no início do processo, quando os parâmetros considerados estão distantes da solução ótima, e o método do gradiente é usado. Quando o algoritmo está próximo da solução, o uso do método de

Gauss-Newton assegura maior estabilidade ao processo e, sobretudo, convergência muito rápida.

O método de LM, assim como os métodos de Newton e Gauss-Newton, é um método iterativo. Dado um ponto inicial x_0 , o método produz uma série de resultados x_1, x_2, \dots , que espera-se que vá convergir para x^* , um mínimo local para a função de entrada a ser ajustada. Sendo x^* um mínimo local da função F , então $\frac{dF(x^*)}{dx} = 0$ (MORE, 1977). Decompondo F' em série de Taylor obtém-se:

$$F'(x+h) = F'(x) + F''(x) \cdot h + O(\|h^2\|). \quad (4.31)$$

Para pequenos valores de $\|h\|$. Então,

$$F'(x+h) \approx F'(x) + F''(x) \cdot h. \quad (4.32)$$

A direção de busca do método de Newton pode então, ser encontrada resolvendo-se o seguinte sistema de equações:

$$Hh_n = -F'(x), \quad (4.33)$$

sendo

$$H = H(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2}(x) & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2}(x) & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n}(x) \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1}(x) & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2}(x) & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_n}(x) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1}(x) & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_2}(x) & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n^2}(x) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

a matriz hessiana. Uma vez calculada a direção do passo h_n , a próxima iteração do método de Newton é dada por

$$x \leftarrow x + h_n. \quad (4.35)$$

Em muitas situações práticas a avaliação da matriz hessiana não é tão simples podendo tornar-se extremamente complexa. Para contornar esta dificuldade vários métodos têm sido propostos, dentre os quais destacam-se os que utilizam aproximações para a matriz hessiana denominados quasi-Newton como, por exemplo, os métodos de Gauss-Newton e Levenberg-Marquardt (GAVIN, 2013). O método de Gauss-Newton baseia-se em uma aproximação para os valores de f em uma vizinhança de x , ou seja:

$$F(x+h) \cong f(x) + J(x) \cdot h, \quad (4.36)$$

sendo $J \in \mathbf{R}^{m \times n}$ é a matriz jacobiana dada por:

$$J(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

A direção do passo calculada pelo método de Gauss-Newton é dada então, por:

$$(J^T J) \cdot h_{gn} = -J^T f. \quad (4.38)$$

Uma vez calculada a direção do passo h_{gn} , a próxima iteração do método de Newton é dada por:

$$x \leftarrow x + h_{gn}. \quad (4.39)$$

Embora o método de Gauss-Newton aproxime a matriz hessiana de forma mais simples, não é garantido que exista a inversa desta matriz, condição necessária para o cálculo de h_{gn} . Para contornar este problema, o método de LM propõe somar uma parcela μI à matriz Hessiana, aproximada pelo método de Gauss-Newton, onde μ é um escalar denominado *parâmetro de damping* e I é a matriz identidade (GAVIN, 2013). Desta forma, a direção do passo do método de LM pode ser calculada por:

$$(J^T J + \mu I) \cdot h_{lm} = -g \quad (4.40)$$

sendo $g = J^T f$ e $\mu > 0$.

O parâmetro μ influencia tanto na direção quanto no tamanho do passo, permitindo que o método de LM não necessite de uma busca linear para descobrir o tamanho ótimo do passo a ser dado em cada iteração. Nesta dissertação, a programação do algoritmo de LM foi feita conforme listado na Figura 4.5, abaixo (PRESS *et al.*, 2007).

```

01 k = 0; v = 2; x = x0;
02 A = J(x)TJ(x); g = J(x)Tf(x)
03 found = (||g||inf) <= ε1; μ = τ · max{aii}
04 while (not found) and (k < kmax)
05 {
06     k = k + 1; Solve (A + μI) · hm = -g;
07     if (||hlm|| <= ε2(||x|| + ε2))
08         found = true;
09     else
10     {
11         xnew = x + hlm
12         ρ = (F(x) - F(xnew)) / (L(0) - L(hlm))
13         if (ρ > 0)
14         {
15             x = xnew;
16             A = J(x)TJ(x); g = J(x)Tf(x)
17             found = (||g||α) <= ε1;
18             μ = μ · max{1/3, 1 - (2ρ - 1)3}; v = 2;
19         }
20     else
21     {
22         μ = μ · v; v = 2v
23     }
24 }

```

Figura 4.5 – Pseudo-código do método de Levenberg-Marquardt (fonte: PRESS *et al.*, 2007).

O valor de μ é modificado durante as iterações em função do parâmetro ρ , denominado *gain ratio*, onde

$$L(0) - L(h_{lm}) = (1/2) \cdot h_{lm}^T \cdot (\mu h_{lm} - g) \quad (4.41)$$

por meio da seguinte regra: se $\rho > 0$, $v = 2$, caso contrário $\mu = \mu v$ e $v = 2v$, v é inicializado com valor igual a 2. O método de LM satisfaz a condição de descida em cada passo da iteração, a qual é dada por $F(x_{k+1}) < F(x_k)$. Os critérios de convergência ou critérios de parada mais usuais são (PRESS *et al.*, 2007):

- i. Norma do gradiente menor do que um determinado valor pré-determinado, isto é, $\|g\|_{inf} < \varepsilon_1$, onde ε_1 é um número positivo pequeno escolhido pelo usuário de modo a refletir que $F'(x^*) = g(x^*) = 0$;
- ii. Variação no valor de x muito pequena, isto é $x_{new} - x \leq \varepsilon_2(\|x\| + \varepsilon_2)$;
- iii. Número máximo de iterações determinado pelo usuário. Isto é importante para evitar que o algoritmo entre em loop infinito: $k \leq k_{max}$, fazendo k_{max} o número de iterações.

Uma vez que seja possível delimitar as porções distorcidas da forma de onda de corrente, pode-se aplicar a técnica de LM para compensar tais distorções, extraindo-se características das porções não distorcidas. Para isso, considera-se que a componente exponencial na Equação (4.21) pode ser aproximada por um polinômio de Taylor, dado por:

$$e^{\lambda t} = 1 + \lambda t + \frac{(\lambda t)^2}{2!} + \frac{(\lambda t)^3}{3!} + \dots + \frac{(\lambda t)^n}{n!}. \quad (4.42)$$

Multiplicando a Equação (4.31) por uma constante B , obtém-se:

$$Be^{\lambda t} = B \cdot (1 + \lambda t) = b_1 + b_2 t, \quad (4.43)$$

sendo $b_1 = B$ e $b_2 = B\lambda$. Decompondo o termo senoidal na Equação (4.21), obtém-se:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = A \cos \varphi \cos \omega t - A \sin \varphi \sin \omega t, \quad (4.44)$$

simplificando:

$$A \cos(\omega t + \varphi) = a_1 \cos \omega t + a_2 \sin \omega t, \quad (4.45)$$

sendo: $a_1 = A \cos \varphi$ e $a_2 = -A \sin \varphi$. As expressões (4.32) e (4.34) podem ser combinadas, obtendo:

$$i_F(t) = a_1 \cos(\omega t) + a_2 \sin(\omega t) + b_1 + b_2 t, \quad (4.46)$$

sendo: a_1 , a_2 , b_1 e b_2 os coeficientes desconhecidos que precisam ser determinados pelo método de regressão de LM. Uma vez obtidos, estes coeficientes caracterizam a Equação (4.21) que pode ser usada para estimar amostras de corrente para os trechos distorcidos da forma de onda (PAN *et al.*, 2004).

Devido à forma como os parâmetros desconhecidos da função são estimados, muitas vezes é mais simples trabalhar com modelos que satisfazem dois critérios adicionais:

- i. A função é contínua, em relação aos parâmetros desconhecidos;
- ii. O critério dos mínimos quadrados, que é usado para obter as estimativas dos parâmetros tem uma única solução.

Estes dois últimos critérios não são definições essenciais de um modelo de mínimos quadrados não lineares, mas têm importância prática.

A maior vantagem da utilização da técnica de regressão não linear por mínimos quadrados é a vasta gama de funções que podem ser ajustadas. Embora muitos processos científicos e de engenharia possam ser bem descritos por meio de modelos lineares, ou outros tipos de modelos relativamente simples, existem muitos outros processos que são completamente não lineares.

O maior custo de se usar técnicas de regressão por mínimos quadrados não lineares ao invés de modelagens mais simples, como mínimos quadrados lineares é a necessidade de se usar procedimentos de otimização iterativos para calcular as estimativas dos parâmetros. Com funções que são lineares em seus parâmetros, as estimativas dos parâmetros sempre podem ser obtidas analiticamente, o que geralmente não é o caso dos modelos não lineares. Entretanto o algoritmo de LM popularizou-se por combinar as vantagens do método do gradiente descendente com o método de Newton acelerando o processo de localização do mínimo de uma função (PRESS *et al.*, 2007).

4.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os métodos de detecção e de correção de distorções na corrente secundária de transformadores de corrente. Uma formulação matemática seguida de uma apresentação gráfica do comportamento dos algoritmos de detecção foi apresentada. Por fim foi apresentada a formulação matemática do método de correção proposto, baseado na estimação de parâmetros por mínimos quadrados não lineares usando o método de LM.

No próximo capítulo será apresentado um estudo do comportamento das técnicas de detecção e de correção apresentadas aqui para diversos eventos físicos.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES E RESULTADOS I

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações computacionais para os métodos de detecção e correção apresentados no Capítulo 4. Os métodos são avaliados por meio de simulações de curto-circuito realizadas no MATLAB.

5.1 Sistema Primário e Simulação do TC

Os sinais de corrente utilizados na análise das técnicas foram obtidos por meio de um algoritmo simulador de faltas desenvolvido no MATLAB. As simulações a seguir, referem-se ao caso no qual um TC encontra-se instalado em um sistema de transmissão de 230 kV conforme mostrado na Figura 5.1 (PEREIRA, 2012). A impedância entre o TC e o ponto onde ocorre o curto-circuito é calculada com base na distância até o ponto de ocorrência da falta e dos demais parâmetros da linha de transmissão (LT).

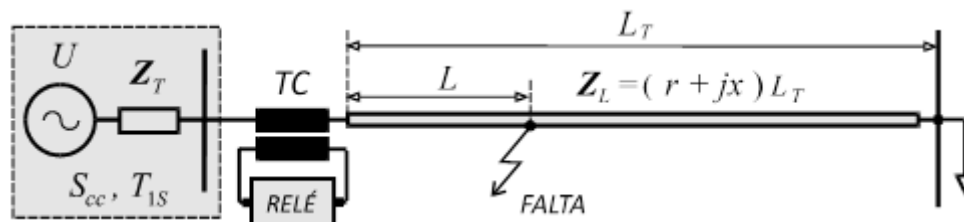


Figura 5.1 – Dados do sistema primário (fonte: PEREIRA, 2012).

Os dados do sistema primário estão listados na Tabela 5.1 abaixo:

Tabela 5.1 – Dados do sistema primário (PEREIRA, 2012).

Tensão nominal	230 kV
Corrente nominal	800 A
Comprimento da Linha, L_T	85 km
Resistência em série, r	0,0319 Ω/km
Reatância em série, x	0,3311 Ω/km
Capacitância em derivação, c	12,333 nF/km
Relação R_o/R_l	7,870
Relação X_o/X_l	4,310
Relação C_o/C_l	0,598
Potência de CC na barra de 230 kV	7,2 GVA
Constante de tempo equivalente na barra de 230 kV	35 ms
Impedância de Thevenin da barra de 230 kV	$Z_T = 0,56 + j7,35$
Distância do defeito ao TC (Variável)	5 km

O circuito equivalente por fase, para o sistema de teste da Figura 5.1 é apresentado na Figura 5.2 a seguir.

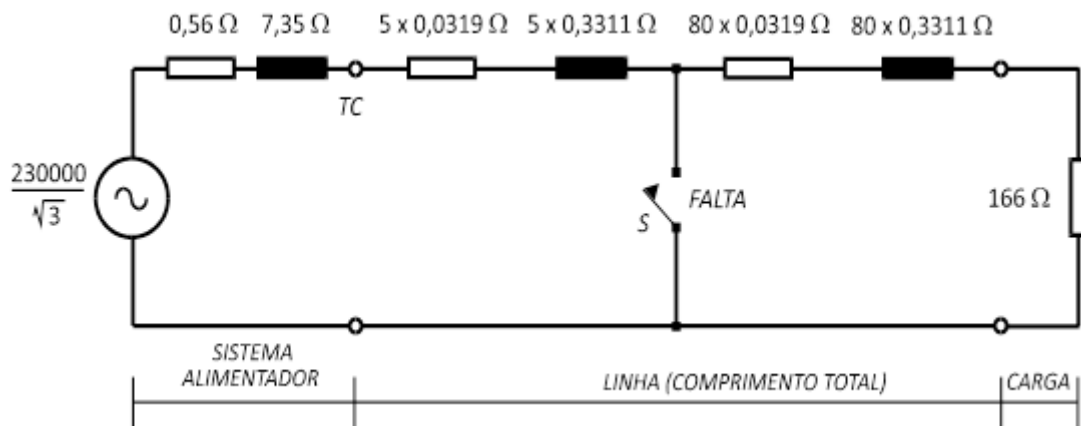


Figura 5.2 – Circuito equivalente por fase do sistema de teste (fonte: PEREIRA, 2012).

Na primeira etapa de testes foram simuladas faltas trifásicas ocorridas inicialmente em um ponto P situado à uma distância L do barramento emissor por meio do algoritmo simulador de faltas, programado em MATLAB. A distância L pode variar de 0 km (quando a falta ocorre no barramento emissor), até 85 km (quando a falta ocorre no final da LT). Outros parâmetros podem ser modificados no algoritmo de simulação, tais como *burden*, ângulo de incidência de falta, valor do fluxo remanescente e número de ciclos de visualização da corrente antes e após a ocorrência da falta. Embora um modelo de TC mais refinado necessitasse levar em conta o comportamento histerético do núcleo, observou-se que para aplicações em tempo real, a carga de processamento matemático torna-se excessiva (PEREIRA, 2012). Logo, a representação da característica de magnetização do núcleo é feita exclusivamente pela curva de saturação. Esta afirmação se justifica pelo fato de que nas regiões em que a saturação é mais elevada, as trajetórias do laço maior são coincidentes com a curva de magnetização.

Para este estudo, faltas com as seguintes características foram simuladas:

- *Burden* total de $Z = 1.0 + j0$, $Z = 1.0 + j1.0$, $Z = 1.65 + j0.1$ e $Z = 2.4 + j0.7$;
- Remanência 0% e 80%;
- Ângulo de incidência de falta 0°;

As técnicas foram avaliadas para os sinais de corrente obtidos para uma das fases do sistema. O erro transitório foi calculado conforme a Equação 5.1 (KANG, 2004), sendo RTC a relação de transformação, i_C a corrente corrigida, i_P a corrente primária e I_P o valor RMS da corrente primária de falta em regime.

$$\varepsilon\% = \frac{RTC \cdot i_C - i_P}{\sqrt{2} \cdot I_P} \cdot 100. \quad (5.1)$$

Outro critério utilizado para avaliar o desempenho dos métodos de correção baseou-se na avaliação da corrente primária e secundária com e sem distorção, obtidas em seus valores RMS (Equação 5.2). Esta avaliação foi necessária devido ao fato dos relés de proteção serem os mais afetados pelo fenômeno da saturação, visto que sua atuação baseia-se em valores RMS ajustados previamente.

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i(n)^2\right)}. \quad (5.2)$$

Os dados do TC sem entreferro estão listados na Tabela 5.2 (PEREIRA, 2012) e a curva de saturação do TC é apresentada na Figura 5.3.

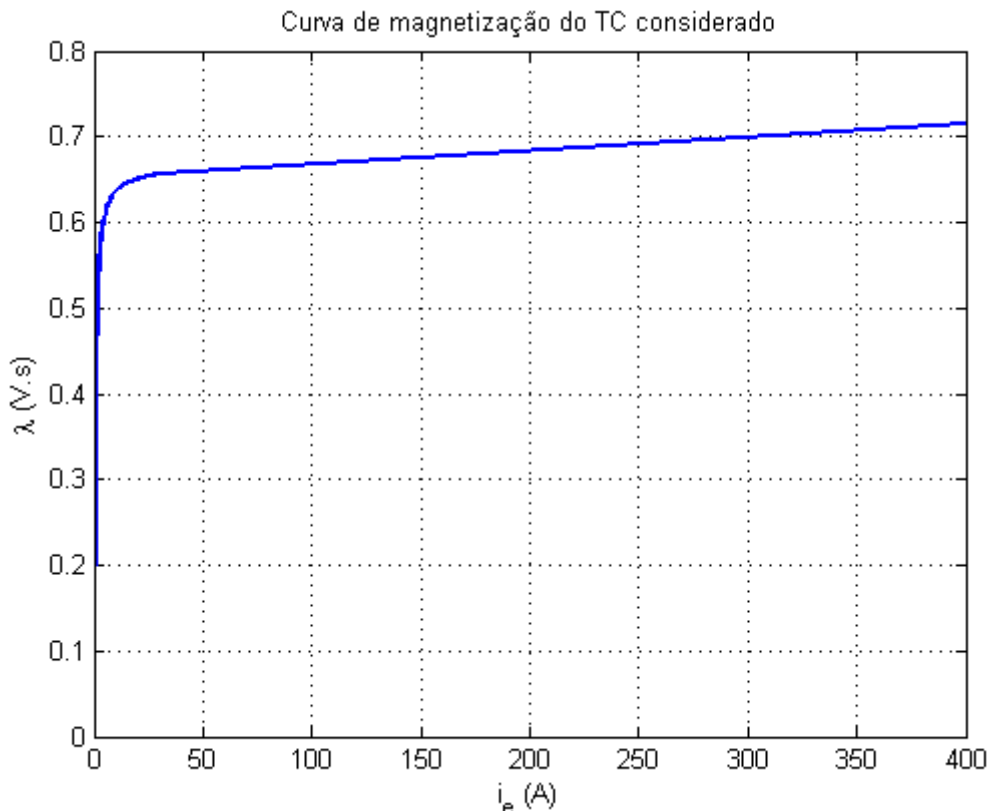


Figura 5.3 – Curva de saturação do TC considerado (fonte: PEREIRA, 2012).

Tabela 5.2 – Dados do TC sem entreferro (PEREIRA, 2012).

Relação de espiras	1 / 180
Correntes nominais	900 / 5 A
Área da seção reta	1.91×10^{-3}
Comprimento médio da trajetória magnética	0.50 m
Resistência dos enrolamentos	0.25 Ω
Carga secundária nominal	1 Ω

5.2 Avaliação das Técnicas de Detecção

Nas próximas seções serão apresentados os resultados da avaliação das técnicas de detecção de saturação inicialmente para faltas trifásicas distantes 5 km do barramento emissor, com ângulo de incidência de 0° e fluxo remanente de 0%. Em seguida, avalia-se o caso em que a falta ocorre a cerca de 43 km do barramento emissor (aproximadamente metade do comprimento da LT) e com uma remanência de 80%.

5.2.1 Resultados para a Detecção por Derivada da Corrente Secundária

Os resultados obtidos para a técnica de detecção baseada na avaliação de um índice obtido através do cálculo da derivada do sinal de corrente apresentou resultados satisfatórios. Na simulação realizada, considerando o TC com um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$, o algoritmo detectou sete intervalos saturados. Na Figura 5.4 são ilustrados os chaveamentos para estes trechos. É possível observar uma leve distorção no oitavo ciclo que não foi suficiente o algoritmo detectar. A partir deste ponto as descontinuidades na forma de onda são irrelevantes.

Na Figura 5.5 são ilustrados os resultados para o detector implementado quando o *burden* é de $Z = 1 + j1 \Omega$. Observa-se novamente que o algoritmo detecta até sete trechos saturados. Contudo pelo menos mais dois trechos com uma leve saturação não foram suficientes para sensibilização do algoritmo detector. Observando com um pouco mais de detalhe, observa-se que a detecção no último trecho não foi satisfatória. A detecção para este intervalo ocorre em um instante posterior ao instante no qual a saturação realmente se inicia, o que pode introduzir erros quando do uso de uma técnica de correção. Como a componente indutiva no *burden* é relevante verifica-se que a saturação apresentou alguma suavização nas regiões de transição entre os instantes saturados e não saturados. Esta suavização se deve ao fato desta componente se opor a

variações bruscas no sinal de corrente, o que resulta em pulsos do índice de detecção não evidentes.

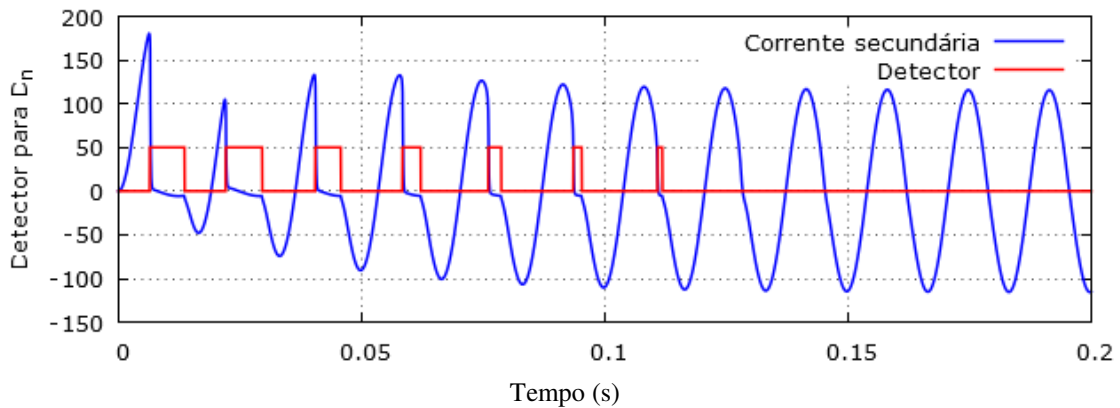


Figura 5.4 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

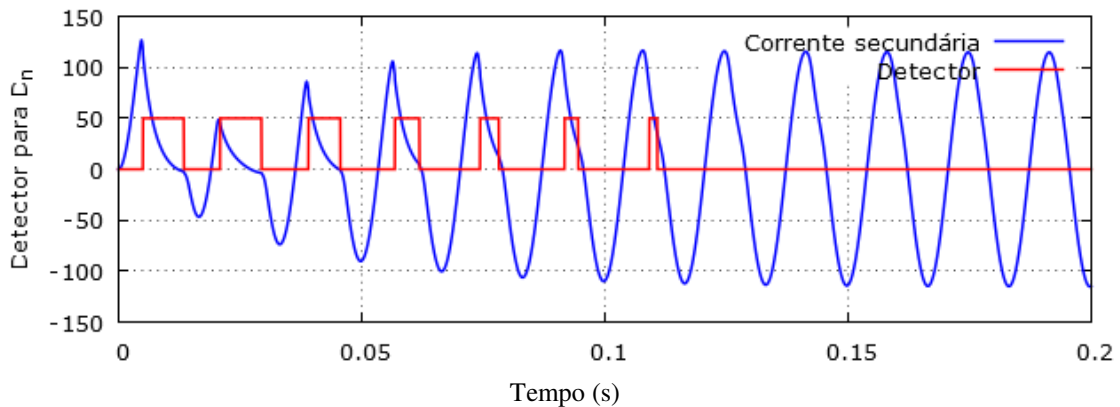


Figura 5.5 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1$) (fonte: autoria própria).

Na Figura 5.6 são ilustrados os resultados da simulação quando o *burden* é de $Z = 2 + j0.7 \Omega$. Observa-se que foram detectados oito intervalos saturados. A partir do nono ciclo as distorções não são evidentes e a detecção não é possível, pois os pulsos do índice detector estão muito próximos não permitindo uma correta distinção.

O último caso analisado correspondeu a uma falta trifásica aplicada a distância de 43 km do barramento emissor e TC com uma remanência de 80% (Figura 4.7). Para estas condições, observou-se que o algoritmo detectou quatro trechos. O primeiro trecho saturado iniciou precocemente (aproximadamente a $\frac{1}{4}$ de ciclo), devido à remanência do TC. A partir do quinto trecho não foi possível efetuar a detecção, embora apenas mais um trecho saturado esteja evidente.

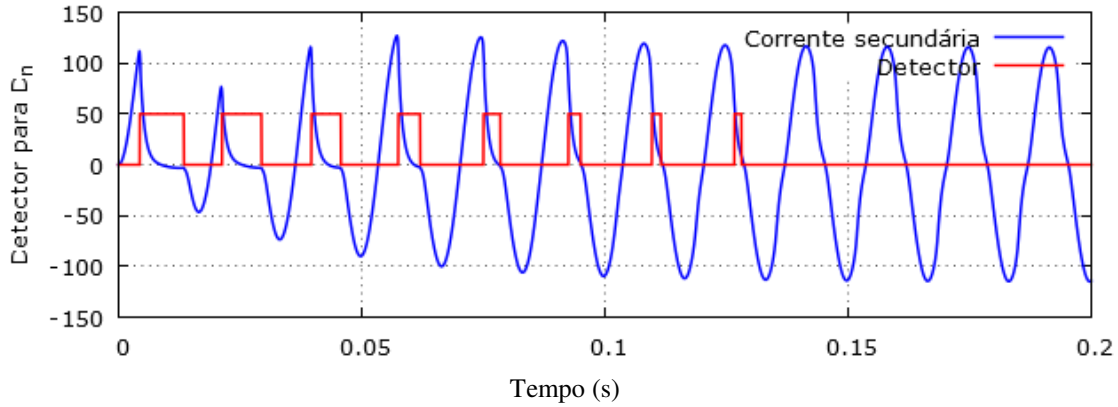


Figura 5.6 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

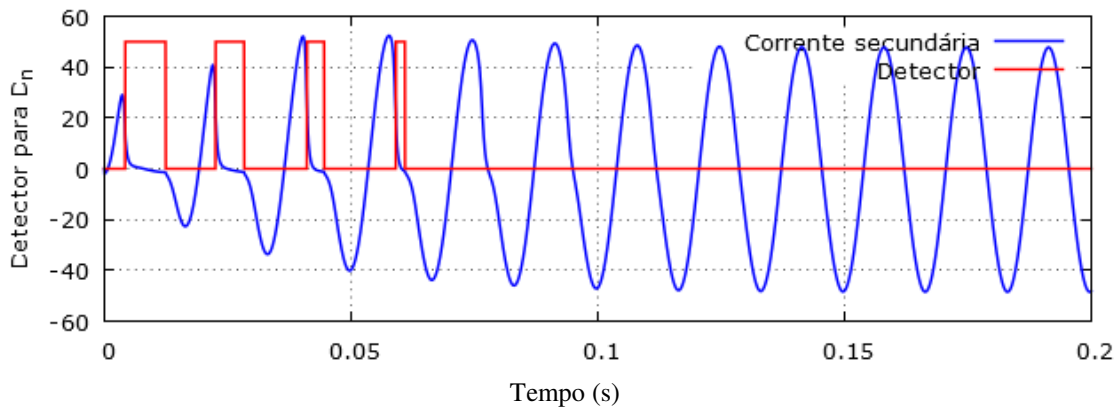


Figura 5.7 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Observou-se que esta técnica delimitou de forma correta a maioria dos trechos nos quais se verifica a saturação na corrente distorcida. Muito embora para algumas situações o algoritmo não tenha sido capaz de detectar trechos com pouca saturação, condição observada em todos os casos simulados. Outra observação a se fazer é que, para algumas situações, a detecção ocorre logo após o início da distorção ou logo antes do seu término.

5.2.2 Resultados para a Detecção por Filtro Diferenciador de Lanczos

Na simulação realizada, considerando o TC com um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$ o algoritmo detectou sete trechos saturados. Na Figura 5.8 são ilustrados os resultados da simulação. Assim como na técnica anterior, observou-se uma pequena saturação não detectada no oitavo ciclo. Observa-se também, que o pulso com baixa magnitude, no oitavo ciclo, não é suficiente para que haja a detecção pelo algoritmo.

Para um *burden* de $Z = 1 + j1 \Omega$ o algoritmo detecta sete trechos saturados, conforme mostrado na Figura 5.9. Observou-se que o algoritmo detectou um instante inicial de saturação no oitavo ciclo, porém o índice não tem magnitude suficiente para

que seja possível a detecção do instante final. Desta forma, apenas o início da saturação no oitavo ciclo é detectado. A partir de então, o detector não mais atuou, pois não foi possível obter picos detectáveis pelo filtro diferenciador. A corrente secundária tende a aproximar-se da corrente ideal (sem saturação) não havendo mais descontinuidades significativas em sua forma.

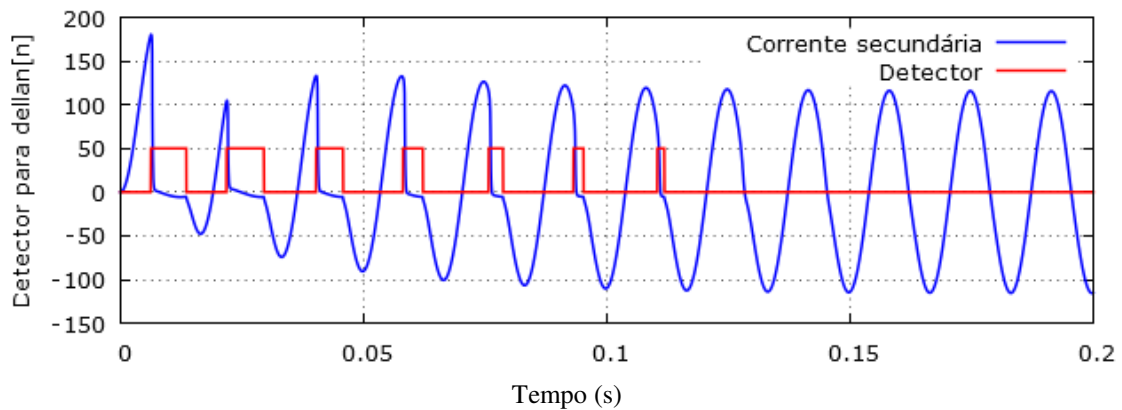


Figura 5.8 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

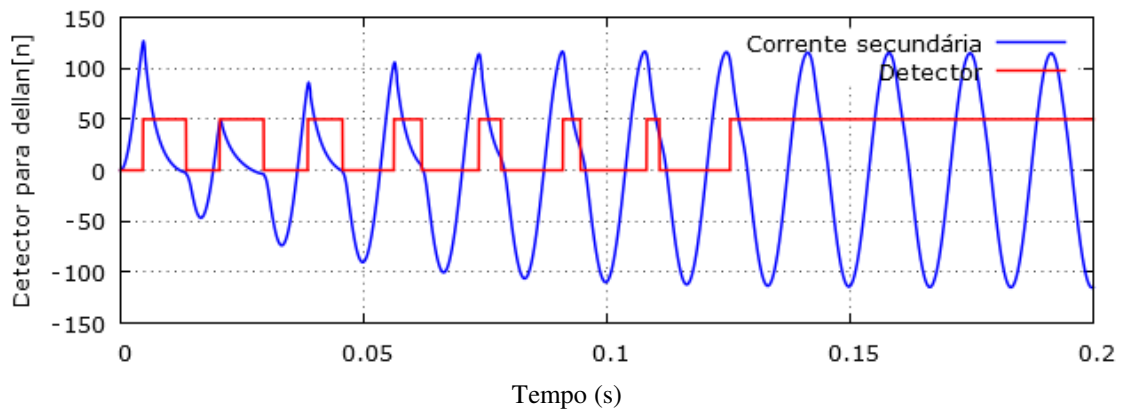


Figura 5.9 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Para a condição em que o *burden* do TC é de $Z = 2 + j0.7 \Omega$ o algoritmo detectou sete trechos saturados. Conforme mostrado na Figura 5.10, os picos gerados após o oitavo ciclo não são suficientes para que haja distinção entre os instantes de início e fim de uma região saturada, não sendo possível a detecção da saturação a partir deste instante.

Por fim, considerando agora uma falta trifásica situada à distância de 43 km do barramento emissor e o TC com uma remanência de 80% (Figura 5.11), observou-se a detecção de até quatro trechos distorcidos. Como já se sabe, o primeiro trecho saturado inicia-se em aproximadamente $\frac{1}{4}$ de ciclo devido à remanência do TC. A partir do

quinto ciclo, o filtro diferenciador detectou apenas o instante inicial não distinguindo seu fim. Desta forma, o detector para após o quarto chaveamento.

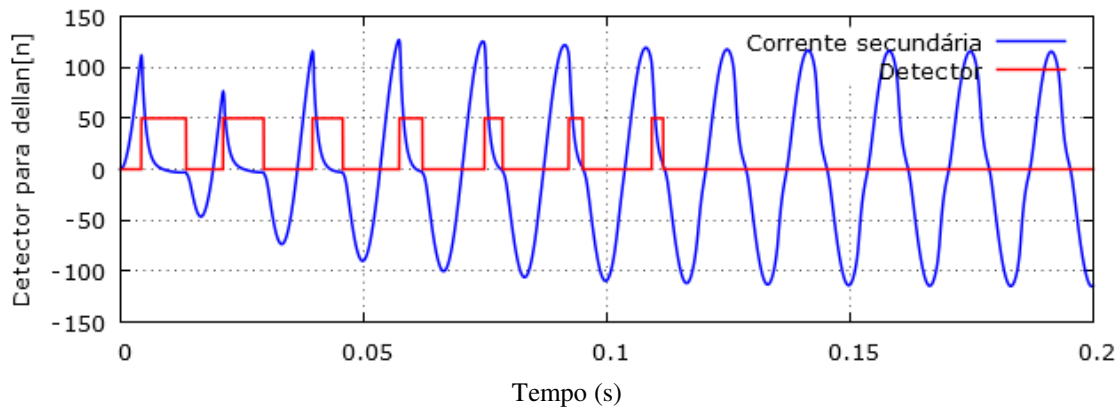


Figura 5.10 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

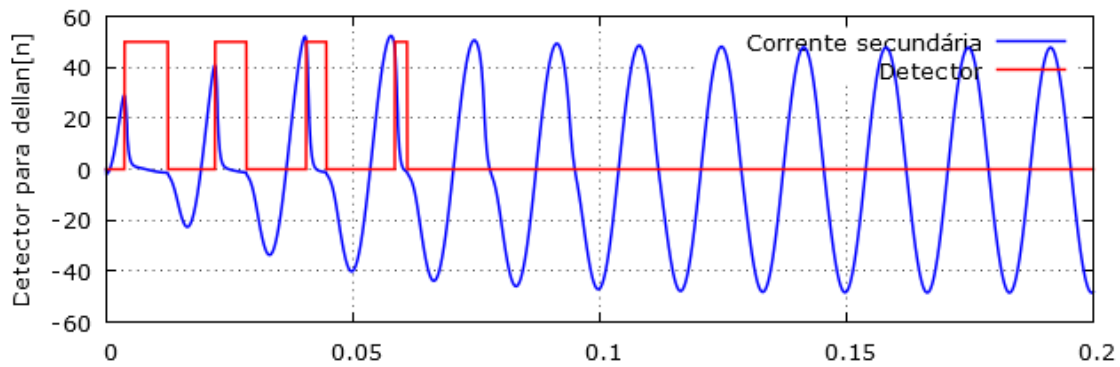


Figura 5.11 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

A técnica avaliada detectou satisfatoriamente, para os casos simulados, boa parte dos trechos saturados na forma de onda de corrente. Muito embora em um dos casos não tenha detectado corretamente o instante final de um dos trechos, o algoritmo apresentou um bom desempenho.

5.2.3 Resultados para a Detecção por Cálculo do Desvio Padrão

Os resultados para a técnica baseada no cálculo do desvio padrão, para o TC com um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$, mostraram que o algoritmo detectou seis trechos saturados. Neste caso, o algoritmo detectou um trecho a menos do que os dois algoritmos anteriores, para a mesma condição de falta. A Figura 5.12 mostra os chaveamentos do índice de detecção referente ao sétimo ciclo, contudo não há como haver distinção entre os instantes inicial e final, dada a proximidade entre os pulsos.

Para o TC com um *burden* de $Z = 1 + j1 \Omega$ os resultados são mostrados na Figura 5.13. Observa-se para este caso que o algoritmo detecta sete trechos saturados, contudo,

ainda pode-se observar pelo menos um trecho adicional com uma leve saturação que não foi ser detectado. O *threshold* utilizado foi de 0.12.

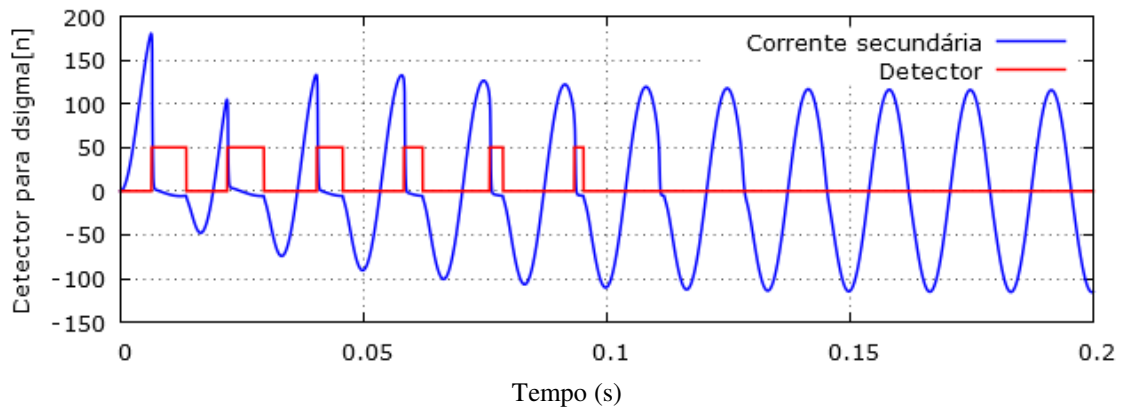


Figura 5.12 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

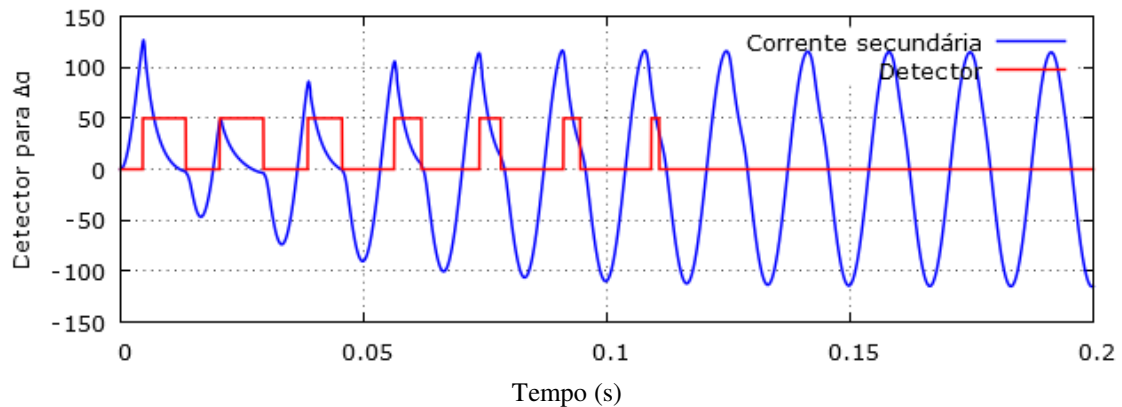


Figura 5.13 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Analisando agora os resultados da simulação para um *burden* de $Z = 2 + j0.7 \Omega$, observou-se que foram detectados sete trechos saturados (Figura 5.14). O índice de detecção para os trechos além do oitavo ciclo não apresentou magnitude suficiente para que se possa distinguir entre os instantes que representam o início e o término dos trechos saturados.

Por fim, considerando uma falta trifásica à distância de 43 km do barramento emissor e para TC com remanência de 80%, observou-se que quatro trechos saturados foram detectados. Na Figura 5.15 são ilustrados os resultados da simulação para esta condição de falta, na qual se observou que a partir do quinto ciclo não foi mais possível efetuar a detecção, embora uma leve saturação esteja evidente. Observou-se que para um *threshold* de 0,13 não há detecção do primeiro trecho saturado, o que exigiu reajuste para 0,0592, melhorando a precisão do algoritmo detector.

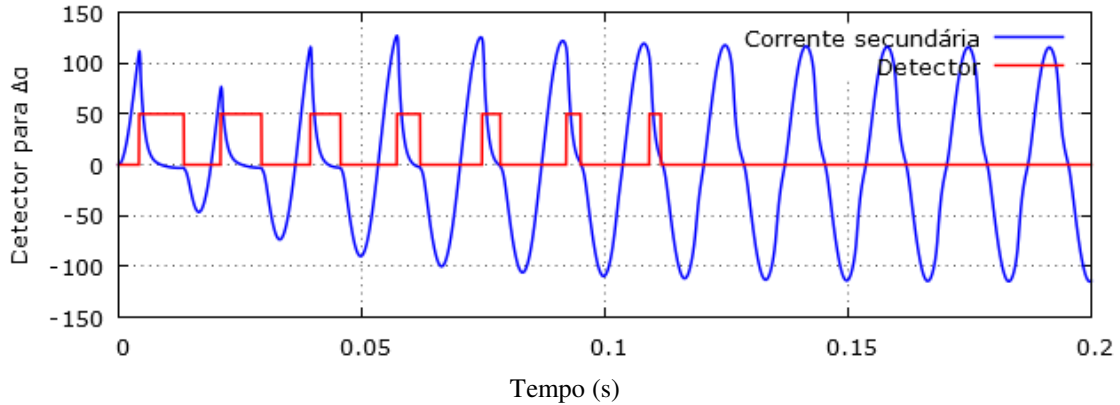


Figura 5.14 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

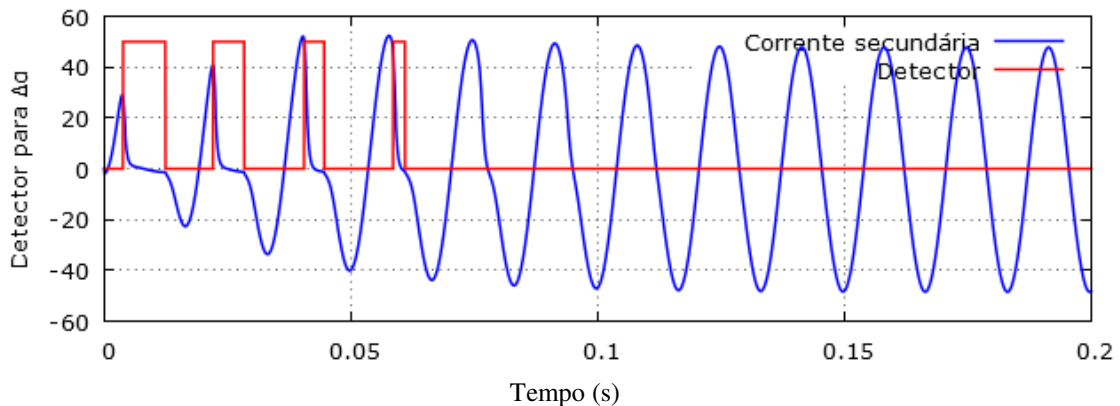


Figura 5.15 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Muito embora a técnica apresentada tenha detectado satisfatoriamente a maior parte dos trechos saturados, esta se mostrou ineficiente, visto que em todas as simulações o *threshold* teve de ser ajustado empiricamente. SANTOS *et al.* (2013) estabeleceram um limiar em 0,13. Contudo a não existência de uma expressão para o cálculo deste índice torna esta técnica pouco atrativa para aplicações em tempo real.

5.2.4 Resultados para a Detecção por Funções Diferença

Considerando o TC com um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$, a técnica baseada no cálculo de funções diferenças do sinal de corrente, detectou seis trechos saturados, conforme mostrado na Figura 5.16. No sétimo ciclo, observou-se uma leve saturação, não detectada pelo algoritmo. Conforme se vê, os pulsos que delimitam o trecho saturado não foram suficientes para superar o *threshold* calculado.

Considerando agora o resultado da simulação para o detector quando o *burden* é de $Z = 1 + j1 \Omega$ (Figura 5.17), observou-se novamente que o algoritmo detectou sete trechos saturados. Contudo pelo menos dois trechos adicionais com uma leve saturação não foram detectados. Ao se aproximar do regime permanente de falta, o

comportamento do índice de detecção foi constante e próximo de zero, não mais ultrapassando o limiar de detecção.

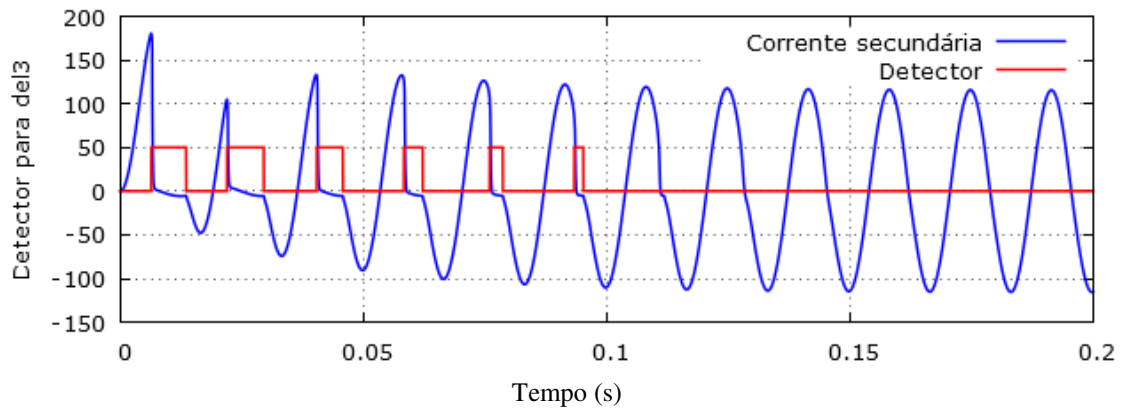


Figura 5.16 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

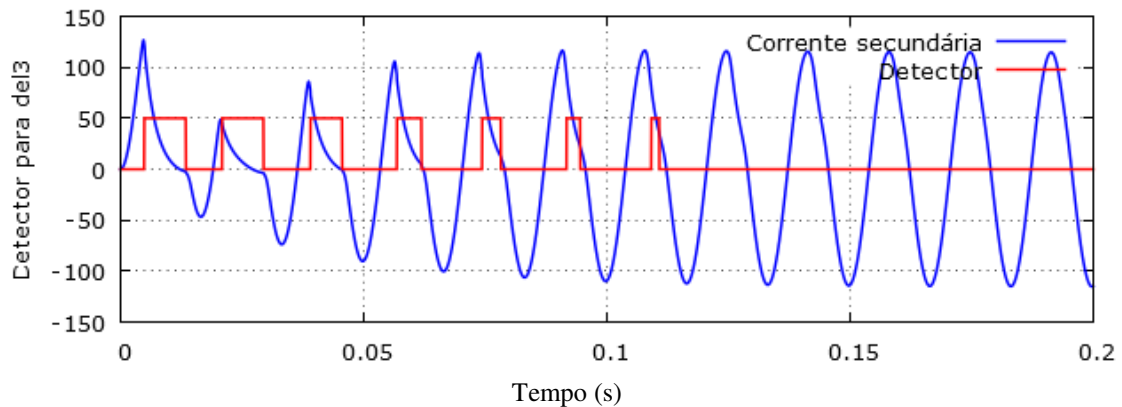


Figura 5.17 – Gráfico da forma de onda ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Nos resultados para a simulação quando o *burden* do TC é de $Z = 2 + j0.7 \Omega$, observou-se que o algoritmo detecta com sucesso oito trechos saturados (Figura 5.18). O *threshold* foi calculado em 0,18. Conforme se vê, o detector chaveou corretamente os intervalos saturados. O último trecho saturado detectado, possui um intervalo entre o nível alto e baixo de apenas 0,7 ms podendo ser desprezado, visto que o fato da saturação neste ciclo ser pouco significativa.

Por fim, considerando uma falta trifásica à distância de 43 km do barramento emissor e o TC com uma remanência de 80% observou-se que quatro trechos foram detectados (Figura 5.19). A partir do quinto ciclo não foi possível efetuar a detecção, embora apenas mais um trecho saturado esteja evidente. Os chaveamentos do detector compreendem exatamente os trechos saturados, facilitando a utilização de uma técnica de correção.

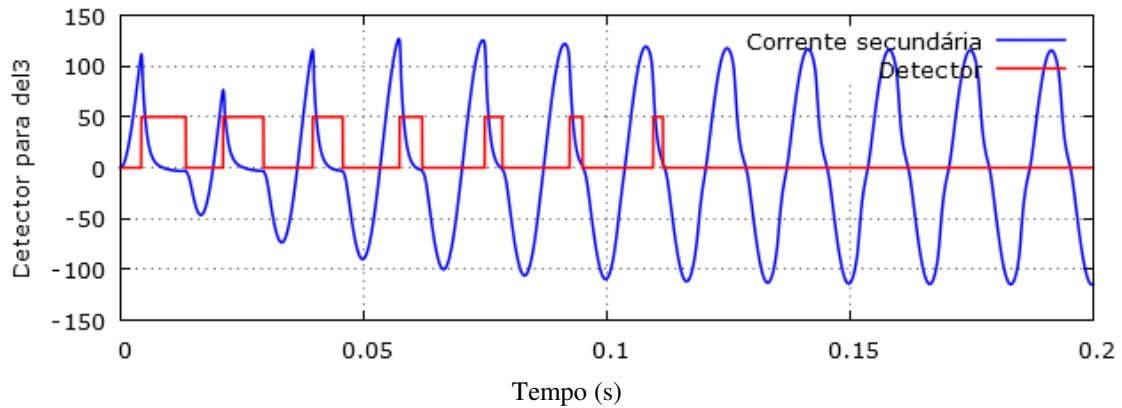


Figura 5.18 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

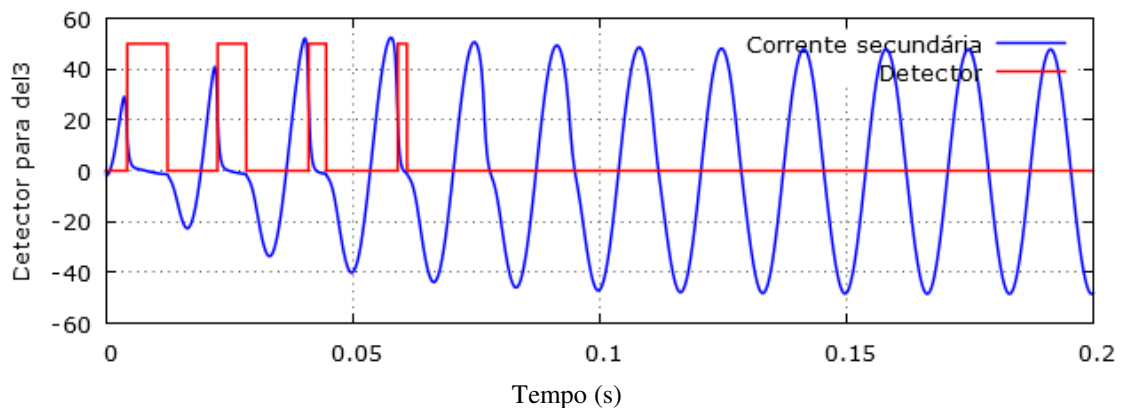


Figura 5.19 – Gráfico da forma de onda ($Z = 2 + j0.3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

A técnica de detecção avaliada nesta seção apresentou resultados próximos dos obtidos para outras metodologias, contudo, verificou-se que os esquemas baseados na segunda e terceira funções diferença podem não ser capazes de detectar o instante final de um trecho saturado para situações em que há pouca saturação do TC, acarretando um funcionamento inadequado como pode ser verificado para a primeira e a última simulação desta seção.

5.3 Avaliação das Técnicas de Correção

Nas próximas seções serão apresentados os resultados da avaliação das técnicas de correção da saturação. Inicialmente consideraram-se faltas simétricas distantes 5 km do barramento emissor, com ângulo de incidência de 0° e remanência de 0%. Em seguida avaliou-se o caso em que a falta ocorre a 43 km do barramento emissor (aproximadamente metade do comprimento da LT) e com uma remanência de 80%. Em todos os casos analisados, utilizou-se a metodologia de detecção baseada no filtro diferenciador de Lanczos.

5.3.1 Correção da Saturação Baseada no Ajuste de Curva

Na Figura 5.20 estão ilustrados os valores RMS das formas de onda secundária distorcida e corrigida e da corrente primária refletida ao secundário. É possível observar a boa aproximação do sinal corrigido em relação ao sinal de corrente esperado para o TC com *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$. Observa-se que a corrente corrigida apresenta um leve deslocamento nos vales e nos picos da forma de onda sem, contudo, comprometer significativamente a qualidade da correção da onda de corrente. O valor absoluto máximo do erro transitório percentual para esta metodologia foi de 3,27% e ocorre durante o primeiro meio ciclo.

Para o TC com um *burden* de $Z = 1 + j1 \Omega$ observou-se que o sinal corrigido, representado em seu valor RMS, aproxima-se do sinal esperado (Figura 5.21). Os trechos saturados foram delimitados pelo algoritmo detector e para estas regiões foram geradas novas amostras de corrente. As amostras dos trechos não saturados foram mantidas com o propósito de melhorar a precisão da técnica. Este procedimento gerou algumas discontinuidades nos pontos de transição, entre as regiões não saturadas e saturadas, devido ao fato das novas amostras geradas para os trechos distorcidos não serem exatamente iguais às da corrente secundária esperada, sendo os erros no processo de estimação responsáveis por tais diferenças. O valor absoluto máximo do erro transitório percentual para este caso foi de 4,47% e, como nos casos anteriores, ocorreu durante os primeiros dois ciclos, os quais correspondem aos instantes de maiores níveis de distorção.

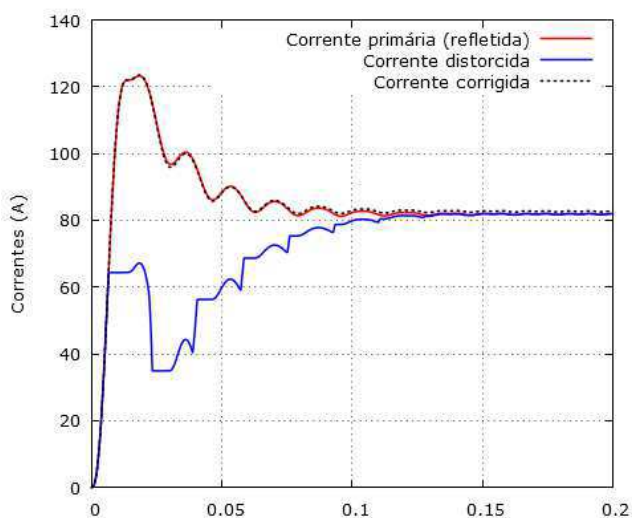


Figura 5.20 – Correntes RMS ($Z = 1 + j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

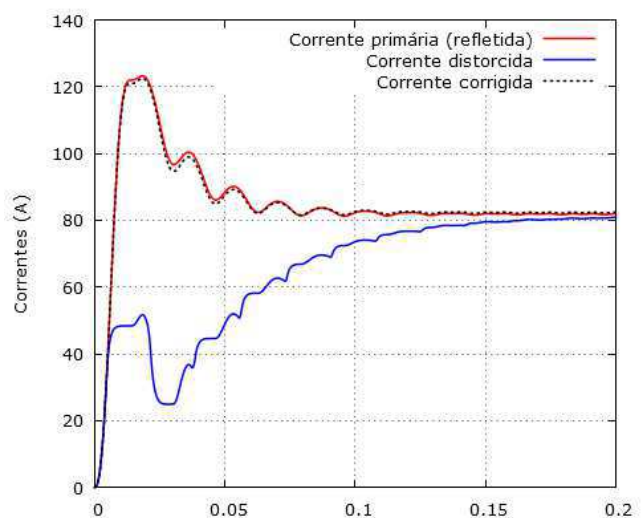


Figura 5.21 – Correntes RMS ($Z = 1 + j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

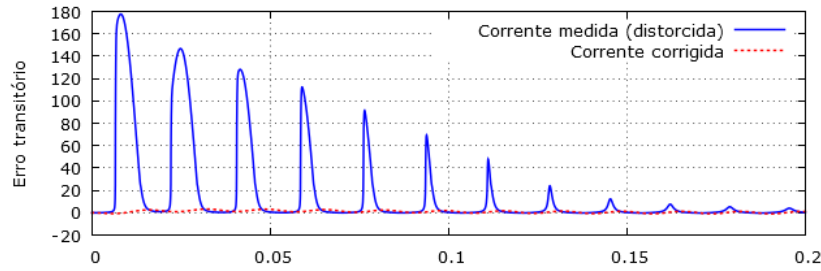


Figura 5.22 – Erro transitório ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

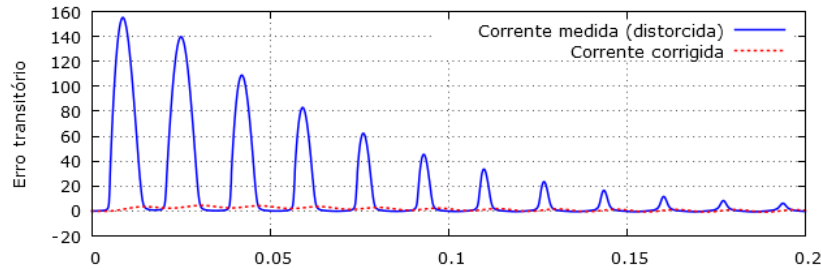


Figura 5.23 – Erro transitório ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Para o TC com um *burden* de $Z = 2 + j0,7 \Omega$ observou-se aproximação do sinal corrigido em relação ao sinal de corrente esperado (Figura 5.24). Os resultados foram obtidos para a correção a partir do primeiro ciclo distorcido, onde o valor absoluto máximo do erro transitório percentual para este caso foi de 7,54 % ocorrendo durante o primeiro meio ciclo. Observou-se ainda que a corrente corrigida apresenta um pequeno deslocamento nos vales e nos picos da forma de onda o que representa um erro do processo que, entretanto, não compromete a qualidade da correção.

Considerando uma falta trifásica aplicada a distância de 43 km do barramento emissor, e TC com uma remanência de 80%, observou-se que a corrente corrigida novamente aproxima-se da corrente esperada (Figura 5.25). O erro transitório percentual máximo obtido foi de 7,29% e ocorreu nos primeiros ciclos. Como a forma de onda entra na região de saturação muito rapidamente, devido à remanência do núcleo, poucas amostras estão disponíveis na primeira região não saturada. Desta forma, deve-se obter um conjunto adicional de amostras de uma segunda região não saturada para que o processo de ajuste ocorra com sucesso em detrimento da não correção do primeiro trecho saturado da forma de onda.

Embora a corrente secundária tenha sido corrigida desde o instante inicial da falta, isto só foi possível devido ao fato do processamento dos dados ter sido realizado no modo *off-line*. Em uma implementação do algoritmo para atuação *on-line* nesta condição de falta, para o caso de duas regiões não saturadas, o semi ciclo inicial não pode ser corrigido corretamente.

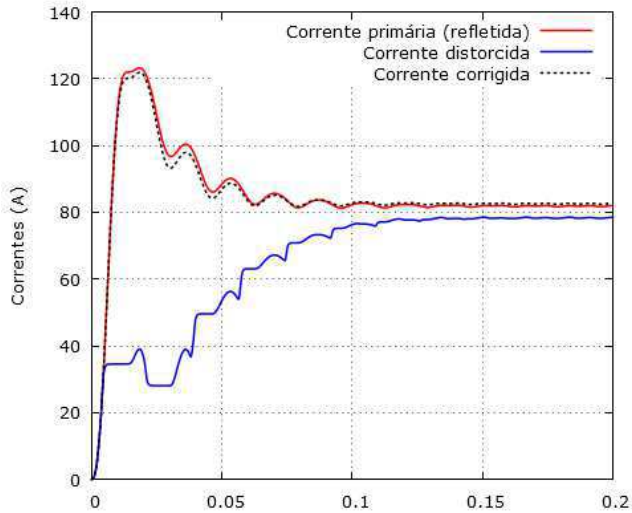


Figura 5.24 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

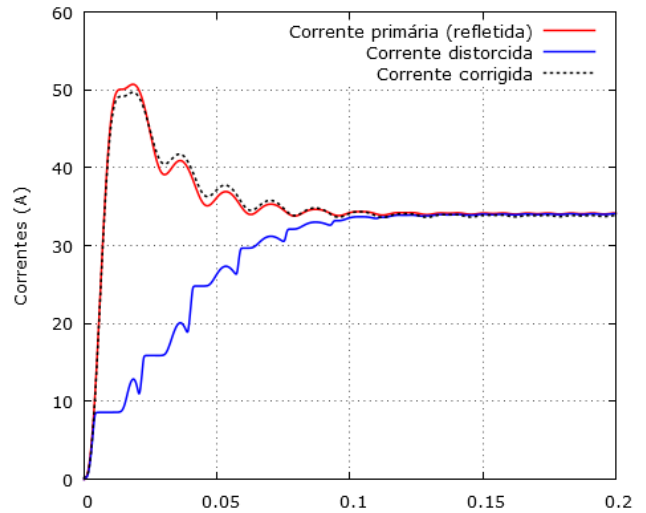


Figura 5.25 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

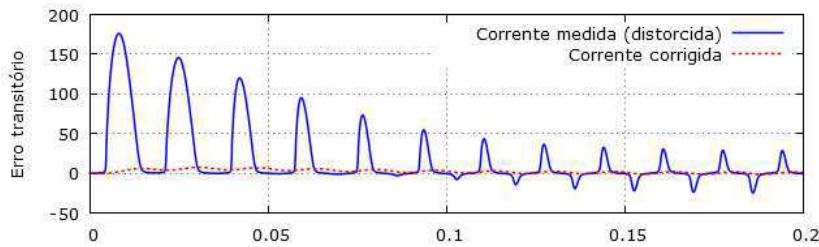


Figura 5.26 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

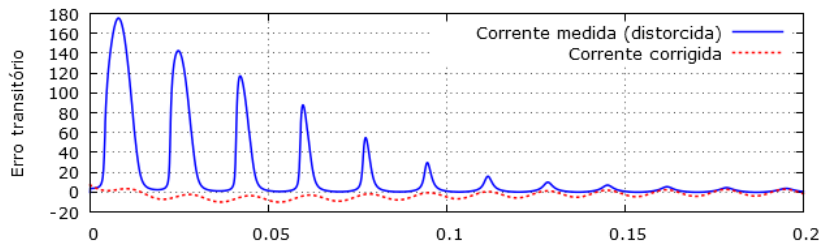


Figura 5.27 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

5.3.2 Correção da Saturação Baseada na Estimação de Parâmetros

Na Figura 5.28 estão ilustrados os valores RMS da corrente secundária distorcida e corrigida, bem como da primária refletida. Observa-se uma boa aproximação do sinal de corrente. O erro transitório percentual máximo, para o caso em que o TC tem um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$, foi de 1,89%. Como ocorre com outras metodologias, o erro máximo verifica-se nos primeiros ciclos, estabilizando-se em valores abaixo de 2% em regime permanente.

Para caso no qual o TC tem um *burden* de $Z = 1 + j1 \Omega$ o sinal corrigido, representado pelo seu valor RMS, aproxima-se do esperado conforme a Figura 5.29. O

erro transitório percentual para este caso foi de 2,74 % e ocorre durante o primeiro meio ciclo, estabilizando-se abaixo de 2% em regime permanente.

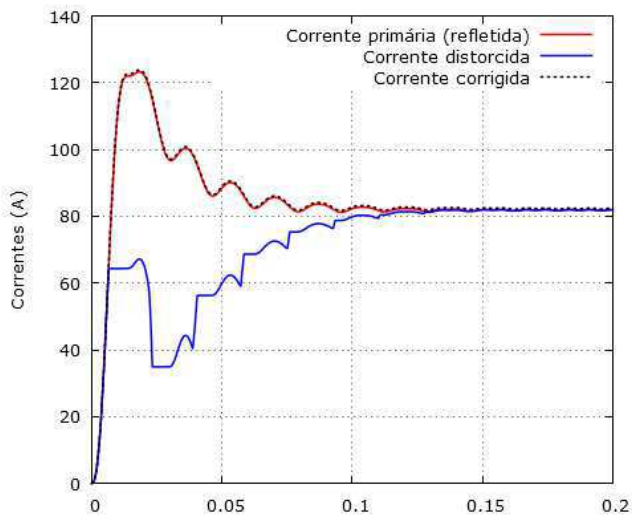


Figura 5.28 – Correntes RMS ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

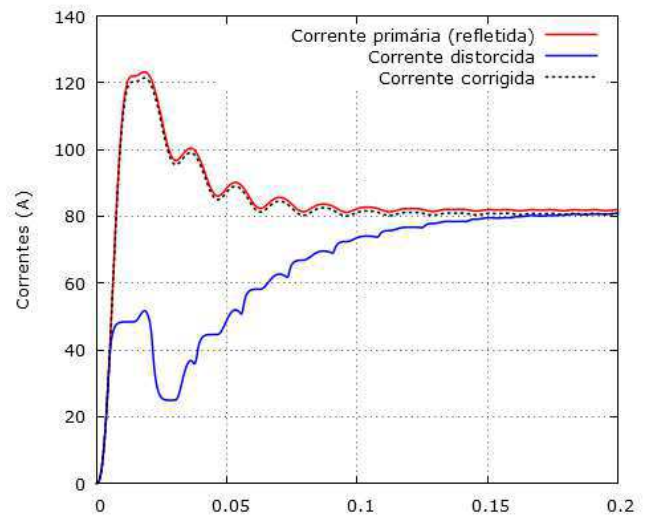


Figura 5.29 – Correntes RMS ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

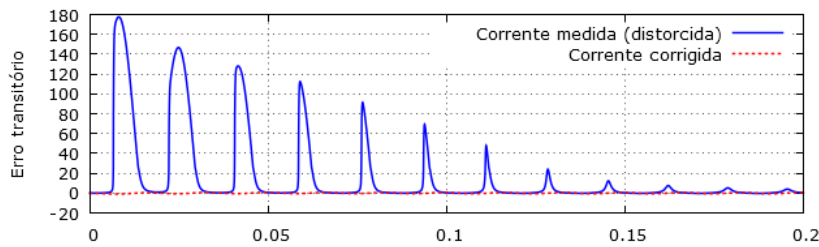


Figura 5.30 – Erro transitório ($Z = 1+j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

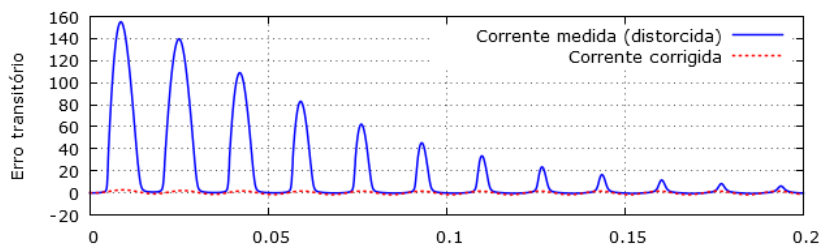


Figura 5.31 – Erro transitório ($Z = 1+j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Para o TC com um *burden* de $Z = 2 + j0,7 \Omega$ observou-se que o sinal corrigido, apresentou um desempenho razoável (Figura 5.32). O erro transitório percentual para este caso foi de 16,42 % e ocorre durante o primeiro meio ciclo. A forma de onda estimada aproxima-se do esperado e, para este caso, o erro transitório é máximo nos ciclos iniciais onde a saturação é mais significativa, estabilizando-se novamente abaixo de 2% em regime permanente.

Por fim, considerou-se uma falta aplicada a 43 km do barramento emissor, e TC com um *burden* de $Z = 2 + j0,3 \Omega$ e remanência de 80% (Figura 5.33). O sinal

corrigido apresentou um erro transitório máximo de 15,75%. Quando são utilizadas amostras de duas regiões não saturadas consecutivas, consegue-se efetuar uma melhor estimativa em detrimento da não correção do primeiro ciclo distorcido, aumentando o erro transitório.

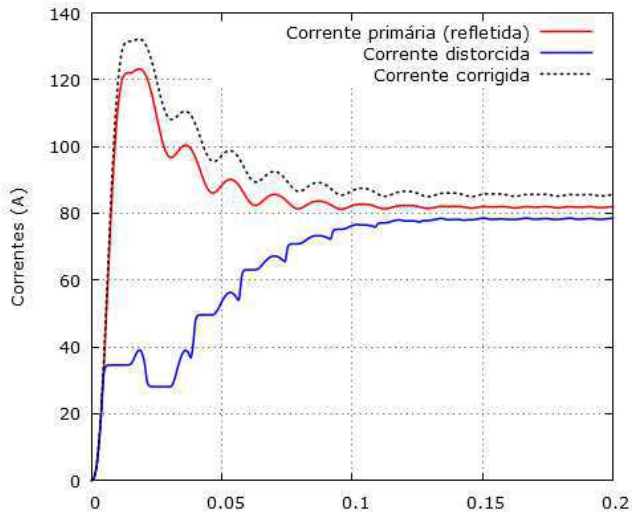


Figura 5.32 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

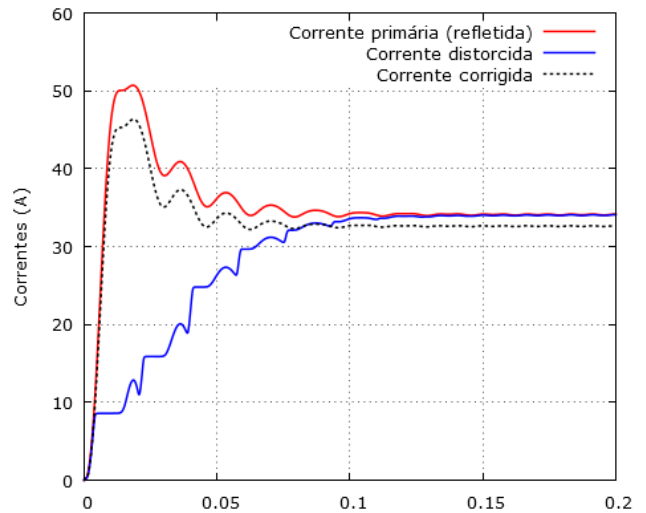


Figura 5.33 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

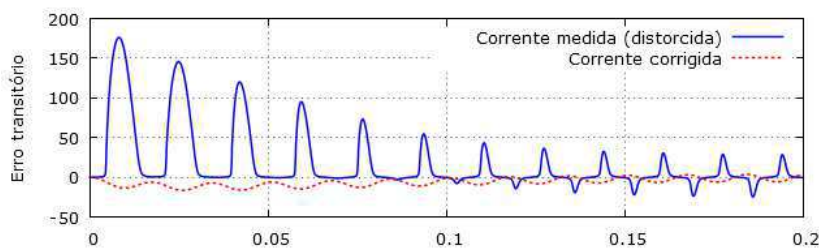


Figura 5.34 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

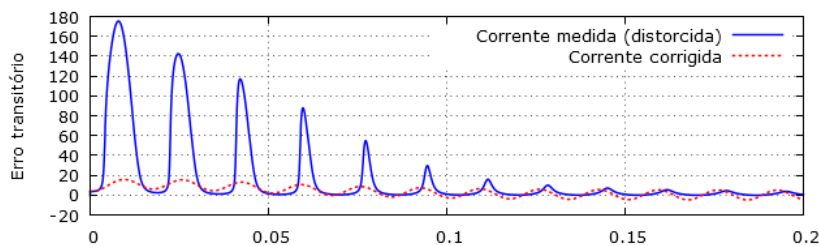


Figura 5.35 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

5.3.3 Correção da Saturação Baseada no Método de LM

Considerando o TC com um *burden* de $Z = 1 + j0 \Omega$ os resultados para a correção pelo algoritmo proposto podem ser visualizados na Figura 5.36. Conforme se vê, a forma de onda de corrente é muito próxima da ideal, com um erro transitório

máximo percentual de 2%. Observou-se também, que o erro é máximo nos instantes iniciais da falta, e estabiliza-se em um valor em torno de 0,7%.

Para um *burden* de $Z = 1 + j1 \Omega$ a corrente secundária corrigida novamente aproxima-se muito da corrente original (Figura 5.37). Para esta simulação, o erro transitório máximo foi de apenas 1,74%, o que representa uma boa estimativa da corrente esperada. O erro máximo ocorreu nos instantes iniciais onde a distorção é mais pronunciada, estabilizando-se em torno de 0,6%.

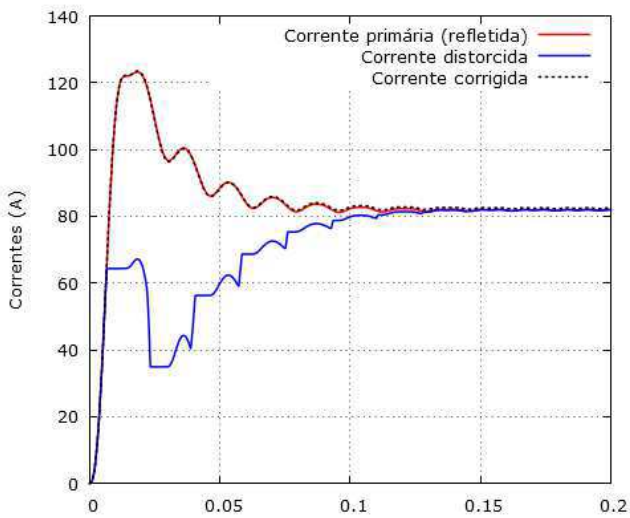


Figura 5.36 – Correntes RMS ($Z = 1 + j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

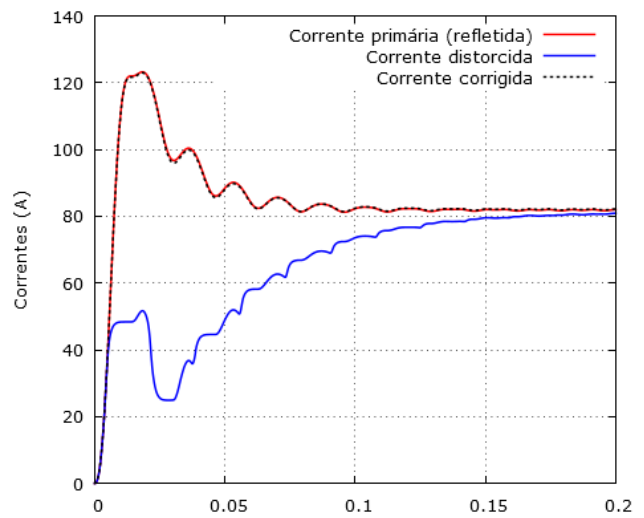


Figura 5.37 – Correntes RMS ($Z = 1 + j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

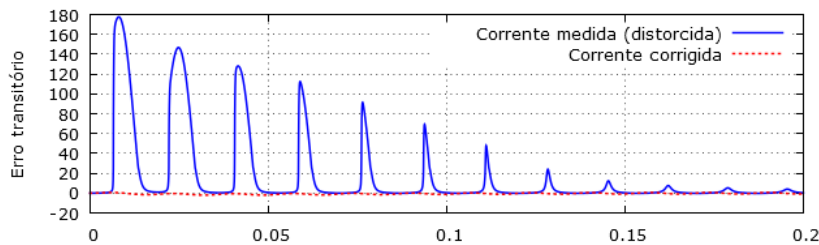


Figura 5.38 – Erro transitório ($Z = 1 + j0 \Omega$) (fonte: autoria própria).

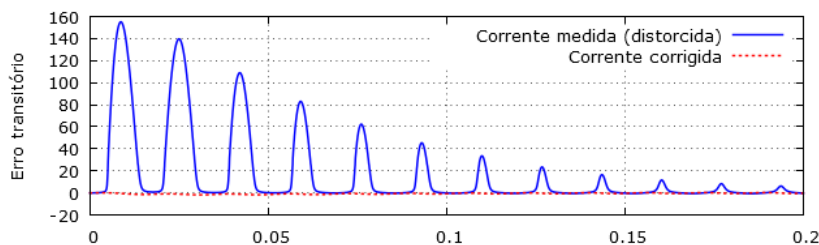


Figura 5.39 – Erro transitório ($Z = 1 + j1 \Omega$) (fonte: autoria própria).

Para o TC com um *burden* de $Z = 2 + j0,7 \Omega$ a corrente secundária corrigida aproximou-se da corrente original (Figura 5.40). Para esta simulação o erro transitório

máximo foi de 1,56%, o que representa uma boa estimativa da corrente original. O erro máximo ocorreu nos instantes iniciais estabilizando-se em torno de 0,6%.

Por fim, considerando uma falta aplicada a 43 km do barramento emissor e TC com *burden* de $Z = 2 + j0.3 \Omega$ e remanência de 80%, o erro transitório máximo foi de 6,21%, o que representa uma boa estimativa para a técnica de correção proposta. A corrente secundária corrigida aproximou-se da corrente esperada, conforme mostrado na Figura 5.41. Observou-se que existe uma pequena diferença de amplitude no valor RMS da corrente estimada, devido à quantidade reduzida de amostras da primeira região não saturada utilizadas na estimação e que ocasionaram a imprecisão na estimação dos parâmetros da equação da forma de onda. O erro máximo ocorreu nos instantes iniciais onde a distorção é mais pronunciada, estabilizando-se em torno de 0,81%.

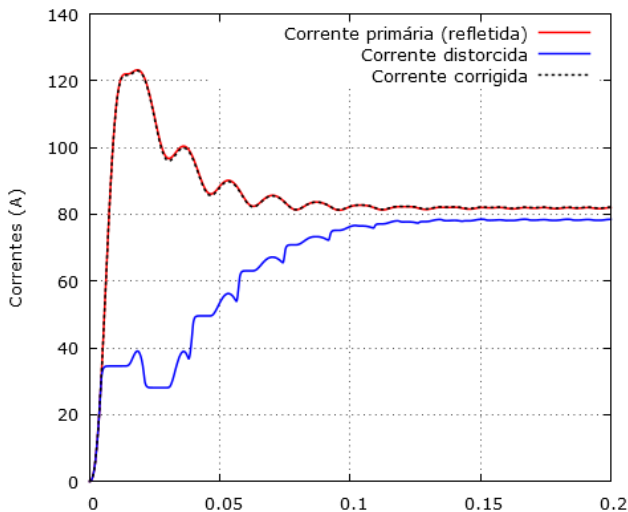


Figura 5.40 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

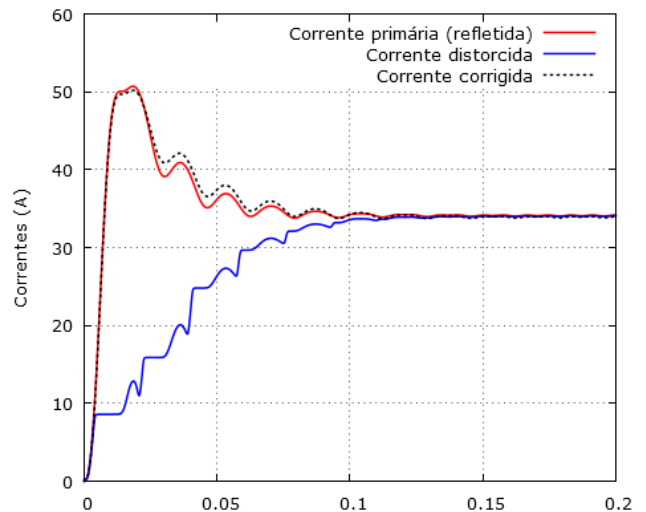


Figura 5.41 – Correntes RMS ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

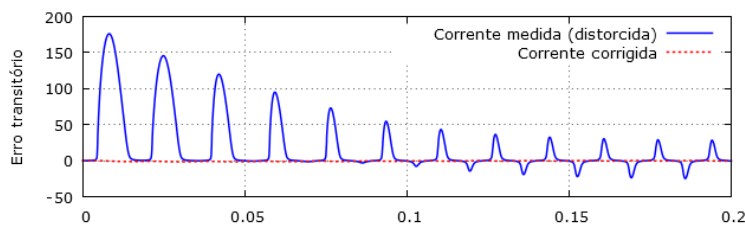


Figura 5.42 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,7 \Omega$) (fonte: autoria própria).

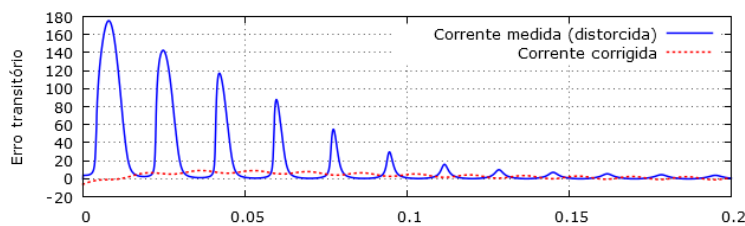


Figura 5.43 – Erro transitório ($Z = 2 + j0,3 \Omega$) (fonte: autoria própria).

5.4 Considerações Finais

Para as técnicas de detecção, constatou-se que a maioria delas mostrou-se satisfatória na detecção dos trechos saturados, muito embora algumas observações devam ser feitas. Observou-se que algumas técnicas de detecção baseadas em funções diferenças podem não detectar corretamente o instante final de saturação. Isto se deve ao fato de que, em algumas situações, a transição entre as regiões saturada e não saturada pode se dar de forma suave, sobretudo nos casos em que o *burden* do TC tem uma componente indutiva.

Conforme já apresentado, os indutores tem a característica de se oporem à variações bruscas na magnitude da corrente, suavizando a transição da região saturada para a não saturada. Esta suavização pode fazer com que os algoritmos baseados em funções diferença não produzam pulsos suficientemente grandes para superar o *threshold*, não sendo possível a detecção do término de uma região saturada. Contudo, este fato, verificado em algumas simulações para os algoritmos baseados na derivada da corrente secundária (CHOTANI *et al.*, 2013) e em funções diferença (KANG *et al.*, 2004), não representou um problema significativo, visto que as principais regiões saturadas foram corretamente detectadas e delimitadas, permitindo assim a aplicação de uma técnica de correção da saturação.

Quanto às técnicas de correção, observou-se que todas apresentaram resultados satisfatórios para as simulações realizadas. O erro transitório máximo constatado ocorreu para a metodologia baseada na estimação de parâmetros (LI *et al.*, 2002), que ficou em 15,2%. Por outro lado a metodologia baseada na estimação de parâmetros por meio da técnica de LM apresentou os melhores resultados, alcançando um erro mínimo de apenas 1,56% e um erro máximo de 6,21%. As demais técnicas apresentaram erros variando entre 3% e 16%, o que representa como bons resultados.

A Tabela 5.3 apresenta resultados de simulações adicionais para o TC com um *burden* variável, remanência de 0% e 50% para faltas monofásicas à 5 e 43 km de distância do barramento emissor. Os resultados apresentados confirmam a eficácia do método de LM, que apresentou os menores erros absolutos.

Portanto, a aplicação de uma técnica de correção em conjunto com uma de detecção é bastante útil, pois permite que sejam usadas amostras de corrente de uma ou mais regiões não saturadas para, após a utilização em uma técnica de correção, a

obtenção de novas amostras de corrente para os trechos saturados, reduzindo os erros no sinal de corrente distorcido.

Tabela 5.3 – Quadro resumo de resultados

PAN <i>et al.</i> (2004)					
Distância (km)	<i>Burden</i>		Remanência	Erro Máximo	Erro Mínimo
	R	X			
5	1	0	0%	177,63	3,27
	1	1		155,18	4,47
	2	0,7		176,16	7,54
43	2	0,3	50%	175,38	7,30
LI <i>et al.</i> (2002)					
5	1	0	0%	177,63	1,89
	1	1		155,18	2,74
	2	0,7		176,16	16,42
43	2	0,3	50%	175,38	15,75
Levenberg-Marquardt					
5	1	0	0%	177,63	2,00
	1	1		155,18	1,74
	2	0,7		176,16	1,56
43	2	0,3	50%	175,38	6,21

CAPÍTULO 6

SIMULAÇÕES E RESULTADOS II

Neste Capítulo serão apresentados os resultados de simulações no RTDS. O sistema primário, descrito no Capítulo 5, foi implementado no RTDS e foram simuladas faltas monofásicas, bifásicas e trifásicas. As amostras dos sinais de corrente obtidas foram exportadas para o formato COMTRADE (IEEE Std C37.111-1991, 1999) e processadas *off-line*, no MATLAB, pelos algoritmos de detecção e correção implementados.

6.1 Avaliação das Técnicas de Detecção e Correção em Saturação no RTDS

Nas simulações usou-se um modelo de TC próprio da biblioteca RSCAD, no qual foram configurados dez pontos da curva de saturação e ajustado os parâmetros intrínsecos, tais como: resistência dos enrolamentos, área da seção reta, comprimento médio do caminho magnético, etc., conforme as especificações dispostas na Tabela 5.2.

A Figura 6.1 mostra os controles da lógica de falta implementada no RTDS. Para aplicar uma falta, basta selecionar o tipo, conforme ajustes das chaves e pressionar o botão vermelho para aplicar a falta. Ainda é possível ajustar a duração o ângulo de incidência e a distância até o ponto de falta (em percentual).

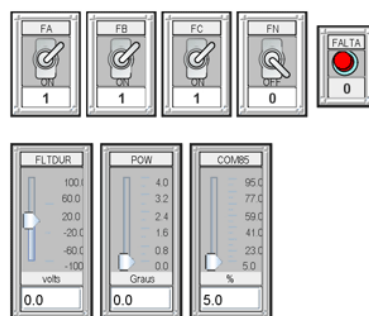


Figura 6.1 – Controles de ajuste da simulação no RTDS (fonte: autoria própria).

Os resultados apresentados nesta seção referem-se às faltas monofásicas (fase-terra), considerando um TC com remanência de 0% e 50% e ângulo de incidência de 0°. Todos os demais parâmetros estão de acordo com os especificados para a simulação no algoritmo do MATLAB. A metodologia de correção da saturação foi realizada pela estimativa de parâmetros por meio do algoritmo de LM. Resultados adicionais para

simulações em outras condições de falta são apresentados sob a forma de tabela no fim do capítulo.

6.1.1 Falta Monofásica à 22 km e *burden* de $Z = 3 + j0,2 \Omega$

Os resultados da simulação, considerando o TC com uma remanência de 0%, estão mostrados na Figura 6.2. Observa-se pela representação das correntes em seus valores RMS, que a forma de onda corrigida aproximou-se bastante do seu valor esperado. Para este caso, o erro transitório máximo obtido foi de 6,12% e ocorre nos instantes iniciais da falta, estabilizando-se em aproximadamente 2%. Os parâmetros da equação que descreve a forma de onda de corrente secundária foram obtidos a partir de um conjunto de amostras obtidas do primeiro trecho não saturado, de forma a possibilitar a correção desde o primeiro ciclo.

Considerando agora as mesmas condições de falta, porém para o TC com uma remanência de 50%, observou-se que não foi possível obter uma boa estimação usando apenas as amostras do primeiro trecho não saturado. Como a remanência contribui para uma saturação precoce do núcleo, muito poucas amostras da primeira região não saturada estão disponíveis para estimação e, como consequência, a qualidade da estimação é comprometida. Observou-se que o erro transitório máximo foi de 41,35% para estimação com amostras da primeira região não saturada. Na Figura 6.3 estão ilustrados os valores RMS das correntes primária, secundária distorcida e corrigida obtidas.

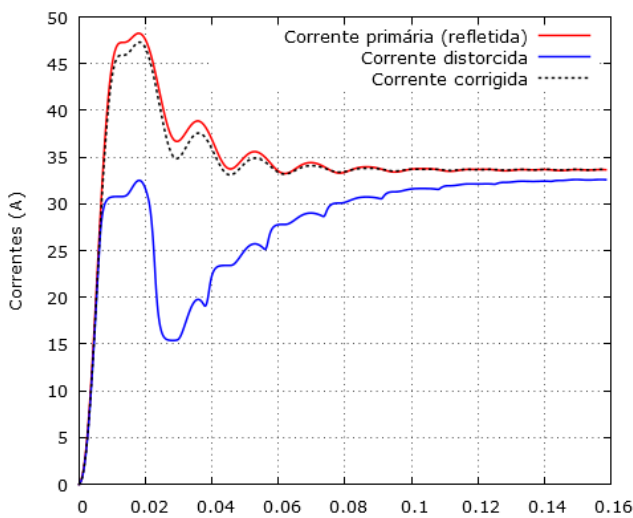


Figura 6.2 – Correntes RMS (remanência 0%) (fonte: autoria própria).

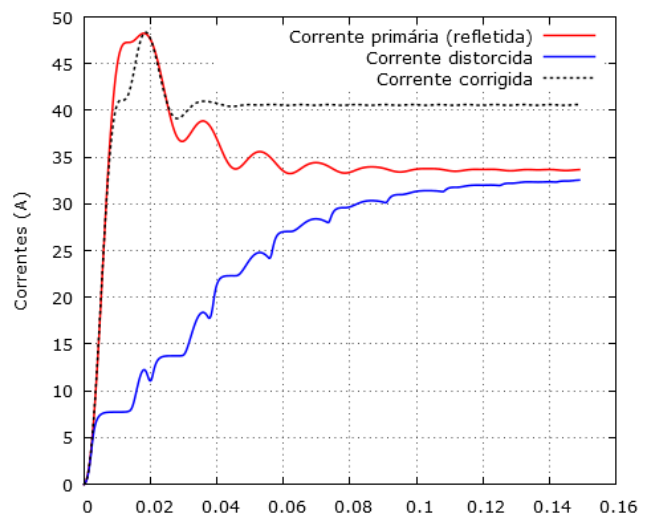


Figura 6.3 – Correntes RMS (remanência 50%) (fonte: autoria própria).

Para contornar este problema, pode-se usar amostras de uma segunda região não saturada, imediatamente após a detecção do primeiro trecho saturado. No caso, os resultados obtidos foram melhorados conforme mostrado na Figura 6.4. Para esta situação, o erro transitório máximo obtido foi de 8,38%. Embora reduzido, o erro ainda é alto, devido ao fato de não ser possível a correção do primeiro trecho não saturado, uma vez que foram necessárias amostras de duas regiões “sadias” da forma de onda de corrente.

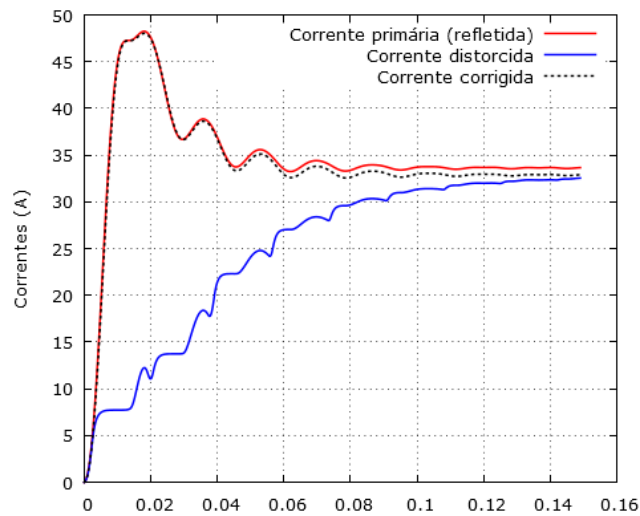


Figura 6.4 – Correntes RMS (remanência 50%) (fonte: autoria própria).

6.1.2 Falta Bifásica à 22 km e *burden* de $Z = 3 + j0,2 \Omega$

Os resultados para a simulação considerando o TC com uma remanência de 0% podem ser visualizados na Figura 6.5. Para esta simulação, o erro transitório percentual observado foi de 5,2% e ocorre nos instantes iniciais da falta. Foram utilizadas amostras da primeira região não saturada e o método convergiu em 14 iterações. As formas de onda de corrente distorcida e corrigida conforme se vê, no segundo trecho a saturação é bastante acentuada e permanece evidente por pelo menos, mais seis ciclos. O valor RMS da corrente secundária foi bastante reduzido nos instantes iniciais, por outro lado, a corrente corrigida aproxima-se do valor ideal, minimizando os erros decorrentes da saturação.

Considerando agora o caso no qual o TC apresenta uma remanência de 50%, observou-se que a corrente corrigida representa uma boa aproximação para corrente secundária esperada (Figura 6.6). Para esta simulação o erro transitório percentual máximo obtido foi de 4,17% e foi registrado para os primeiros ciclos de observação da

falta. Novamente, verificou-se que a saturação se inicia muito precocemente devido à remanência do núcleo do TC.

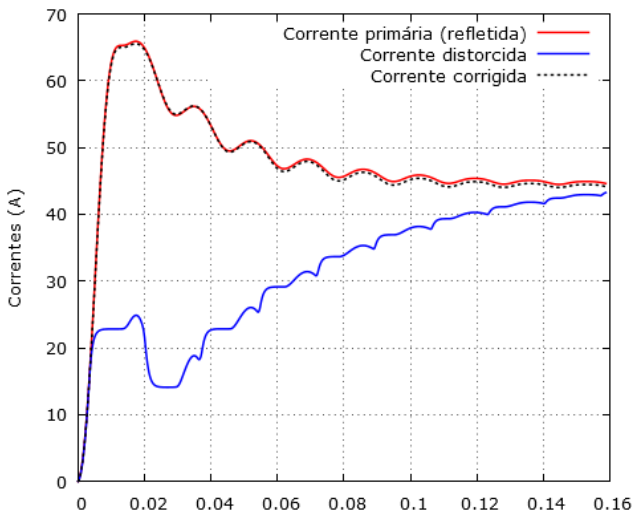


Figura 6.5 – Correntes RMS (remanência 0%) (fonte: autoria própria).

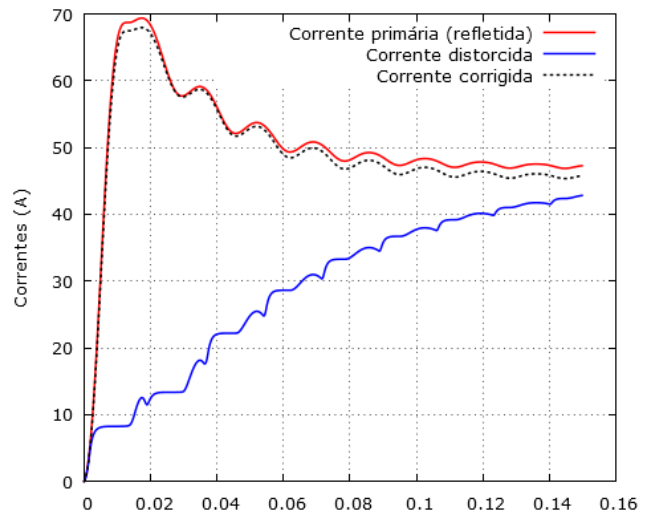


Figura 6.6 – Correntes RMS (remanência 50%) (fonte: autoria própria).

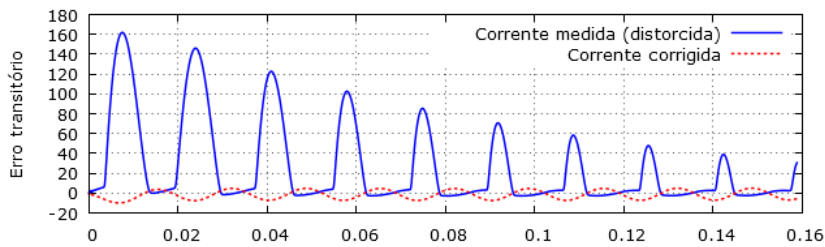


Figura 6.7 – Erro transitório (remanência de 0%) (fonte: autoria própria).

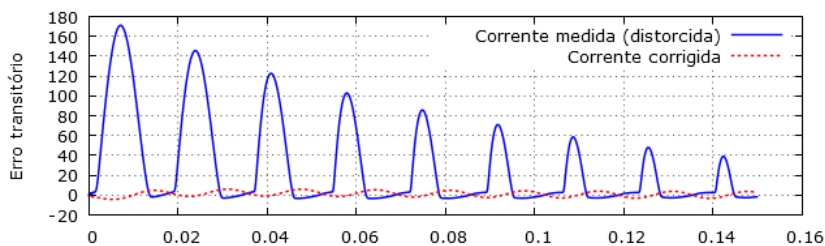


Figura 6.8 – Erro transitório (remanência de 50%) (fonte: autoria própria).

6.1.3 Falta Trifásica à 22 km do Barramento Emissor e *burden* do TC de $Z = 3 + j0,2 \Omega$

Na Figura 6.9 estão ilustrados os resultados da simulação, considerando o TC com uma remanência de 0%. Observa-se que a forma de onda corrigida aproxima-se do seu valor esperado. Para este caso, o erro transitório máximo obtido foi de 8,48% e ocorre nos instantes iniciais da falta. Contudo, uma pequena diferença de entre os valores RMS das correntes corrigida e primária refletida ao secundário foi observada. Esta diferença

deve-se aos erros do processo de estimação que tem sido verificado em outros casos simulados e se deve à baixa quantidade de amostras de correntes obtidas para a estimação dos parâmetros.

Para o caso em que o TC apresenta remanência de 50%, novamente não foi possível efetuar a estimação a partir do primeiro ciclo. Como a saturação inicia-se precocemente, a quantidade de amostras disponíveis para estimação é reduzida e faz-se necessário o uso de amostras de uma segunda região não saturada. O erro transitório percentual máximo foi de 4.56% e ocorreu nos instantes iniciais da falta. Na Figura 6.10 estão ilustradas as correntes primária, corrigida e distorcida em seus valores RMS, onde se observa a boa aproximação da corrente corrigida.

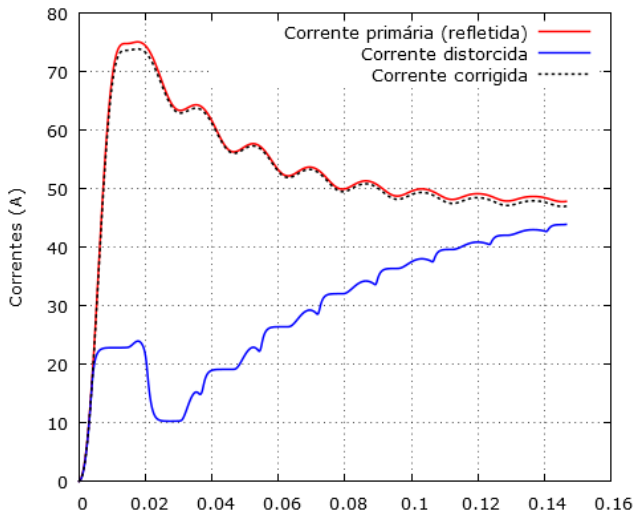


Figura 6.9 – Correntes RMS (remanência 0%) (fonte: autoria própria).

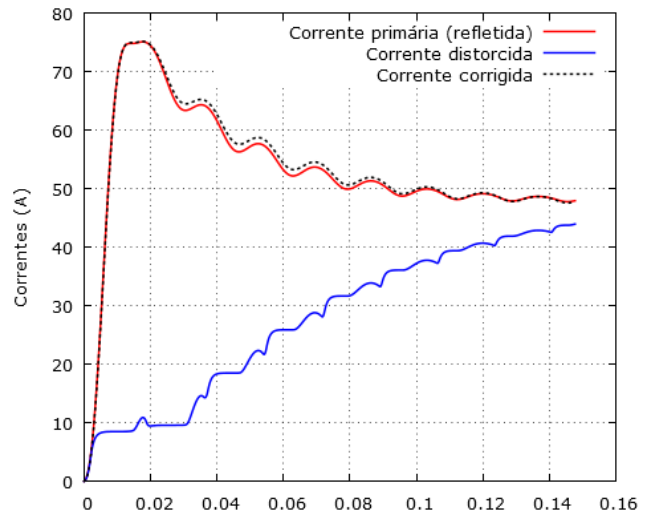


Figura 6.10 – Correntes RMS (remanência 50%) (fonte: autoria própria).

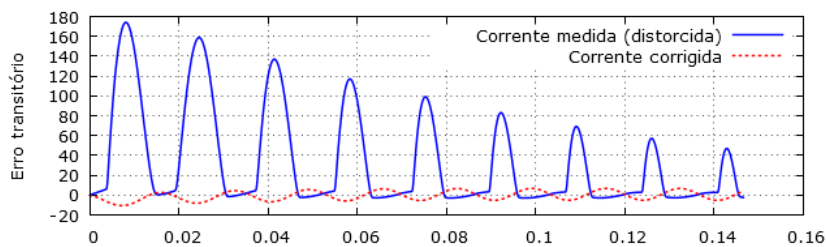


Figura 6.11 – Erro transitório (remanência de 0%) (fonte: autoria própria).

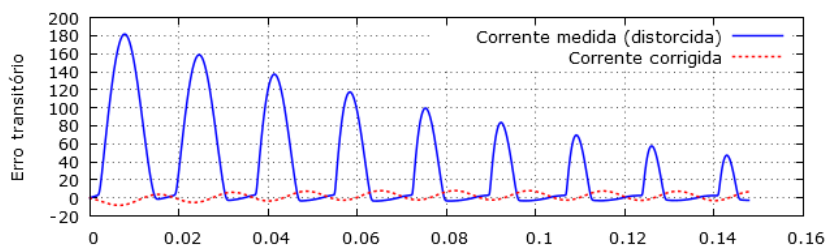


Figura 6.12 – Erro transitório (remanência de 50%) (fonte: autoria própria).

6.2 Resultados de Simulações Adicionais

Foram avaliadas outras técnicas de detecção e correção nas simulações efetuadas no RTDS e os resultados são comentados agora.

Observou-se que as técnicas de detecção baseadas em funções diferença podem apresentar certo comprometimento na detecção dos instantes finais dos trechos saturados. Isto ocorre porque as funções diferença são sensíveis às descontinuidades da forma de onda, apresentando picos significativos nestes pontos. Contudo, quando se verifica distorção e área de passagem suave entre os trechos saturados e não saturados os filtros diferenciadores não geram os picos necessários para ultrapassar o *threshold*, não sendo possível identificar o instante final de um trecho saturado.

As Tabelas 6.1, 6.2 e 6.3 apresentam os resultados de simulações de faltas monofásicas para a terra (1FT), bifásicas para a terra (2FT) e simétricas (3F), para os dois algoritmos discutidos neste trabalho, bem como para o algoritmo de detecção baseado na técnica de estimação de parâmetros por LM. Como é possível observar, os resultados para a correção baseada em estimação de parâmetros apresentaram os maiores erros.

Tabela 6.1 – Resultados para Correção Baseada em Ajuste de Curva

Tipo de Falta	Distância (km)	Ângulo (graus)	<i>burden</i> (Ω)		Remanência	Erro Máximo	Erro Regime
			R	X			
1FT	22	0°	3	1	0%	10,87%	8,28%
	22	0°	3	1	50%	23,41%	9,84%
	43	0°	3	1	0%	9,78%	8,69%
	43	0°	3	1	50%	29,46%	12,29%
2FT	22	0°	3	1	0%	7,73%	7,17%
	22	0°	3	1	50%	7,46%	5,49%
	43	0°	3	1	0%	9,21%	9,21%
	43	0°	3	1	50%	9,49%	7,27%
3F	22	0°	3	1	0%	8,74%	7,84%
	22	0°	3	1	50%	9,63%	9,14%
	43	0°	3	1	0%	9,85%	9,47%
	43	0°	3	1	50%	11,38%	9,91%

A Tabela 6.2 mostra os resultados para a correção das distorções pelo algoritmo baseado em Estimação de Parâmetros. O erro máximo obtido para esta metodologia foi de 15% e corresponde à um caso de falta bifásica na qual o TC apresenta uma remanência de 0%. Para faltas monofásicas e simétricas a precisão do algoritmo variou pouco e permaneceu em torno de 12%.

Tabela 6.2 – Resultados para Correção Baseada em Estimação de Parâmetros

Tipo de Falta	Distância (km)	Ângulo (graus)	<i>Burden</i> (Ω)		Remanência	Erro Máximo	Erro Regime
			R	X			
1FT	22	0°	3	1	0%	11,92%	6,06%
	22	0°	3	1	50%	13,71%	7,59%
	43	0°	3	1	0%	11,66%	6,55%
	43	0°	3	1	50%	13,55%	7,86%
2FT	22	0°	3	1	0%	13,37%	8,99%
	22	0°	3	1	50%	8,02%	5,98%
	43	0°	3	1	0%	15,01%	7,44%
	43	0°	3	1	50%	11,97%	7,48%
3F	22	0°	3	1	0%	12,99%	7,96%
	22	0°	3	1	50%	11,11%	6,17%
	43	0°	3	1	0%	13,22%	7,55%
	43	0°	3	1	50%	12,05%	7,09%

Os resultados obtidos para a metodologia proposta apresentaram os menores erros para as diversas condições de falta simuladas. A Tabela 6.3 mostra o conjunto de resultados obtidos para um TC com ou sem remanência. Verifica-se que o menor erro obtido é de 3,65% para uma falta bifásica à 43 km do barramento emissor e o TC com uma remanência de 50%.

Tabela 6.3 – Resultados para Correção Baseada no Método de LM

Tipo de Falta	Distância (km)	Ângulo (graus)	<i>burden</i> (Ω)		Remanência	Erro Máximo	Erro Regime
			R	X			
1FT	22	0°	3	1	0%	6,12%	5,92%
	22	0°	3	1	50%	8,31%	6,29%
	43	0°	3	1	0%	6,71%	6,69%
	43	0°	3	1	50%	9,75%	6,75%
2FT	22	0°	3	1	0%	6,67%	4,64%
	22	0°	3	1	50%	3,60%	2,26%
	43	0°	3	1	0%	5,11%	4,66%
	43	0°	3	1	50%	5,46%	3,65%
3F	22	0°	3	1	0%	6,03%	4,57%
	22	0°	3	1	50%	6,16%	2,07%
	43	0°	3	1	0%	7,69%	5,39%
	43	0°	3	1	50%	5,28%	3,73%

6.3 Considerações Finais

Observou-se nas simulações por meio do RTDS que em algumas situações os trechos correspondentes à transição de uma região saturada para uma região não saturada apresentam uma suavização suficiente para a não sensibilização dos filtros

diferenciadores. Em tais regiões, e a menos dos instantes iniciais, todos os algoritmos foram incapazes de detectar os instantes finais de saturação.

Outra desvantagem, relativamente a detecção do instante final de saturação, reside no fato de que após a finalização do processo de estimação dos parâmetros, a técnica implementada produziria novas amostras apenas para o trecho saturado, delimitado pelo algoritmo de detecção e usaria amostras da próxima região não saturada para uma nova estimação (na qual as estimativas iniciais seriam os coeficientes obtidos na estimação anterior) acelerando o processo de correção e reduzindo ainda mais os erros. O recomendável é que este procedimento repita-se por no máximo três ciclos, onde então já se teria uma precisão suficiente para obter amostras do sinal de corrente para todo o resto do intervalo transitório.

Por fim, observou-se que a precisão e a velocidade da estimação são fatores dependentes da quantidade de amostras utilizadas no processo de estimação. Quanto maior for o número de amostras utilizadas pelo método, maior será a precisão e, conseqüentemente, maior será o tempo de processamento e a carga computacional requerida, uma vez que esta quantidade está ligada à ordem das matrizes para o cálculo dos parâmetros.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

7.1 Conclusões

De modo geral, observou-se que as técnicas avaliadas apresentam um desempenho satisfatório, quanto à detecção dos trechos saturados para os sinais de corrente, ao serem analisadas com base em simulações numéricas utilizando o *software* MATLAB[®]. Contudo, constatou-se que os esquemas baseados na segunda e terceira funções diferença podem não ser eficazes para identificar o estágio final de saturação do transformador de corrente, principalmente em casos de baixos níveis deste fenômeno, conforme simulações realizadas no RTDS, onde foram constatadas variações importantes nos índices de detecção para níveis distintos de saturação.

Observou-se ainda que, para faltas em que o *burden* do transformador é predominantemente resistivo, as discontinuidades relativas aos pontos de transição entre as regiões não-saturada e saturada são bem mais pronunciadas, o que resulta em pulsos significativos nos índices de detecção naqueles pontos. Por outro lado, estas discontinuidades são suavizadas proporcionalmente à significância da componente indutiva do *burden*, sendo minimizadas nos pontos que caracterizam os instantes finais dos trechos de saturação.

Foi também verificado que as propostas baseadas em funções diferença não foram capazes de detectar o último trecho saturado, para algumas simulações típicas, sem contudo comprometer significativamente a eficácia de sua utilização.

As técnicas baseadas em filtros diferenciadores e no desvio padrão entre pares de amostras funcionaram adequadamente para resoluções do algoritmo simulador de faltas, sendo capazes de detectar corretamente os trechos saturados, mesmo nos casos em que o *burden* apresentava uma componente fortemente indutiva, a menos tão somente, de um ajuste no limiar de detecção.

No que concerne aos procedimentos de correção, o ajuste pelo método dos mínimos quadrados e a técnica de estimação de parâmetros analisados com base em trabalhos afins, estão associados diretamente à adoção de pontos de referência, bem como, da identificação das distorções da forma de onda da corrente secundária, as quais,

por sua vez, dependem necessariamente do conhecimento de condições iniciais relativamente aos trechos saturados.

As metodologias para correção por mínimos quadrados mostraram-se dependentes do número de pontos envolvidos na determinação dos parâmetros característicos do sinal. A utilização de amostras do primeiro trecho não saturado acarreta bons resultados, mostrando-se viável para aplicação em tempo real. Por outro lado, configurou-se um maior erro transitório da correção quanto maior for a severidade e duração dos intervalos de saturação. Para aplicação utilizando amostras de mais de um trecho distorcido consecutivo, constatou-se um erro transitório menor, garantindo boa qualidade à correção, no entanto tal aplicação apresenta atraso equivalente ao intervalo de saturação mais cinco amostras.

Por outro lado e no que diz respeito à análise sob as mesmas condições simuladas, vale destacar o desempenho da proposta fundamentada no método de Levenberg-Marquardt. Para as condições analisadas, a implementação desta técnica evidenciou uma boa precisão para a correção dos trechos saturados, apresentando baixa intensidade nos erros transitórios durante a correção, garantindo assim, uma melhoria considerável no tratamento dos sinais distorcidos, desempenho este verificado tanto para os resultados obtidos por simulação numérica, via MATLAB, quanto por meio do RTDS.

A implementação de métodos numéricos em Controladores Digitais de Sinais (DSC) para aplicações em tempo real, deve ser avaliada sob vários aspectos; principalmente no que diz respeito à carga computacional, tempo de processamento e custo de memória dentre outros, no sentido de garantir um desempenho consistente e consoante com tal objetivo. Desse modo, a técnica com base no algoritmo de Levenberg-Marquardt mostrou-se adequada e satisfatória para os diversos casos simulados e analisados, cujas razões deve-se essencialmente ao fato de que:

- i. A matriz Hessiana é aproximada por uma matriz positiva definida, dada por μI , em que $\mu \geq 0$. A direção de busca é calculada por meio do sistema linear dado em (3.38), envolvendo tão somente a função original e o vetor gradiente;
- ii. Em segundo lugar e em termos de eficácia computacional, se em um dado passo intermediário for constatado que não há melhoria no valor da função custo, não se faz necessário recalculá-lo o vetor gradiente no ponto correspondente. Ao invés disso, ajusta-se o parâmetro μ e o algoritmo evolui normalmente, reduzindo o custo operacional;

Outros fatores respondem pelo bom desempenho da técnica apresentada frente às demais estudadas, destacando-se a rápida convergência do método para a maioria dos casos analisados, isto porque a estimação é realizada dentro da primeira ou segunda região não saturada, ocorrida após o início da falta, gerando respostas rápidas com no máximo um ciclo de atraso. Por outro lado, o processo de correção mostrou-se também pouco sensível às características do TC, o que lhe confere uma capacidade de funcionamento sob amplas condições de utilização.

7.2 Sugestões para Futuros Trabalhos

Como forma de dar continuidade ao trabalho aqui apresentado, sugere-se os seguintes temas:

- Programação dos algoritmos de detecção e correção em um DSC (Controlador Digital de Sinal) e sua posterior avaliação em termos de precisão e tempo de resposta com vistas à aplicação em tempo real;
- Avaliação do algoritmo de correção proposto em conjunto com técnicas de detecção que usam abordagens como *Wavelet* ou Redes Neurais;
- Avaliar o desempenho das metodologias de detecção e correção em sistemas reais (testes de campo).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARENALES, S., DAREZZO, A.; Cálculo numérico: Aprendizagem com apoio de software. São Paulo: Thomson Learning, 2008;
- BARROSO, L. C. *et al.* Cálculo numérico (com aplicações). 2. ed. São Paulo: Harbra, 1987;
- BRADLEY, D. A., GRAY, G. B., O'KELLY, D.; Transient Compensation of Current Transformers. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 97, n° 4, pp. 1264-1271, 1978;
- CHAPRA, S. C., CANALE, R. P.; Numerical methods for engineers. McGraw-Hill. 6a edição. New York, 2010;
- CHOTHANI, N. G., BHALJA, B. R.; New algorithm for current transformer saturation detection and compensation based on derivatives of secondary currents and Newton's backward difference formulae. IET Generation, Transmission and Distribution. ISSN: 1751-8687, Novembro 2013;
- COELHO, A. L. M.; Análise da resposta transitória de transformadores de corrente de proteção e seu impacto em relés de sobrecorrente numéricos. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2011;
- CLÁUDIO, D. M., MARINS, J. M.; Cálculo numérico computacional: teoria e prática. São Paulo: Atlas, 1989;
- CONNER, E. E., WENTZ, E. C., ALLEN, D. W.; Methods for Estimating Transient Performance of Practical Current Transformers for Relaying. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 94, n° 1, pp. 116-122, Janeiro 1975;
- DASHTI, H., PASAND, M. S., DAVARPANAH, M.; Current Transformer Saturation Detectors for Busbar Differential Protection. Proceedings of the 42nd International Universities Power Engineering Conference, pp. 338-343, Brighton, UK, 2007;
- EL-AMIN, I. M., AL-ABBAS, N. H.; Saturation of current transformers and its impact on digital overcurrent relays, Proc. of the IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, 1-6, Caracas, Venezuela, 2006;
- ESMAIL, E., ELKALASHY, N., KAWADY, T., *et al.*; Detection of Partial Saturation and Waveform Compensation of Current Transformers. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PP, Issue 99, 2014;

GUERRA, F. C. F., MOTA, W.; Current Transform Model. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 22, n. 1, p. 187-194, 2007;

HE, Q., LI, M. S., JI, T. Y., *et al.*; Identification of current transformers saturation intervals using morphological gradient and morphological decomposition. IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2013;

HOOSHYAR, A., SANAYE-PASAND, M., EL-SAADANY, E. F.; CT Saturation Detection Based on Waveshape Properties of Current Difference Functions. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 28, Issue 4, 2013;

HONG, Y. Y., WEI, D. W.; Compensation of Distorted Secondary Current Caused by Saturation and Remanence in a Current Transformer. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 25, n° 1, pp. 47-54, Janeiro 2010;

IEEE Std C37.110-2007. IEEE Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes. Maio 2008;

IEEE Std C57.13-1993. IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers. Junho 1993;

KANG, Y. C., LIM, U. J., KANG, S. H., CROSSLEY, P. A.; Compensation of the Distortion in the Secondary Current Caused by Saturation and Remanence in a CT. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 19, n° 4, pp. 1642-1649, Outubro 2004b;

KANG, Y. C., OK, S. H., KANG, S. H.; A Novel CT Saturation Detecting Algorithm Unaffected by a Remanent Flux. Proceedings of the 2001 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 3, pp. 1324-1327, Vancouver, BC, Canada, Julho 2001;

KANG, Y. C., OK, S. H., KANG, S. H., CROSSLEY, P. A.; Design and Evaluation of na Algorithm for Detecting Current Transformer Saturation. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution. Vol. 151, n° 1, pp. 27-35, Janeiro 2004a;

KANG, Y. C., PARK, J. K., KANG, S. H., JOHNS, A. T., AGGARWAL, R. K.; An Algorithm for Compensating Secondary Currents of Current Transformers. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 12, n° 1, pp. 116-124, Janeiro 1997;

KANG, S., KIM, M., NAM, S., SHIN, J. H., JUNG, J.; A CT saturation detection algorithm based on wavelet transformation. 12th IET International Conference on Developments in Power System Protection (DPSP 2014). 2014;

KINDERMANN, G.; Proteção de Sistemas Elétricos de Potência. Editora da UFSC, Volume 1, 1ª Edição, 1999;

KEZUNOVIC, M., KOJOVIC, L., ABUR, A.; Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformer Models for Protective Relay Transient Study. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 9, n° 1, pp. 405-413, Janeiro 1994;

KOJOVIC, L.J. A.; Impact of Current Transformer Saturation on Overcurrent Protection Operation, IEEE Power Engineering Society Summer Proceedings of the Meeting, 3: 1078 – 1083, Chicago, IL, USA, 2002;

LIMA, D. K.; Transformadores para instrumentos ópticos: aspectos da viabilidade do seu uso pelas empresas do setor elétrico brasileiro. 2009. (Mestrado/USP);

LI, F., LI, Y., AGGARWAL, R. K.; Combined Wavelet Transform and Regression Technique for Secondary Current Compensation of Current Transformers. IEEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution. Vol. 149, n° 4, pp. 497-503, 2002;

LU Z., SMITH, J. S., WU, Q. H.; Morphological Lifting Scheme for Current Transformer Saturation Detection and Compensation. IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers. Vol. 55, n° 10, pp. 3349-3357, 2008;

MASSON, L.; Circuit for dynamic control of magnetic flux in current transformers, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 98(6), 1979;

MOONEY, P. E. J.; Distance Element Performance Under Conditions of CT Saturation. 61st Annual Conference for Protective Relay Engineers 2008, Page(s): 491 - 497, TX, USA, 2008;

OZGONENEL, O., TERZI, U. K., GUNNEY, I.; A different algorithm for correcting secondary current of current transformer. 10th IET International Conference on Managing the Change Developments in Power System Protection (DPSP 2010). 2010;

OZGONENEL, O., TERZI, U. K., GUNNEY, I.; A Different Algorithm for Correcting Secondary Current of Current Transformer. Proceedings of the 10th IET International Conference on Developments in Power System Protection – Managing the Change, pp. 1-5, Manchester, UK, 2010;

PAN, J., VU, K., HU, Y.; An Efficient Compensation Algorithm for Current Transformer Saturation Effects. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 19, n° 4, pp. 1623-1628, 2004;

PANG, X. P., JI, T. Y., LI, M. S., WU, Q. H.; Saturation detection of current transformers for protection blocking based on waveform symmetry using morphological skeleton. IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2013;

PEREIRA, F. A.; Modelagem de Transformadores de Corrente e Correção de Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário. Dissertação mestrado. UFCG, 2012;

PEREIRA, F. A., GUERRA, F. C., COSTA, E. G.; Uma nova técnica de correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário de TCs. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática, CBA 2012;

PRESS, W. M., *et al.*; Numerical Recipes: the art of scientific computation. Cambridge University Press. 3a Edição. New York, 2007;

RAHMATIAN, F., BLAKE, J. N.; Applications of High-Voltage Fiber Optic Current Sensors. 2006;

REBIZANT, W.; WISZNIEWSKI A., SCHIEL, L.; CT Saturation Correction Based on the Estimated CT Saturation Time Constant. Proceedings of the IET 9th International Conference on Developments in Power System Protection DPSP 2008, pp. 174-179, Glasgow, UK, 2008;

REBIZANT, W., BEJMERT, D.; Current-Transformer Saturation Detection With Genetically Optimized Neural Networks. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, Issue 2, 2007;

RIPKA, P.; Current Sensors Using Magnetic Materials. Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, Vol 6, No. 2, pp. 587-592, 2004;

RUGGIERO, M. A. G., LOPES, V. L. R. Cálculo numérico: Aspectos teóricos e computacionais. Pearson. 2a edição. São Paulo, 1996;

SANTOS, E. M. dos; FARIAS, P. E.; CARDOSO JUNIOR, G. *et al.*, Detecção do Intervalo de Saturação de Transformadores de Corrente Através do Ângulo entre as Diferenças das Amostras de Corrente Secundária. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, Bonito-MS, Brasil, 2010a;

SANTOS, E. M. dos; FARIAS, P. E.; CARDOSO JUNIOR, G. *et al.*, Detecção do Intervalo de Saturação de Transformadores de Corrente Através do Cálculo do Desvio Padrão entre Amostras da Corrente Secundária. CIDEL 2010, Argentina, 2010;

SANTOS, E. M.; Métodos para correção das distorções da forma de onda secundária causadas pela saturação de transformadores de corrente para serviço de proteção. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011;

SAWKO, P.; Impact of Secondary Burden and X/R Ratio on CT Saturation. Proceedings of the 7th International Conference IEEEIC 2008, pp. 75-76, Cottbus, Germany, 2008;

SCHETTINO, B. M.; Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos transformadores de corrente utilizados em circuitos de proteção, Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012;

SHI, D. Y., BUSE, J., WU, Q. H., JIANG, L.; Fast Compensation of Current Transformer Saturation. Proceedings of the 2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), pp. 1-7, Gothenburg, Sweden, 2010;

STACHEL, P., SCHEGNER, P.; Detection and Correction of Current Transformer Saturation Effects in Secondary Current Signals. Proceedings of the 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, pp. 1-6, Calgary, AB, Canada, 2009;

STANBURY, M., DJEKIC, Z.; The Impact of Current-Transformer Saturation on Transformer Differential Protection. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. PP, Issue 99, 2014;

SWIFT, G.; CT saturation Theory and Calculator. IEEE Power System Relaying Committee (PSRC), p. 1-9, 2001;

TZIOUVARAS, D. A., MCLAREN, P., ALEXANDER, G. *et al.*, Mathematical Models for Current, Voltage, and Coupling Capacitor Voltage Transformers. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 15, n° 15, pp. 62-72, 2000;

VANDERLECK, J. M., ALLEN, D. W., BERDY, J. *et al.*; Transient Response of Current Transformers. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 96, n° 6, pp. 1809- 1814, 1977;

WISZNIEWSKI, A.; Calculation of Current Transformer Transient Errors. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. PAS-97, Issue 6, 1978;

WISZNIEWSKI A., REBIZANT, W., SCHIEL, L.; Correction of Current Transformer Transient Performance. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 23, n° 2, pp. 624-632, 2008;

WENTZ, E. C., ALLEN, D. W.; IEEE Power Engineering Review. Help for the Relay Engineer in Dealing with Transient Currents. Vol. PER-2, Issue 3, 1982;

WU, D., YIN X., ZHANG, Z., ZHANG, K.; Research on Transmission Lines Multi Current Differential Relay Scheme. Proceedings of the 42nd International Universities Power Engineering Conference, pp. 300-304, Brighton, UK, 2007;

YU, C. S., Detection and Correction of Saturated Current Transformer Measurements Using Decaying DC Components. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 25, n° 3, pp. 1340-1347, Julho 2010;

ZOCHOLL, S. E.; Análise e Aplicação de Transformadores de Corrente. Schweitzer Engineering Laboratories, Inc. 2004;