

Universidade Federal de Juiz de Fora  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Mestrado em Engenharia Elétrica

Bruno Montesano Schettino

**UMA PROPOSTA PARA DETECÇÃO E COMPENSAÇÃO DOS  
EFEITOS CAUSADOS PELA SATURAÇÃO DOS NÚCLEOS  
DOS TRANSFORMADORES DE CORRENTE UTILIZADOS EM  
CIRCUITOS DE PROTEÇÃO**

Juiz de Fora  
2012

Bruno Montesano Schettino

**Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos  
causados pela saturação dos núcleos dos Transformadores  
de Corrente utilizados em circuitos de proteção**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Augusto Duque  
Coorientador: Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira

Juiz de Fora  
2012

Schettino, Bruno Montesano.

Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos transformadores de corrente utilizados em circuitos de proteção / Bruno Montesano Schettino. – 2012.

115 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)—Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

1. Transformadores e reatores. I. Título.

CDU 621.314

Bruno Montesano Schettino

**Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos Transformadores de Corrente utilizados em circuitos de proteção**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, área de concentração: Sistemas Eletrônicos, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre.

Aprovado em 03 de dezembro de 2012.

BANCA EXAMINADORA



---

Prof. Carlos Augusto Duque, D. Sc. (Orientador)  
Universidade Federal de Juiz de Fora



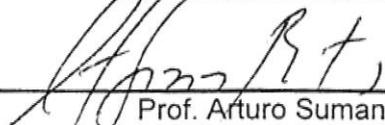
---

Prof. Paulo Márcio da Silveira, D. Sc. (Orientador)  
Universidade Federal de Juiz de Itajubá



---

Prof. Pedro Gomes Barbosa, D. Sc.  
Universidade Federal de Juiz de Fora



---

Prof. Arturo Suman Bretas, Ph. D.  
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

*Dedico este trabalho aos meus pais Emílio Schettino e Silvia Montesano Schettino. Seu amor incondicional e exemplo de dignidade e perseverança ao longo de suas vidas foram fundamentais para a realização desta conquista.*

## AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador *Carlos Augusto Duque*, por acreditar em meu potencial e me proporcionar a oportunidade de realizar este sonho.

Ao meu coorientador *Paulo Márcio da Silveira*, por sua valiosa contribuição.

Aos professores *Augusto Santiago Cerqueira*, *Rafael Antunes Nóbrega* e *Weiler Finamore*, por compartilhar seu conhecimento, pelo apoio e pela disponibilidade nos momentos de dúvida.

Aos colegas do PPEE, mestrandos e doutorandos, pela convivência agradável e amigável, tornando prazeroso o dia a dia nos laboratórios, salas de aula e congressos.

Aos meus filhos *Henrique*, *Vinícius* e *João Pedro*, por apoiar, acreditar e incentivar o meu retorno aos estudos.

A minha namorada *Alice*, pelo incentivo, carinho, companheirismo, paciência e dedicação.

Aos meus pais, por me ensinarem tudo o que eu sei.

A toda minha família, que sempre me incentivou, de perto ou à distância.

A todos que contribuíram direta ou indiretamente para que este trabalho se realizasse.

A Universidade Federal de Juiz de Fora e a CAPES, pelo apoio estrutural e financeiro.

## RESUMO

Este trabalho apresenta uma proposta para efetuar a compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos Transformadores de Corrente (TC) utilizados em circuitos de proteção, através da correção do valor eficaz da componente alternada da corrente distorcida do secundário. O problema foi dividido em duas etapas: a detecção e a compensação da saturação. Para a etapa de detecção foi desenvolvido um método novo, denominado método da função primeira diferença do filtro de Lanczos, que mostrou-se mais imune a ruídos que os métodos tradicionais existentes na literatura. Na etapa de compensação da saturação, foi utilizado o método de estimação para modelos lineares. Os métodos foram implementados em MATLAB e testados em correntes distorcidas geradas de duas formas distintas: através de um simulador de TC operando na região de saturação desenvolvido em MATLAB e através de simulações realizadas em um simulador digital em tempo real (RTDS). Os resultados preliminares apontam para um algoritmo robusto, independente das características dinâmicas do TC, da corrente de falta e de outros fatores externos. Além disso, o tempo de resposta mostrou-se compatível com a possibilidade de implementação em tempo real, atendendo às necessidades da área de proteção dos Sistemas Elétricos de Potência.

Palavras-chave: Transformador de Corrente, Saturação, Detecção, Compensação, Proteção de Sobrecorrente

## **ABSTRACT**

This work presents a proposal to perform a compensation of the effects due to saturation of Current Transformers (CT) cores used in circuit protection, by correcting the root mean square (RMS) value of the alternate component (AC) of the secondary distorted current. The problem was divided into two phases: detection and compensation of saturation. For the step of detection, a new method was developed, called first difference function of Lanczos filter method, which has proved more immune to noise than traditional methods in the literature. In the step of compensation of saturation, was used a estimation method for linear models. The methods were implemented in MATLAB and tested on distorted currents generated in two ways: through a CT simulator operating in the saturation region developed in MATLAB and through simulations in a real time digital simulator (RTDS). Preliminary results indicate a robust algorithm, independent of the dynamic characteristics of TC, fault current and other external factors. Furthermore, the response time was showed compatible with the possibility of real time implementation, attending to the needs of the protection area of Electric Power Systems.

Keywords: Current Transformer, Saturation, Detection, Compensation, Overcurrent Protection.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - ESQUEMA DE CONSTRUÇÃO DO TC .....	26
FIGURA 2 - CONEXÃO DO TC .....	26
FIGURA 3 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO TC .....	27
FIGURA 4 - CIRCUITO EQUIVALENTE SIMPLIFICADO DO TC REFERIDO AO SECUNDÁRIO .....	28
FIGURA 5 - CURVA B X H DE MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS .....	30
FIGURA 6 - CICLO DE HISTERESE .....	31
FIGURA 7 - CORRENTES DO TC OPERANDO EM SATURAÇÃO .....	33
FIGURA 8 - COMPORTAMENTO DA CORRENTE DE EXCITAÇÃO ( $I_E$ ) EM FUNÇÃO DA CURVA DE MAGNETIZAÇÃO .....	34
FIGURA 9 - CURVA DE EXCITAÇÃO APROXIMADA .....	38
FIGURA 10 - INFLUÊNCIA DO <i>BURDEN</i> EM $I_s$ PARA O TC SATURADO .....	39
FIGURA 11 - COMPORTAMENTO DO FLUXO NAS FALTAS ASSIMÉTRICAS .....	42
FIGURA 12 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO TC SEGUNDO IEEE PSRC .....	43
FIGURA 13 - CURVA DE EXCITAÇÃO DO MODELO DE TC SEGUNDO IEEE PSRC .....	44
FIGURA 14 - RELAÇÃO ENTRE A CORRENTE INSTANTÂNEA E O FLUXO SEGUNDO IEEE PSRC .....	45
FIGURA 15 - CURVA DE EXCITAÇÃO DE UM TC DE MÚLTIPLAS RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO .....	48
FIGURA 16 – SIMULAÇÃO DE FALTA ASSIMÉTRICA COM $FCF=20$ , $Q=1$ E $X_f/R_f = 10$ .....	50
FIGURA 17 - SIMULAÇÃO DE FALTA ASSIMÉTRICA COM $FCF=20$ , $Q=3$ E $X_f/R_f = 10$ .....	50
FIGURA 18 - SIMULAÇÃO DE FALTA SIMÉTRICA COM $FCF=20$ E $Q=2$ .....	51
FIGURA 19 - DETECÇÃO VIA DWT SEM A PRESENÇA DE RUÍDO .....	56
FIGURA 20 - DETECÇÃO VIA DWT COM A PRESENÇA DE RUÍDO DE 50 DB .....	57
FIGURA 21 - DETECÇÃO VIA DWT COM SINAL RUIDOSO (50 DB) FILTRADO .....	57
FIGURA 22 – DETALHAMENTO DA DWT ATÉ $d_4$ .....	58
FIGURA 23 – COMPORTAMENTO DA CORRENTE NOS LIMITES DA REGIÃO DE SATURAÇÃO .....	59
FIGURA 24 – DETECÇÃO VIA MÉTODO DA TERCEIRA DIFERENÇA EM AUSÊNCIA DE RUÍDO .....	61
FIGURA 25 - DETECÇÃO VIA MÉTODO DA TERCEIRA DIFERENÇA COM A PRESENÇA DE RUÍDO DE 50 DB .....	64
FIGURA 26 - DETECÇÃO VIA MÉTODO DA TERCEIRA DIFERENÇA COM SINAL RUIDOSO (50 DB) FILTRADO .....	65
FIGURA 27 - COMPORTAMENTO EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO TERCEIRA DIFERENÇA .....	66
FIGURA 28 - COMPORTAMENTO EM FREQUÊNCIA DA FUNÇÃO PRIMEIRA DIFERENÇA DO FILTRO DE LANCZOS .....	67
FIGURA 29 – FUNÇÃO PRIMEIRA DIFERENÇA DO FILTRO DE LANCZOS COM SINAL RUIDOSO (50 DB) FILTRADO .....	68
FIGURA 30 – DETALHAMENTO DO PROCESSO DE DETECÇÃO .....	74

FIGURA 31 – ALGORITMO DE DETECÇÃO IMPLEMENTADO .....	75
FIGURA 32 – DETALHAMENTO DA REGIÃO NÃO SATURADA DA CORRENTE DO TC .....	83
FIGURA 33 – VARIAÇÃO DO ERRO MÉDIO QUADRÁTICO COM A FOLGA (G).....	87
FIGURA 34 – VARIAÇÃO DO ERRO MÉDIO QUADRÁTICO COM O SALTO (D) .....	87
FIGURA 35 - CENÁRIO 1: FALTA ASSIMÉTRICA COM SATURAÇÃO MODERADA.....	94
FIGURA 36 – HISTOGRAMA DO ERRO DE ESTIMAÇÃO PERCENTUAL.....	97
FIGURA 37 - CENÁRIO 2: FALTA ASSIMÉTRICA COM SATURAÇÃO SEVERA .....	98
FIGURA 38 - CENÁRIO 3: FALTA SIMÉTRICA COM SATURAÇÃO SEVERA .....	100
FIGURA 39 – CIRCUITO DESENVOLVIDO NO RSCAD PARA OBTENÇÃO DAS CORRENTES SATURADAS.....	102
FIGURA 40 – CENÁRIO 1 GERADO PELO RTDS.....	104
FIGURA 41 – CENÁRIO 2 GERADO PELO RTDS.....	105
FIGURA 42 – CENÁRIO 3 GERADO PELO RTDS.....	106
FIGURA 43 – CENÁRIO 4 GERADO PELO RTDS.....	107
FIGURA 44 – CENÁRIO 5 GERADO PELO RTDS.....	107

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – ESCOLHA DO NÚMERO DE PONTOS A SEREM UTILIZADOS NA ESTIMAÇÃO .....	85
TABELA 2– INDICADORES DE DESEMPENHO PARA O CENÁRIO 1 .....	95
TABELA 3 - INFLUÊNCIA DA RELAÇÃO $X_F / R_F$ NA POLARIZAÇÃO DO ERRO DE ESTIMAÇÃO.....	96
TABELA 4 - INDICADORES DE DESEMPENHO PARA O CENÁRIO 2 .....	98
TABELA 5 - INDICADORES DE DESEMPENHO PARA O CENÁRIO 3 .....	100
TABELA 6 - RESUMO DOS INDICADORES DE DESEMPENHO (RTDS) .....	109

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico-Digital
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CA	Corrente Alternada ou <i>Alternating Current (AC)</i>
B	Indução Magnética ou Densidade de Fluxo Magnético
COMTRADE	<i>Common Format for Transient Data Exchange</i>
CRLB	<i>Cramer-Rao Lower bound</i>
D/A	Digital-Analógico
CC	<i>Direct</i> Corrente Contínua ou <i>Direct Current (DC)</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> ou processador digital de sinais
DWT	<i>Discret Wavelet Transform</i>
EMTP	<i>Eletromagnetic Transient Program</i>
fem	Força Eletromotriz
FCF	Fator de Corrente de Falta
FS	Fator de Sobrecorrente
FT	<i>Fourier Transform</i> ou transformada de Fourier
H	Intensidade de Campo Magnético
HIL	<i>Hardware In The Loop</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i> ou linear invariante no tempo
MSE	Erro médio quadrático ou <i>Mean Square Error</i>
MVU	<i>Minimum Variance Unbiased</i>
PDF	Função densidade de probabilidade ou <i>probability density function</i>
PSRC	<i>Power System Relaying Committe</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i> ou Valor Médio Quadrático
RNA	Rede Neural Artificial
RTC	Relação de Transformação do TC
RTDS	<i>Real Time Digital Simulator</i> ou Simulador Digital em tempo Real
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> ou relação sinal-ruído

STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i> ou transformada de Fourier a curto-termo
TC	Transformador de Corrente
TP	Transformador de Potencial
WAMPS	<i>Wide-Area Measurement and Protection System</i> ou Sistema de Medição e Proteção de Área Ampla
WFT	<i>Windowed Fourier Transform</i> ou transformada de Fourier janelada
WGN	<i>White Gaussian Noise</i> ou Ruído Gaussiano Branco
WT	<i>Wavelet transform</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

- $i_p$  → corrente primária instantânea;
- $I_p$  → valor eficaz de  $i_p$ ;
- $i_s$  → corrente secundária instantânea;
- $I_s$  → valor eficaz de  $i_s$ ;
- $i_{ps}$  → corrente instantânea do primário referida ao secundário;
- $I_{ps}$  → valor eficaz de  $i_{ps}$ ;
- $N_p$  → número de espiras do enrolamento primário;
- $N_s$  → número de espiras do enrolamento secundário;
- $K_n$  → relação de transformação nominal do TC;
- $R_p$  → resistência do enrolamento primário;
- $L_p$  → indutância do enrolamento primário;
- $R_s$  → resistência do enrolamento secundário;
- $L_s$  → indutância do enrolamento secundário;
- $R_b$  → resistência da carga do secundário (*burden*);
- $L_b$  → indutância da carga do secundário (*burden*);
- $i_e$  → corrente de excitação do TC;
- $I_e$  → valor eficaz de  $i_e$ ;
- $R_l$  → resistência do núcleo equivalente a perdas por correntes de Foucault e Histerese;
- $L_m$  → indutância de magnetização do núcleo;
- $v_p$  → tensão nos terminais do enrolamento primário;
- $v_s$  → tensão nos terminais do enrolamento secundário;
- $V_s$  → valor eficaz de  $v_s$ ;
- $e_s$  → força eletromotriz (fem) induzida no enrolamento secundário;
- $V_e$  → valor eficaz de  $e_s$ ;
- $K_n$  → Relação de transformação nominal do TC;
- $R_2$  → resistência equivalente do circuito secundário;
- $L_2$  → indutância equivalente do circuito secundário;
- $\varphi$  → fluxo de acoplamento instantâneo;
- $\phi_{sat}$  → fluxo magnético no qual o núcleo entra em saturação;
- $\tau_2$  → constante de tempo do circuito secundário do TC;
- $t_0$  → instante de tempo que a saturação se inicia;
- $I_0$  → valor instantâneo de  $i_s$  em  $t_0$ ;

$f \rightarrow$  frequência de operação do sistema;  
 $\omega \rightarrow$  frequência angular do sistema;  
 $R_f \rightarrow$  resistência vista pelo gerador até o ponto de falta;  
 $L_f \rightarrow$  indutância vista pelo gerador até o ponto de falta;  
 $\tau \rightarrow$  constante de tempo de falta;  
 $I_{pf\max} \rightarrow$  valor de pico da componente CA da corrente de falta;  
 $I_{pf} \rightarrow$  valor eficaz da componente CA da corrente de falta;  
 $\varphi_{rem} \rightarrow$  fluxo remanescente;  
 $V_x \rightarrow$  valor eficaz da tensão de saturação;  
 $1/S \rightarrow$  inclinação da curva de excitação após a saturação;  
 $q \rightarrow$  múltiplo da carga secundária nominal do TC;  
 $\sigma_N \rightarrow$  desvio padrão do ruído na entrada;  
 $\sigma_{NS} \rightarrow$  desvio padrão do ruído na saída;  
 $f_s \rightarrow$  frequência de amostragem;  
 $T_s \rightarrow$  período de amostragem;  
 $N \rightarrow$  número de amostras por ciclo;  
 $H_b(j\omega) \rightarrow$  função de transferência do filtro Butterworth;  
 $H_d(j\omega) \rightarrow$  função de transferência da primeira diferença do filtro de Lanczos;  
 $G(j\omega) \rightarrow$  função de transferência resultante do cascadeamento de  $H_b$  e  $H_d$ ;  
 $\Delta \rightarrow$  ganho do ruído;  
 $g[n] \rightarrow$  coeficientes temporais de  $G(j\omega)$ ;  
 $Tsh \rightarrow$  limiar para detecção;  
 $k \rightarrow$  fator de margem;  
 $\mathbf{w} \rightarrow$  vetor de ruído;  
 $\boldsymbol{\theta} \rightarrow$  vetor de parâmetros;  
 $\mathbf{H} \rightarrow$  matriz de observação;  
 $\hat{\boldsymbol{\theta}} \rightarrow$  vetor de estimadores dos parâmetros;  
 $\mathbf{C}_{\hat{\theta}} \rightarrow$  Matriz de covariância de  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ ;  
 $M \rightarrow$  número de amostras utilizadas para a estimação;  
 $P \rightarrow$  posto de  $\mathbf{H}$ ;  
 $d \rightarrow$  salto;  
 $g \rightarrow$  folga;  
 $PN \rightarrow$  porção mínima não saturada do ciclo;  
 $\varepsilon \rightarrow$  erro de estimação;  
 $\varepsilon_{m\u00e9dio} \rightarrow$  erro de estimação m\u00e9dio;

$D \rightarrow$  tempo de resposta;

$\eta \rightarrow$  taxa de detecções bem sucedidas;

$Q \rightarrow$  número de experimentos de Monte Carlo;

$\sigma_\varepsilon \rightarrow$  desvio padrão do erro de estimação;

$\varepsilon_0 \rightarrow$  erro anterior à correção;

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO</b> .....	19
1.1. Preâmbulo .....	19
1.2. Objetivos deste trabalho .....	21
1.3. Estrutura da apresentação .....	23
<b>2. O TRANSFORMADOR DE CORRENTE</b> .....	25
2.1 Considerações iniciais .....	25
2.2 Comportamentos do TC em regime permanente e em transitórios .....	27
2.2.1 Circuito equivalente do TC .....	27
2.2.2 Curva de Magnetização do núcleo do TC e Histerese .....	29
2.2.3 Erro de relação do TC e efeitos provocados pela saturação .....	31
2.3 Especificações dos TCs .....	34
2.3.1 Corrente nominal .....	35
2.3.2 Classe de exatidão .....	36
2.3.3 Cargas nominais ( <i>burden</i> ) .....	36
2.3.4 Tensão secundária nominal .....	37
2.4 Elementos que influenciam na saturação e seu efeito sobre a forma de onda da corrente secundária .....	37
2.4.1 Influência do <i>burden</i> .....	37
2.4.1 Influência da corrente de falta do primário .....	40
2.5 O Algoritmo auxiliar de simulação do TC em MATLAB .....	42
<b>3. DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO NÚCLEO DO TC</b> .....	52
3.1 Alguns métodos de detecção de saturação presentes na literatura .....	53
3.1.1 Redes Neurais Artificiais .....	53
3.1.2 Transformada Wavelet discreta .....	54
3.1.3 Método da terceira diferença .....	59

3.2 Detecção da saturação através da função primeira diferença do filtro de Lanczos .....	65
3.2.1 Características da função primeira diferença do filtro de Lanczos .....	65
3.2.2 Cálculo do limiar teórico .....	68
3.2.3 Cálculo do fator de margem .....	71
3.2.4 O algoritmo proposto .....	72
<b>4. COMPENSAÇÃO DA DISTORÇÃO DA CORRENTE DO SECUNDÁRIO .....</b>	<b>76</b>
4.1 Alguns métodos de compensação da saturação presentes na literatura .....	77
4.2 Modelos Lineares .....	78
4.2.1 Definição do modelo linear .....	79
4.2.2 Teorema do estimador MVU para o modelo linear .....	79
4.2.3 Linearização do modelo da corrente do secundário .....	80
4.3 O algoritmo de compensação desenvolvido .....	82
<b>5. APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS .....</b>	<b>89</b>
5.1 Indicadores de desempenho .....	89
5.1.1 Erro de estimação .....	89
5.1.2 Erro anterior à correção.....	90
5.1.3 Tempo de resposta.....	91
5.1.4 Taxa de detecções bem sucedidas .....	92
5.2 Testes com correntes geradas pelo simulador de TC do MATLAB.....	92
5.2.1 Cenário 1: Falta assimétrica com saturação moderada .....	93
5.2.2 Cenário 2: Falta assimétrica com saturação severa.....	97
5.3 Testes com correntes geradas pelo RTDS.....	101
5.3.1 Cenário 1: Falta com leve assimetria e saturação moderada.....	103
5.3.2 Cenário 2: Falta simétrica com saturação leve.....	104

5.3.3 Cenário 3: Falta assimétrica com burden de elevado fator de potência e saturação moderada .....	105
5.3.4 Cenário 4: Falta assimétrica com burden de elevado fator de potência e saturação severa .....	106
5.3.5 Cenário 5: Falta assimétrica com burden padrão e saturação severa .....	107
5.4 Resumo dos testes.....	108
<b>6. CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>110</b>
6.1 Conclusões.....	110
6.2 Propostas de trabalhos futuros.....	112

## 1. INTRODUÇÃO

### 1.1. Preâmbulo

O papel da proteção nos sistemas elétricos de potência tem se tornado cada vez mais importante ao longo do tempo em virtude do aumento da capacidade e complexidade dos sistemas de geração, transmissão e distribuição. Atualmente, o desenvolvimento das redes inteligentes ou "*Smart Grids*", que aplica novas tecnologias de sensoriamento, comunicação e controle com o objetivo de integrar micro redes visando eficiência, confiabilidade e escalabilidade, exige dos sistemas de proteção uma atuação cada vez mais precisa e seletiva na detecção de distúrbios na rede elétrica. Desta forma, torna-se necessário o desenvolvimento contínuo de dispositivos de proteção, utilizando tecnologias de processamento digital de sinais e inteligência computacional para suprir a crescente demanda por equipamentos adaptáveis a esta nova filosofia de integração de redes.

Passados mais de cem anos da utilização em campo dos primeiros relés de proteção eletromagnéticos, foram gradativamente incorporadas tecnologias para três gerações subsequentes de dispositivos, os relés estáticos, os digitais e os numéricos. Segundo Adamiak et al (2006), recentemente adentramos em uma nova geração de dispositivos de proteção, os Sistemas de Medição e Proteção de Área Ampla, ou *Wide-Area Measurement and Protection Systems (WAMPS)*, que combinam um sofisticado processamento digital de sinais aliado à troca de informações de maneira rápida e confiável.

Dentre as inúmeras vantagens desta agregação de tecnologia, podemos citar: (i) a integração de funções de medição, proteção, controle e monitoramento; (ii) o desenvolvimento de equipamentos multifuncionais, programáveis, versáteis, flexíveis e gerenciáveis; (iii) o aumento do nível de acurácia e seletividade dos dispositivos devido ao aumento da capacidade de processamento suportando algoritmos embarcados cada vez mais robustos; (iv) interação entre os dispositivos para tomada conjunta de decisões, devido à capacidade e troca de informações através de links de telecomunicações.

A despeito do avanço tecnológico dos dispositivos de proteção, seu desempenho também está diretamente ligado à qualidade dos sinais analógicos colhidos por transformadores de corrente (TCs) e transformadores de potencial (TPs) (REBISZANT, WISZNIEWSKI e SZAFRAN, 2011). Particularmente, os TCs desempenham um importante papel na proteção dos Sistemas Elétricos de Potência (SEP), possibilitando o acesso a altas correntes do sistema de potência através de suas réplicas em escala reduzida, direcionadas ao circuito de proteção. Além disso, o TC tem a função de isolar o circuito de proteção conectado em seu secundário do circuito de alta tensão, conectado em seu primário (SINGH, 2009).

Em condições normais de utilização, a intensidade da corrente que passa pelo primário do TC deve situar-se dentro de uma faixa tal que o leve a operar na região linear da curva Indução Magnética x Campo magnético (Curva B x H) de seu núcleo. Esta situação fará com que a corrente do secundário represente fielmente a corrente do primário, apenas dividida pela relação de transformação do TC, sendo esta igual à relação entre o número de espiras do secundário e o número de espiras do primário do equipamento. Entretanto, sob certas condições de falta, a corrente do primário pode exceder a esta faixa de valores e, desta forma, as características de não linearidade do núcleo do TC provocarão uma distorção na corrente do secundário, podendo afetar consideravelmente a atuação dos relés de proteção (GERRA e MOTA, 2007).

Uma abordagem analítica detalhada do comportamento do TC tanto em regime permanente quanto em distúrbios transitórios é feita por Christopolous e Wright (1999), Wright (1968) e Warrington (1969). São analisados os diversos fatores que podem gerar a saturação do seu núcleo, como elevadas correntes no primário, componentes de corrente contínua (CC) de falta, fluxo remanescente devido à Histerese da curva B x H e carga conectada ao secundário do TC, denominada *burden*. Estes fatores, atuando em conjunto ou separadamente, provocam a saturação do núcleo gerando como consequência a distorção da forma de onda observada no secundário em comparação àquela que, em condições de linearidade, deveria ser uma réplica em escala reduzida da corrente do primário. Esta distorção, por sua vez, tem como consequência direta a redução do valor eficaz ou valor médio quadrático (RMS) da corrente do secundário comparada ao seu valor ideal, obtido pela divisão do valor eficaz da corrente do primário pela relação de transformação do TC.

O trabalho de Coelho (2011) analisa as consequências da distorção da corrente do secundário do TC causada pela saturação de seu núcleo quando este alimenta relés numéricos de sobrecorrente. Foram efetuados testes conectando um relé numérico em *Hardware-In-The-Loop* (HIL) com um Simulador Digital em Tempo Real, ou *Real Time Digital Simulator* (RTDS). Foi modelado um sistema de distribuição no RTDS, com um ponto de falta e um TC, sendo os sinais de corrente de seu secundário externados pelas saídas analógicas do RTDS e conectados ao relé. Os resultados obtidos mostraram que, nos casos de saturação, há um comprometimento no tempo de atuação dos relés, tanto em modo instantâneo quanto temporizado. São relatados casos em que o atraso na atuação do relé pode chegar à dezenas de ciclos ou até, em situações extremas de saturação severa, tal dispositivo nem mesmo chega a atuar.

Evitar a saturação dos núcleos dos TCs em certos casos é impraticável, pois exigiria que as áreas das seções transversas dos seus núcleos fossem muito grandes, inviabilizando suas construções. Desta forma, para que o fenômeno da saturação não impacte na confiabilidade dos sistemas de proteção uma saída a ser adotada é a utilização de algoritmos apropriados para detecção e compensação dos efeitos causados por ela através da correção da corrente do secundário (REBISZANT, WISZNIEWSKI e SZAFRAN, 2011). A motivação para a realização do presente trabalho nasce desse cenário.

## **1.2. Objetivos deste trabalho**

O uso de ferramentas de processamento digital de sinais, comunicação de dados e inteligência computacional tem se tornado cada vez mais frequente nas áreas de instrumentação eletrônica e proteção de sistemas elétricos. Abordando especificamente o comportamento não linear do TC mediante as condições de saturação de seu núcleo, muitos estudos têm sido feitos em todo o mundo, objetivando a recuperação das informações da corrente do primário através de amostras da corrente distorcida do secundário.

Dentro deste contexto, o principal objetivo do presente trabalho foi o de desenvolver um algoritmo para detectar e compensar os efeitos causados pela

saturação do núcleo do TC através da correção do valor eficaz da componente alternada (CA) da corrente do seu secundário, possibilitando aos relés de sobrecorrente e demais dispositivos conectados ao TC terem acesso a uma estimativa mais realista da corrente de falta real no circuito primário. A correção da corrente no secundário, devido aos efeitos de saturação, possibilita tomada de decisões mais precisas e seletivas por parte dos relés. O problema proposto foi dividido em duas etapas: a detecção da saturação através da observação da corrente do secundário e a compensação dos efeitos causados pela saturação através da estimação dos parâmetros fasoriais que compõe a corrente do primário. A segunda etapa foi denominada doravante de compensação da saturação, por simplificação de linguagem.

Para o processo de detecção foi proposto um método novo, denominado método da primeira diferença do filtro de Lanczos, cujo grande avanço em relação aos métodos já existentes na literatura reside em sua excelente imunidade ao ruído. Para o processo de estimação de parâmetros e compensação da saturação foi utilizado o consagrado método de estimadores lineares, por sua simplicidade e eficiência na estimação de fasores.

Para a geração da corrente do secundário do TC, dadas algumas de suas características e a corrente do primário, foi desenvolvido e utilizado um algoritmo auxiliar de modelagem matemática do TC no MATLAB baseado na publicação do IEEE Power System Relaying Committee (PSRC) por Swift (2001), seguindo passos de implementação descritos por Coelho (2011) e já validados por ele em comparação a simulações obtidas em uma plataforma de RTDS. Este algoritmo auxiliar de simulação do TC foi utilizado ao longo de todo o trabalho de desenvolvimento e testes de desempenho das rotinas de detecção e compensação da saturação, mostrando-se uma ferramenta versátil e de fácil utilização. Por outro lado, foram também efetuados testes com correntes distorcidas oriundas de simulações em RTDS, objetivando a constatação do bom desempenho do algoritmo proposto.

Uma questão importante em se tratando de algoritmos para proteção é a necessidade de respostas em “tempo real”, com o menor atraso possível, pois caso a falta não seja extinta num curto período de tempo, podem ocorrer danos mais acentuados de natureza térmica e mecânica nos SEP. Com esta ótica, os métodos

propostos de detecção e compensação da saturação foram desenvolvidos nesta dissertação levando em consideração tal limitação.

Outro fato pouco abordado na maioria dos trabalhos divulgados acerca do tema proposto é a presença de ruído no sinal de corrente no secundário do TC. Este ruído, advindo de interferências na rede elétrica do circuito primário, no circuito secundário ou até mesmo no processo de conversão Analógico-digital (A/D) e circuitos eletrônicos de condicionamento, pode comprometer completamente o desempenho tanto do processo de detecção quanto de compensação da saturação. Este trabalho contemplou a presença de ruído, desenvolvendo formas de minimizar seu impacto no comportamento do algoritmo.

Por fim, houve uma preocupação em desenvolver e aplicar métodos de detecção e compensação que não dependessem do conhecimento prévio dos parâmetros constitutivos do TC como, por exemplo, da sua curva de excitação. Além disso, procurou-se uma não dependência dos métodos para com o *burden* e o fluxo remanescente no núcleo do TC no momento da falta. O objetivo foi desenvolver um algoritmo imune a estes fatores.

### **1.3. Estrutura da apresentação**

Esta dissertação foi dividida em mais cinco seções, cujo conteúdo é descrito sucintamente a seguir:

Na Seção 2, foi feita uma abordagem acerca dos TCs com relação à sua construção e sua modelagem matemática. Foi mostrada a influência de fatores como a corrente do primário, o ângulo de falta, o *burden*, o fluxo remanescente e os parâmetros constitutivos do TC na saturação do seu núcleo. Além disso, foi explanada a construção do algoritmo auxiliar de simulação do TC no MATLAB, utilizado ao longo deste trabalho para geração de correntes de secundário distorcidas, apoiando como ferramenta de desenvolvimento dos processos de filtragem do sinal, detecção da saturação e compensação da corrente secundária.

O algoritmo de detecção de saturação foi o alvo da Seção 3, onde inicialmente foi efetuada uma breve revisão bibliográfica a respeito de três métodos existentes na literatura. Seus desempenhos foram previamente avaliados em

situações de simulação de correntes saturadas sem e com a presença de ruído. No último caso verificou-se que os métodos analisados apresentavam respostas insatisfatórias. Para melhorar o desempenho do processo de detecção foi então proposta uma nova metodologia, que apresentou uma melhora significativa para o caso de detecção de saturação em presença de ruído.

Na Seção 4, após uma investigação dos métodos propostos na literatura para a correção da saturação, foi escolhido o método considerado mais adequado. A partir daí foi desenvolvido o algoritmo de compensação da saturação, sendo observado o seu comportamento nas situações de ausência e presença de ruído.

Os resultados obtidos pelo algoritmo desenvolvido para detecção e compensação da saturação foram apresentados na Seção 5, tanto para correntes geradas pelo simulador implementado em MATLAB quanto para as correntes geradas pelo RTDS, através da análise de indicadores de medição de desempenho das estimações.

A Seção 6 teceu conclusões a respeito do trabalho desenvolvido, apresentando também sugestões para trabalhos futuros que possam dar continuidade a esta linha de pesquisa.

## 2. O TRANSFORMADOR DE CORRENTE

### 2.1 Considerações iniciais

Os transformadores de corrente são utilizados frequentemente com os seguintes objetivos:

*i)* reduzir os níveis de corrente do SEP para uma faixa padronizada de valores que seja suficientemente baixa para suprir com segurança os dispositivos de medição e proteção;

*ii)* promover o isolamento elétrico entre o SEP e o circuito de medição e proteção.

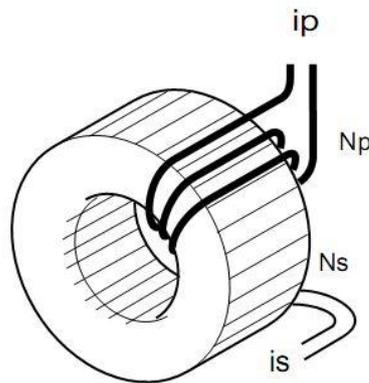
Os TCs possuem um comportamento geral similar aos transformadores de dois enrolamentos. Possuem circuito primário e secundário, acoplados magneticamente por um núcleo de material ferromagnético. Entretanto, algumas características diferenciadas de construção necessárias para cumprir seus objetivos de uso são destacadas abaixo:

Seu enrolamento primário possui um número reduzido de espiras e é conectado em série com o SEP. Há casos em que o condutor do circuito de alta tensão, considerando o alto valor de corrente, constitui um primário de uma única espira (MEDEIROS FILHO, 1983). Por possuir poucas espiras, a impedância do circuito primário pode ser desprezada quando comparada ao circuito de alta tensão, independente da carga do secundário (*burden*), fazendo com que a conexão do TC ao SEP não interfira nos valores de corrente do primário;

Por outro lado, o enrolamento secundário deve possuir um número de espiras suficientes para levar a corrente produzida no circuito secundário a valores reduzidos compatíveis com os dispositivos de medição e proteção. Estes, por sua vez, possuem baixas impedâncias no intuito de não gerarem altas tensões no secundário.

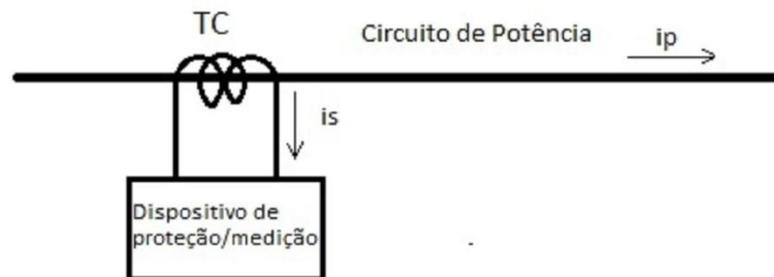
A Figura 1 representa o esquema de construção de um TC, onde:

- $i_p$  → corrente primária instantânea;  
 $i_s$  → corrente secundária instantânea;  
 $N_p$  → número de espiras do enrolamento primário;  
 $N_s$  → número de espiras do enrolamento secundário;



**Figura 1 - Esquema de construção do TC**  
Adaptado de Orlhac (1992)

Na Figura 2 é ilustrado o esquema de conexão do TC aos circuitos de potência e proteção ou medição.



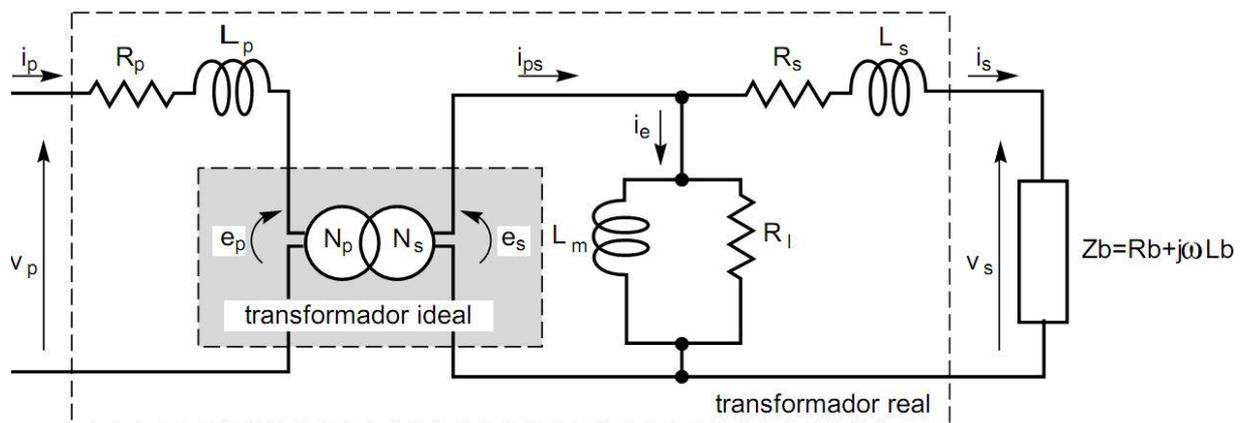
**Figura 2 - Conexão do TC**

A seguir apresenta-se uma compilação de diversos trabalhos a respeito da modelagem dos TCs, analisando seu comportamento, tanto em regime permanente como em regime transitório, abordando a questão da saturação do núcleo, suas causas e consequências.

## 2.2 Comportamentos do TC em regime permanente e em transitórios

### 2.2.1 Circuito equivalente do TC

Segundo Christopolous e Wright (1999), o circuito equivalente de um transformador de dois enrolamentos é comumente estabelecido conforme a Figura 3, onde são representados:



**Figura 3 - Circuito equivalente do TC**  
Adaptado de Orhac (1992)

$R_p$  → resistência do enrolamento primário;

$L_p$  → indutância do enrolamento primário;

$R_s$  → resistência do enrolamento secundário;

$L_s$  → indutância do enrolamento secundário;

$R_b$  → resistência da carga do secundário (*burden*);

$L_b$  → indutância da carga do secundário (*burden*);

$i_e$  → corrente de excitação;

$R_l$  → resistência do núcleo equivalente a perdas por correntes de Foucault e Histerese;

$L_m$  → indutância de magnetização do núcleo;

$v_p$  → tensão nos terminais do enrolamento primário;

$v_s \rightarrow$  tensão nos terminais do enrolamento secundário;

$e_s \rightarrow$  força eletromotriz (f.e.m.) induzida no enrolamento secundário.

O circuito da Figura 3 pode ser simplificado adotando-se duas premissas geralmente inerentes aos TCs:

Desprezar a impedância do enrolamento primário em função do seu número reduzido de espiras ( $Z_p \rightarrow 0$ );

Desprezar as perdas no ferro por correntes de Foucault e Histerese ( $R_f \rightarrow \infty$ ), em função de cuidados no projeto e do tipo de material utilizado na construção dos TCs e principalmente em função do objetivo de se restringir à análise dos TCs utilizados em proteção, que operam em faixas de corrente nunca muito inferiores à corrente nominal (SWIFT, 2001).

Aplicando ainda a relação de transformação de correntes do transformador ideal, pode-se simplificar o circuito equivalente obtendo o ilustrado na Figura 4. A corrente do primário referida ao secundário ( $i_{ps}$ ) é dada por

$$i_{ps} = i_p \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (1)$$

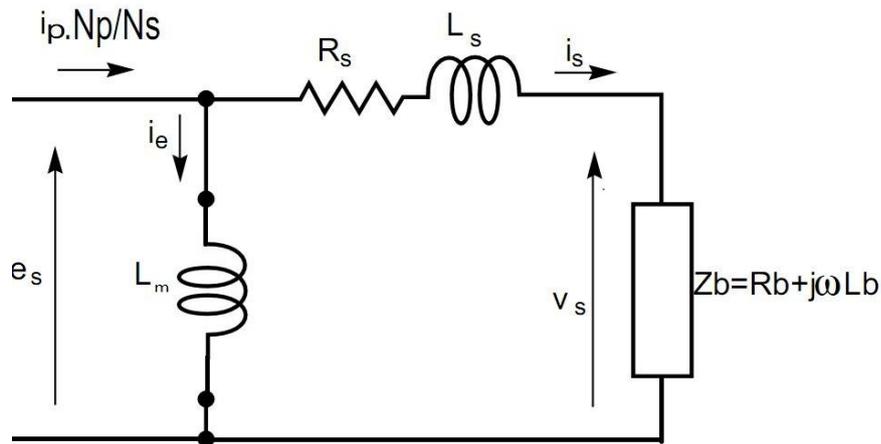


Figura 4 - Circuito equivalente simplificado do TC referido ao secundário

### 2.2.2 Curva de Magnetização do núcleo do TC e Histerese

Cabe aqui ressaltar algumas informações a respeito do material ferromagnético que compõe os núcleos dos TCs. Neste tipo de material, a indução magnética (B) permanece praticamente proporcional à intensidade do campo magnético atuante (H) somente até que a maior parte dos dipolos magnéticos fique alinhada. A partir daí, ocorre um fenômeno denominado saturação, que faz com que B passe a crescer muito mais lentamente com o crescimento de H (QUEVEDO, 1978). Este comportamento é mostrado na Figura 5. São observadas três regiões na curva B x H:

Na primeira região há uma linearidade entre as duas grandezas, ou seja, a taxa de variação de B em função de H, denominada permeabilidade incremental, é quase constante e igual à permeabilidade magnética do material ( $dB/dH = \mu$ );

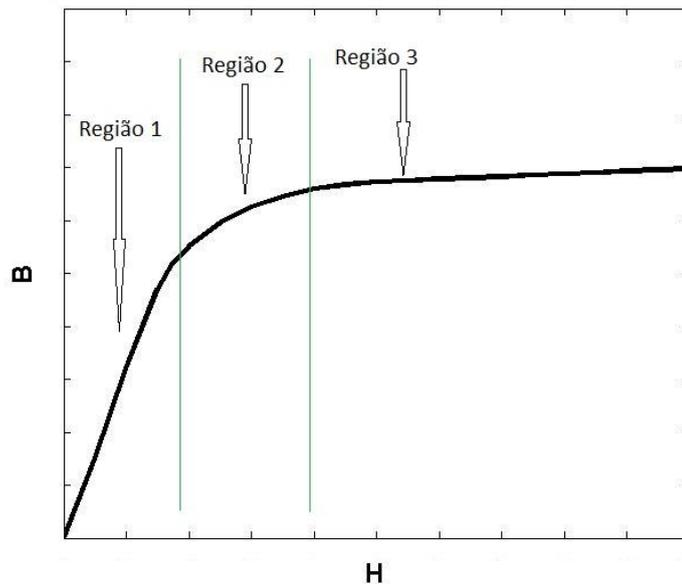
Na segunda região destacada, denominada região de joelho da curva B x H, há uma forte não linearidade associada às grandezas, havendo um decréscimo brusco da permeabilidade incremental;

Na terceira região, a saturação faz com que a permeabilidade incremental volte a permanecer constante. Nesta região, praticamente todos dipolos magnéticos já estão alinhados e a permeabilidade incremental tende à permeabilidade magnética do vácuo ( $dB/dH = \mu_0$ ).

A aplicação da Lei de Faraday e do conceito de indutância permite afirmar que a indutância de magnetização ( $L_m$ ) é proporcional à permeabilidade incremental (QUEVEDO, 1978). Desta forma, quando o TC opera na região 1 da curva B x H, a indutância de magnetização é bastante elevada e praticamente constante. Por outro lado, quando o TC opera na região de saturação (regiões 2 e 3), a indutância de magnetização decai abruptamente, provocando efeitos não lineares na corrente de excitação ( $i_e$ ).

Uma informação relevante é que, no campo dos transformadores, é comum representar as relações eletromagnéticas no interior de seu núcleo através das grandezas elétricas correspondentes, que são muito mais fáceis de serem medidas em ensaios. Para campos variantes no tempo em regime permanente a tensão no terminal secundário do TC ( $v_s$ ), que é governada pela lei de Faraday, é proporcional

ao fluxo magnético. Já a corrente de excitação ( $i_e$ ), que é governada pela lei de Ampère, é proporcional à intensidade do campo magnético. Desta forma, a curva que relaciona a tensão no secundário com corrente de excitação, denominada curva de excitação do TC, apresenta características similares à curva  $B \times H$ .



**Figura 5 - Curva B x H de materiais ferromagnéticos**  
**região 1: região linear; região 2: região do joelho; região 3: região de saturação**

Outra propriedade dos materiais ferromagnéticos é denominada histerese eletromagnética. Ela ocorre porque os dipolos magnéticos não retomam imediatamente sua orientação aleatória, com resultante nula, a partir do momento que o campo magnético (H) atuante no material se torna nulo. Isto significa que poderá haver uma densidade de fluxo magnético (B) residual no núcleo do TC mesmo após a corrente do primário, que gera o campo H obedecendo à lei de Ampère, ter se tornada nula. A Histerese então se pronuncia para correntes variantes no tempo, como é o caso das correntes senoidais do SEP. A Figura 6 mostra o comportamento da curva B x H em um ciclo de Histerese.

O fluxo remanescente no núcleo dos TCs pode influenciar na sua operação em regime transitório quando há um processo de energização do primário logo após o desligamento do circuito, como acontece na atuação de religadores em estratégias

de proteção. A presença de fluxo remanescente pode levar à saturação precoce do núcleo, induzindo o TC a erros que serão discutidos adiante.

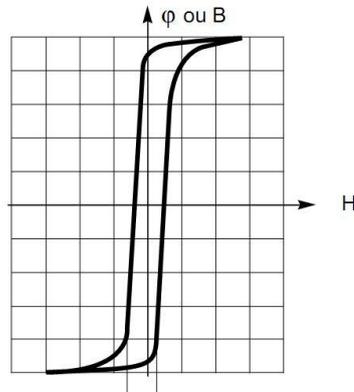


Figura 6 - Ciclo de Histerese

### 2.2.3 Erro de relação do TC e efeitos provocados pela saturação

A Relação de Transformação Nominal de um TC é definida como a relação entre o número de espiras dos enrolamentos secundário e primário, ou seja:

$$K_n = \frac{N_s}{N_p}. \quad (2)$$

O TC ideal seria aquele no qual a corrente do primário pudesse ser estimada sem erro através do conhecimento da corrente do secundário e da Relação de Transformação Nominal ( $K_n$ ). Em outras palavras, a corrente de excitação ( $i_e$ ) deveria ser desprezível, e a partir da Figura 4 teríamos:

$$i_p = K_n \cdot i_s. \quad (3)$$

Para que esta situação ocorresse, a indutância de magnetização ( $L_m$ ) deveria ser infinita, o que na prática não ocorre, pois exigiria núcleos constituídos de material com permeabilidade magnética infinita. Na prática, a corrente de excitação precisaria

ser conhecida para encontrarmos a corrente do primário, que seria calculada utilizando a lei de Kirchhoff também na Figura 4:

$$i_p = K_n \cdot (i_s + i_e). \quad (4)$$

Assim, devido a existência da corrente de excitação, a utilização de (3) provoca um erro no cálculo da corrente do primário. Considere então a análise qualitativa deste erro em duas situações:

a) TC operando na faixa linear da curva B x H de seu núcleo

Neste caso, a indutância de magnetização ( $L_m$ ) é constante. Analisando o circuito da Figura 4 e considerando a corrente do primário ( $i_p$ ) em regime permanente senoidal, verifica-se que tanto a corrente de excitação ( $i_e$ ) quanto a corrente do secundário ( $i_s$ ) são também senoidais, com módulos e fases dependentes das características do TC ( $L_m$  e  $Z_s$ ) e do *burden* ( $Z_b$ ). Assim, o TC introduz um erro tanto em módulo quanto em fase entre a corrente real do secundário ( $i_s$ ) e a corrente do primário referida ao secundário ( $i_{ps}$ ). Felizmente, a tecnologia e o material ferromagnético utilizados na construção dos TCs fazem com que a indutância de magnetização seja suficientemente grande a ponto de gerar correntes de magnetização de valor reduzido, promovendo erros de módulo e fase situados em faixas de valores aceitáveis e previsíveis nas especificações técnicas dos TCs.

O erro de relação ( $\varepsilon$ ) pode ser calculado matematicamente da seguinte forma (MEDEIROS FILHO, 1983):

$$\varepsilon = \frac{K_n i_s - i_p}{i_p}. \quad (5)$$

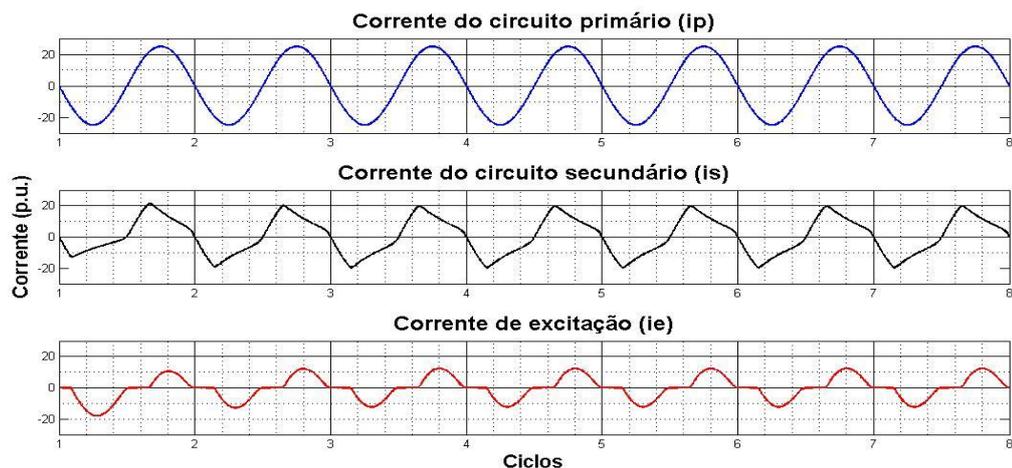
Na prática, em termos de proteção, o erro de fase pode normalmente ser desprezado e o erro de relação pode ser calculado como sendo

$$\varepsilon\% = \frac{I_e}{I_s} \cdot 100\%, \quad (6)$$

onde  $I_e$  e  $I_s$  são os valores eficazes da corrente de excitação e da corrente do secundário, respectivamente.

#### b) TC operando em saturação

Nesta situação, a indutância de magnetização ( $L_m$ ) apresenta valores variantes em uma ampla faixa com o tempo. Esta não linearidade produz uma corrente de excitação ( $i_e$ ) não senoidal e com valores instantâneos por vezes consideravelmente grandes. A corrente de excitação não senoidal provoca uma distorção na corrente do secundário ( $i_s$ ), tornando-a também não senoidal, introduzindo erros em seu valor eficaz e em sua forma de onda, mesmo para o primário operando em regime permanente senoidal. A Figura 7 mostra as correntes do primário, do secundário e de excitação do TC operando em saturação. Os erros devido à saturação do núcleo constituem foco deste trabalho e serão abordados detalhadamente doravante.



**Figura 7 - Correntes do TC operando em saturação**

A Figura 8 mostra o comportamento da corrente de excitação para as hipóteses do TC ideal, linear e saturado analisadas, mostrando ainda a assimetria gerada pela presença da histerese.

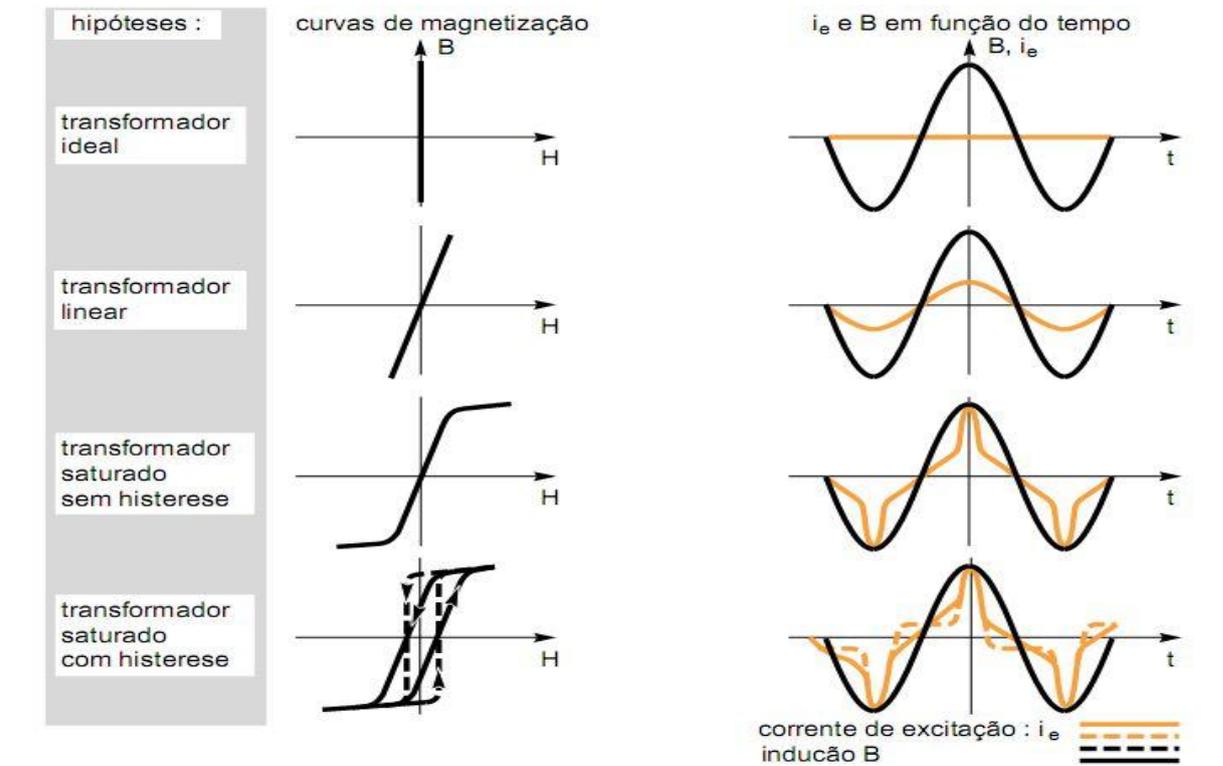


Figura 8 - Comportamento da corrente de excitação ( $i_e$ ) em função da curva de magnetização  
Adaptado de Orhac (1992)

### 2.3 Especificações dos TCs

Apesar de possuírem funções similares no que tange à redução da corrente do SEP a valores aceitáveis no secundário, existe uma diferença básica entre os TCs utilizados em medição e os utilizados em proteção. Os TCs de medição são projetados para possuírem alta exatidão com correntes nominais de operação, mas atingem a saturação de seus núcleos após a corrente do primário atingir cerca de cinco vezes a corrente nominal.

Já nos TCs utilizados para proteção são admitidos erros mais elevados (limitados obviamente a sua classe de exatidão). Entretanto, a sua saturação só

deverá ocorrer para correntes primárias bem mais elevadas em comparação a sua corrente nominal de operação, da ordem de 20 vezes. Isto é necessário, pois os TCs de proteção devem manter o seu funcionamento normal mesmo para elevadas correntes de curto circuito nos sistemas de potência a serem protegidos (CHRISTOPOLOUS e WRIGHT, 1999). O presente trabalho se restringe ao estudo dos TCs utilizados em proteção.

No Brasil a terminologia e as especificações dos TCs são determinadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) através da NBR 6546 (ABNT, 1991) e da NBR 6856 (ABNT, 1992), respectivamente.

Os padrões internacionais IEEE e IEC para esses equipamentos também são comumente utilizados como referência. O padrão internacional IEEE Std. C57.13-2008 (2008) trata dos requisitos dos transformadores de instrumentos. Já o padrão IEEE Std. C37-2007 (2008) e seu complemento IEEE C37-2007 / Cor 1-2010 especificam aplicações dos TCs utilizados em proteção. O padrão IEC 60044-1 (2003) trata da especificação dos TCs e o padrão IEC 60044-6 (1992) aborda o seu comportamento em regime transitório.

É importante ressaltar que a ABNT não propõe em sua documentação técnica a normatização da resposta dos TCs em regime transitório. Segundo a NBR 6856 (ABNT, 1992), a resposta em regime transitório de TC encontra-se em estudo.

A seguir são descritas algumas terminologias, características e especificações relacionadas aos TCs de acordo com as normas da ABNT e utilizadas ao longo deste trabalho.

### **2.3.1 Corrente nominal**

Segundo a NBR 6856 (ABNT, 1992), a corrente nominal no secundário de um TC é padronizada em 5 A. Esta norma também sugere relações de transformação que vão desde 1:1 até 1600:1. No primeiro caso, a corrente nominal no primário também seria 5 A e o TC teria somente função de proporcionar isolamento entre os circuitos de potência e medição. Já no segundo caso, a corrente nominal no primário seria de 8000 A. A norma permite que sejam utilizadas, também, correntes

secundárias nominais de 1 A e 2 A. Neste caso, os valores de corrente primária devem ser recalculados.

### 2.3.2 Classe de exatidão

Para serviço de medição, a norma da ABNT estipula as classes de exatidão 0,3 - 0,6 - 1,2 - 3. Isto delimita a margem de erro de um TC de medição em 0,3%, 0,6%, 1,2% ou 3%, respectivamente, sendo que estes erros são permitidos para correntes iguais à corrente nominal. Para a classe de 3% não existe limite de erro de fase.

Já para serviço de proteção, as classes de exatidão previstas são 5 ou 10, o que equivale a dizer que o TC de proteção pode possuir erros de 5% ou 10%, dependendo de sua classe. Entretanto, os erros devem permanecer dentro destes limitantes superiores para correntes com valores até 20 vezes a corrente nominal. Este fator multiplicador é denominado Fator de Sobrecorrente (FS).

Considerando que um TC de proteção pode produzir um erro de até 10% quando a corrente atinge 20 vezes a corrente nominal, ter-se-á, para o TC de 5 A nominal no secundário:

$$\varepsilon_{20} \% = \frac{I_e}{20 \times 5} \cdot 100\% = I_e \% \quad (7)$$

Em outras palavras, o erro neste ponto será a própria corrente de 10 A (10% de erro), acima da qual o TC irá apresentar grandes distorções não aceitáveis.

### 2.3.3 Cargas nominais (*burden*)

As cargas nominais são especificadas pela NBR 6856 (ABNT, 1992), sendo expressas em Volt-Ampère correspondentes à corrente secundária nominal. Cabe aqui ressaltar que deve haver uma garantia de que o TC permaneça dentro de sua classe de exatidão desde que se utilizem cargas menores ou iguais à carga nominal.

### 2.3.4 Tensão secundária nominal

A tensão secundária nominal é definida na NBR 6856 (ABNT, 1992) para os TCs utilizados em serviços de proteção como a tensão que aparece nos terminais de uma carga nominal imposta ao TC a 20 vezes a corrente secundária nominal, sem que o erro de relação exceda o valor especificado. As tensões secundárias nominais padronizadas são 10 V, 20 V, 50 V, 90 V, 100 V, 180 V, 200 V, 360 V, 400 V e 800 V, baseados em uma corrente secundária nominal de 5 A.

## 2.4 Elementos que influenciam na saturação e seu efeito sobre a forma de onda da corrente secundária

Conforme descrito anteriormente, a saturação do núcleo do TC provoca distorção na forma de onda da corrente do seu secundário, exemplificada através da Figura 7. A seguir serão considerados os elementos que influenciam na saturação do TC como o *burden* e a corrente de falta do SEP.

### 2.4.1 Influência do *burden*

Analisando o circuito da Figura 4 pode-se escrever a seguinte equação:

$$e_s = (R_s + R_b) \cdot i_s + (L_s + L_b) \cdot \frac{di_s}{dt} = R_2 \cdot i_s + L_2 \cdot \frac{di_s}{dt}, \quad (8)$$

sendo  $R_2 = R_s + R_b$  a resistência equivalente do circuito secundário e  $L_2 = L_s + L_b$  a indutância equivalente do circuito secundário.

O Fluxo de acoplamento ( $\varphi$ ) necessário para produzir esta fem é:

$$N_s \cdot \varphi = \int e_s dt = R_2 \cdot \int i_s \cdot dt + L_2 \cdot i_s. \quad (9)$$

A partir de (9) chega-se à primeira conclusão importante: quanto maior a impedância equivalente do circuito secundário maior a chance do fluxo atingir o seu valor de saturação. Isto significa que tanto a impedância do secundário do TC quanto a impedância do *burden* devem ser tão pequenas quanto possível para evitar a saturação do núcleo do TC, ou seja, **submeter o circuito secundário do TC a um *burden* superior ao valor para o qual ele foi projetado (*burden* padrão) poderá fazer com que ele entre em saturação precocemente.**

Agora, para simplificar a análise qualitativa a respeito da forma de onda assumida pela corrente do secundário mediante saturação, supõe-se que a corrente de excitação ( $i_e$ ) possa ser desprezada até o momento da saturação. Isto equivale a considerar que a curva de excitação do TC corresponde à mostrada na Figura 9, onde  $\phi_{sat}$  é o valor de fluxo magnético no qual o núcleo entra em saturação. Nas situações práticas, adotar este modelo leva a erros pequenos, que podem ser desprezados (CHRISTOPOLOUS e WRIGHT, 1999).

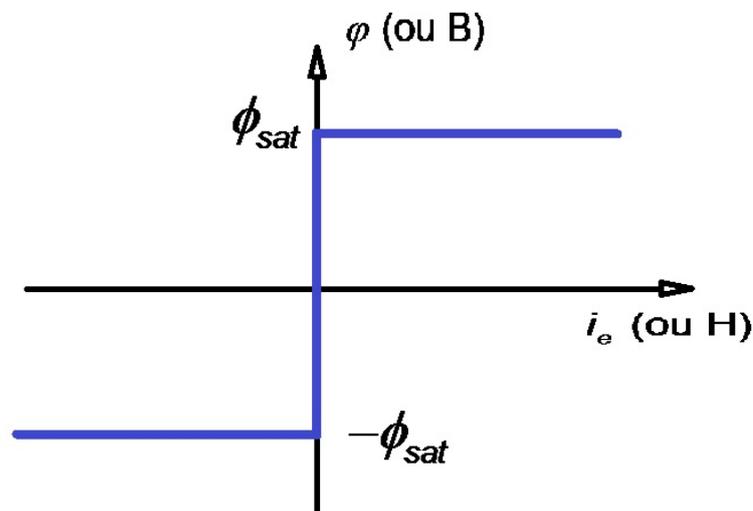
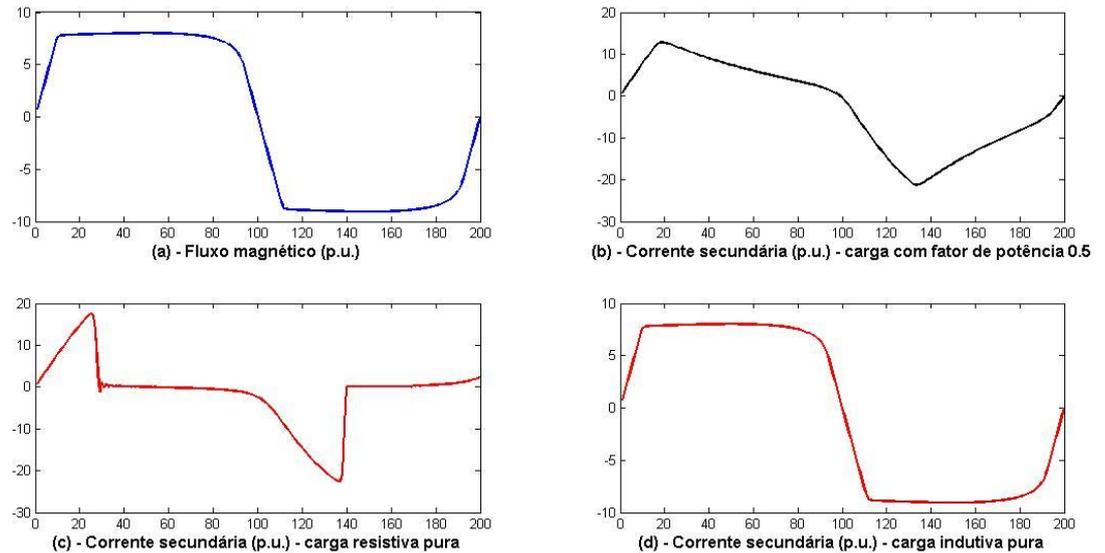


Figura 9 - Curva de excitação aproximada

Adotando este modelo simplificado, a corrente de excitação é nula para valores de fluxo abaixo do nível de saturação ( $-\phi_{sat} < \varphi < \phi_{sat}$ ) e o transformador comporta-se como ideal. Além disso, na região de saturação ( $|\varphi| = \phi_{sat}$ ) o fluxo

permanece constante. A Figura 10(a) ilustra o comportamento temporal do fluxo supondo uma corrente simétrica no primário do TC.



**Figura 10 - Influência do *burden* em  $i_s$  para o TC saturado**  
**(a) fluxo magnético; (b) corrente secundária para carga com f.p. = 0,5; (c) corrente secundária para carga resistiva; (d) corrente secundária para carga indutiva.**

Sendo nula a taxa de variação do fluxo com o tempo ( $d\phi/dt = 0$ ) nas regiões de saturação concluí-se, pela lei de Faraday, que  $e_s = 0$ . Pode-se reescrever (6) como mostrado a seguir:

$$R_2 \cdot i_s + L_2 \cdot \frac{di_s}{dt} = 0. \quad (10)$$

A equação (10) tem como solução a exponencial decrescente:

$$i_s = I_0 \cdot \exp[-(t - t_0) / \tau_2], \quad (11)$$

onde  $\tau_2 = L_2 / R_2$  é a constante de tempo do secundário do TC e  $t_0$  é o instante de tempo em que a saturação se inicia. Em função das condições de contorno,  $I_0$  deve ser igual ao valor instantâneo de  $i_s$  no instante de tempo  $t_0$ , ou seja:  $I_0 = i_s(t_0)$ . A Figura 10(b) representa a corrente do secundário para uma carga secundária

equivalente com fator de potência 0,5. Já a Figura 10(c) mostra  $i_s$  para uma carga puramente resistiva e a Figura 10(d) supõe uma carga puramente indutiva.

#### 2.4.1 Influência da corrente de falta do primário

O objetivo agora é verificar como a corrente de falta do primário influencia na saturação do núcleo do TC e conseqüentemente na distorção da corrente do seu secundário.

Para isto, é utilizada a conhecida equação que representa a corrente de falta de um circuito com impedância  $Z_f = R_f + j\omega L_f$  vista pelo gerador até o ponto de falta (CHRISTOPOLOUS e WRIGHT, 1999):

$$i_p = I_{pf\max} \cdot [\sin(\omega t + \alpha) - \sin(\alpha) \cdot \exp(-t / \tau)], \quad (12)$$

onde  $\tau = L_f / R_f$  é a constante de tempo de falta,  $I_{pf\max}$  é o valor de pico da componente CA da corrente de falta e  $\alpha$  é um fator dependente do instante em que a falta ocorre em relação à fase da tensão no ponto de falta.

Supondo o pior caso, que ocorre na situação de maior assimetria da falta, representada por  $\alpha = \pi / 2$  e substituindo este valor em (12) resulta:

$$i_p = I_{pf\max} \cdot [\cos(\omega t) - \exp(-t / \tau)]. \quad (13)$$

Simplificando com a utilização da curva de excitação da Figura 9, que pressupõe  $i_e = 0$  em ausência de saturação, substituindo (1) e (13) em (9) e integrando a expressão resultante, chega-se à:

$$\varphi = \frac{N_p \cdot I_{pf\max}}{N_s^2 \cdot \omega} \cdot [R_2 \sin(\omega t) + \omega L_2 \cdot \cos(\omega t) + (\omega \tau R_2 - L_2) \cdot \exp(-t / \tau)] + \varphi_{rem}, \quad (14)$$

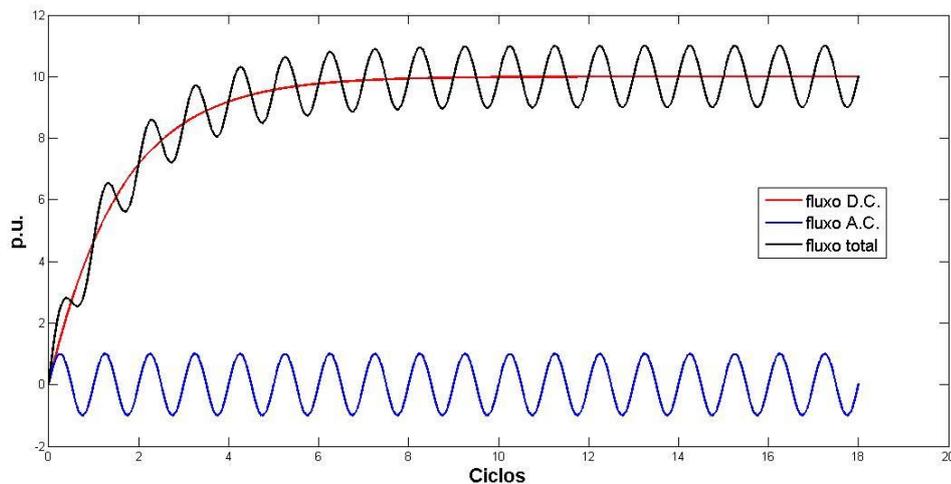
onde  $\varphi_{rem}$  é a constante de integração associada às condições de contorno do fluxo, denominada fluxo remanescente ou fluxo residual. Quando a corrente do primário anteriormente à falta se situa próxima ao seu valor nominal, o fluxo remanescente pode ser considerado desprezível em relação aos valores por ele assumidos em virtude da falta.

Analisando (14) verifica-se que o fluxo é composto de duas componentes, uma CA e outra exponencial CC. Observando o comportamento dessas componentes em relação aos parâmetros do circuito primário, pode-se concluir:

Primeiramente, o fluxo é proporcional a  $I_{pf\ max}$ , ou seja, **quanto maior o valor de pico da componente AC da corrente de falta (e conseqüentemente seu valor eficaz) maior é a tendência de saturação do TC.**

Além disso, observando a componente CC do fluxo, verifica-se que ela é proporcional à constante de tempo de falta, com o pior caso ocorrendo para cargas resistivas no secundário ( $L_2 = 0$ ). Em redes de alta tensão o valor de  $\omega\tau = \omega L_f / R_f = X_f / R_f$  pode assumir níveis elevados em função do crescimento do espaçamento entre os condutores, fazendo com que a componente CC do fluxo atinja valores dezenas de vezes maiores do que a componente CA, provocando rapidamente uma saturação severa (WARRINGTON, 1969). Desta forma, **quanto maior a relação  $X_f / R_f$  da impedância de falta maior será a componente CC do fluxo e maior será a tendência de saturação do TC.**

O comportamento do fluxo magnético para o caso de uma carga resistiva no secundário e uma corrente de falta assimétrica com relação  $X_f / R_f$  igual a 10 é reproduzido na Figura 11. São mostradas as componentes CA e CC e o fluxo resultante da sua superposição.



**Figura 11 - Comportamento do fluxo nas faltas assimétricas**

## 2.5 O Algoritmo auxiliar de simulação do TC em MATLAB

Para facilitar o desenvolvimento deste trabalho, surgiu a necessidade de desenvolver uma ferramenta auxiliar em MATLAB que simulasse o comportamento de um TC em saturação dadas algumas de suas características e sob diversas condições de correntes de falta, ângulos de falta, constante de tempo primária, *burden* e fluxo remanescente. Esta ferramenta forneceu amostras de correntes de secundário distorcidas que foram importantes nas etapas de desenvolvimento e testes preliminares dos algoritmos de detecção e correção dos efeitos causados pela saturação dos TCs.

O algoritmo auxiliar de simulação do TC implementado em MATLAB foi baseado no trabalho desenvolvido pelo IEEE PRSC (SWIFT, 2001) que, além de estabelecer um modelo teórico simplificado de simulação, desenvolveu uma planilha em Excel para gerar a corrente distorcida do secundário. Os resultados gerados pela planilha foram confrontados com medições efetuadas em laboratório por Tziouvaras et al (apud SWIFT, 2001), mostrando-se eficientes para os níveis de corrente que levam os TCs à saturação. Além disso, Coelho (2011) já havia desenvolvido um algoritmo em MATLAB, também baseado no modelo do IEEE PSRC e obtido bons resultados quando comparado a simulações efetuadas por ele em RTDS.

O modelo de TC estabelecido pelo IEEE PRSC possui circuito equivalente demonstrado na Figura 12. A indutância do enrolamento secundário foi desprezada, considerando o fato de que os TCs geralmente possuem núcleo toroidal, com enrolamento secundário uniformemente distribuído, fazendo com que o fluxo de dispersão seja muito reduzido. Além, disso, a tensão do secundário do TC ( $v_s$ ) foi aproximada pela fem induzida no secundário ( $e_s$ ), o que equivale admitir uma resistência do enrolamento secundário muito menor do que a impedância do *burden* ( $R_s \ll |Z_b|$ ).

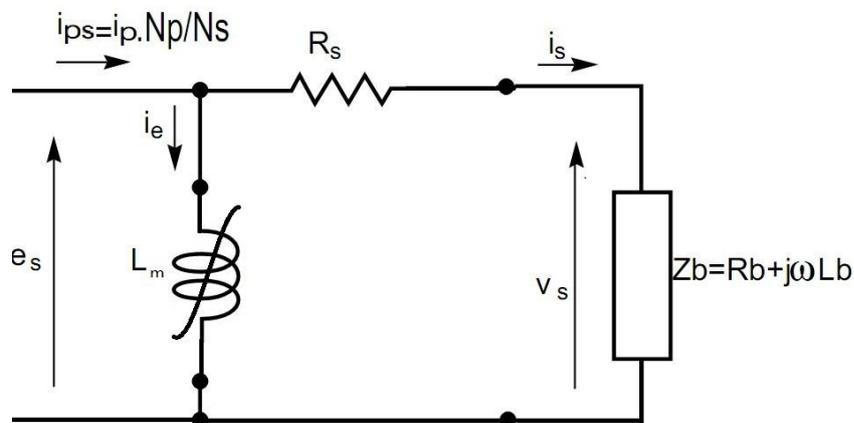


Figura 12 - Circuito equivalente do TC segundo IEEE PRSC

Da curva de excitação em escala log-log do TC que se deseja simular é extraída a inclinação (*slope*), como mostra a Figura 13. O valor eficaz da tensão de saturação (denominado  $V_x$ ) é escolhido baseado em uma corrente de excitação eficaz de 10 A, em conformidade com o padrão internacional IEEE Std. C57.13-2008 (2008). Isto equivale a um erro de 10% para uma corrente de 20 vezes a corrente secundária de nominal de 5 A, conforme já demonstrado através de (7).

A curva de excitação é então simplificada, tornando-se a reta inclinada que relaciona o valor eficaz da corrente de excitação (denominado  $I_e$ ) com o valor eficaz da tensão de excitação (denominado  $V_e$ ).

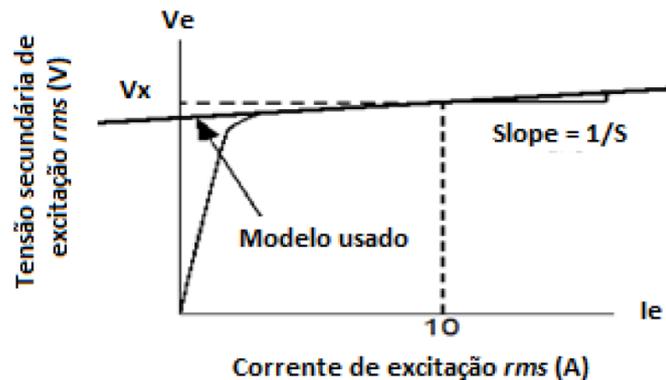


Figura 13 - Curva de excitação do modelo de TC segundo IEEE PSRC  
Fonte: Coelho, 2011

Na região não saturada da curva de excitação, a grande inclinação representa uma impedância de excitação extremamente elevada, podendo-se desprezar os valores de  $i_e$  na composição de  $i_s$ . Esta aproximação utilizada pela IEEE PSRC simplifica bastante o modelo de obtenção de  $i_s$  nas porções da onda em que não há saturação.

A reta inclinada da Figura 13 na verdade corresponde a uma relação não linear, pois tanto a ordenada como a abscissa estão em escala logarítmica. Podemos escrever tal relação da seguinte forma:

$$\log V_e = \frac{1}{S} \log I_e + \log V_i, \quad (15)$$

onde  $1/S$  é a inclinação da curva (*slope*) da Figura 13 e  $V_i$  é o valor de  $V_e$  para  $I_e = 1$  A, ou seja, para  $\log I_e = 0$ . Removendo os logaritmos de (15) obtém-se:

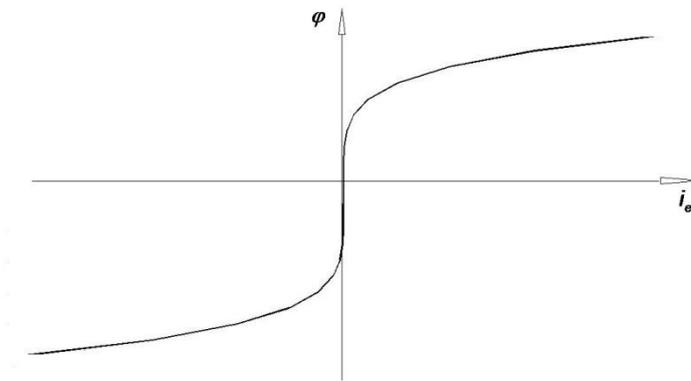
$$V_e = V_i \cdot I_e^{1/S}. \quad (16)$$

Observa-se que todos os valores de tensões e correntes envolvidos em (16) são eficazes.

Para chegar à relação entre o fluxo no núcleo do TC ( $\varphi$ ) e a corrente instantânea de excitação ( $i_e$ ) o modelo do IEEE PSRC utiliza uma aproximação adequada mostrada na Figura 14, que pode ser expressa através de:

$$i_e = A \cdot \text{sgn}(\varphi) \cdot |\varphi|^S, \quad (17)$$

onde  $\text{sgn}(\varphi)$  é a função que retorna o sinal de  $\varphi$ , ou seja:  $\text{sgn}(\varphi) = 1$  para  $\varphi \geq 0$  e  $\text{sgn}(\varphi) = -1$  para  $\varphi < 0$ .



**Figura 14 - Relação entre a corrente instantânea e o fluxo segundo IEEE PSRC**

A constante  $A$  de (17) pode ser encontrada aplicando-se a Lei de Faraday, supondo uma tensão senoidal, que gerará um fluxo também senoidal. A solução, detalhada em Swift (2001), leva a:

$$A = \frac{10\omega^S}{(\sqrt{2} \cdot V_x)^S} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^{2S}(\omega t) dt}}. \quad (18)$$

A corrente de falta primária também deve ser caracterizada como dado de entrada do modelo através de (10) e para isto são necessários o valor eficaz de sua componente simétrica ( $I_{pf} = I_{pf\max} / \sqrt{2}$ ) bem como a constante de tempo primária do sistema até o ponto de falta ( $\tau = L_f / R_f$ ).

Aplicando a Lei de Kirchhoff na malha da Figura 12, obtém-se:

$$e_s - (i_{ps} - i_e) \cdot (R_s + R_b) - L_b \cdot \frac{d}{dt}(i_{ps} - i_e) = 0. \quad (19)$$

Utilizando (1) e (12) pode-se obter  $i_{ps}$  e  $di_{ps}/dt$ . A equação (19) se torna então uma equação diferencial em  $i_e$ , cuja solução é obtida aplicando a regra da cadeia:

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{di_e}{d\varphi} \cdot \frac{d\varphi}{dt}. \quad (20)$$

Através de (17) tem-se que:

$$\frac{di_e}{d\varphi} = A.S. |\varphi|^{S-1}. \quad (21)$$

Fazendo substituições e manipulações em (19) chega-se, finalmente, à equação diferencial que relaciona variação do fluxo com a conhecida variação da corrente do primário referida ao secundário ( $i_{ps}$ ):

$$\frac{d\varphi}{dt} \cdot (1 + L_b \cdot A.S. |\varphi|^{S-1}) = (R_s + R_b) \cdot (i_{ps} - i_e) + L_b \frac{di_{ps}}{dt}. \quad (22)$$

A equação (22) pode ser resolvida numericamente através de incrementos passo a passo, utilizando as seguintes iterações:

para  $k = 1, 2, \dots, K$ :

$$\begin{cases} i_e[k] = \text{sgn}(\varphi[k]) \cdot A \cdot |\varphi[k]|^S \\ \Delta\varphi = \frac{(R_s + R_b) \cdot (i_{ps}[k] - i_e[k]) + L_b \cdot (i_{ps}[K+1] - i_{ps}[k])}{1 + L_b \cdot A.S. |\varphi[k]|^{S-1}} \\ i_s[k] = i_{ps}[k] - i_e[k] \\ \varphi[k+1] = \varphi[k] + \Delta\varphi \end{cases} \quad (23)$$

Este modelo tem a vantagem de levar em consideração os efeitos do fluxo remanescente ( $\varphi_{rem}$ ) uma vez que devem ser utilizadas as seguintes condições iniciais (condições de contorno):

$$\begin{aligned} i_e[0] &= 0, \\ \varphi[1] &= \varphi_{rem}. \end{aligned} \quad (24)$$

Baseado no conjunto de equações (23), nas condições de contorno (24) e no conhecimento de (12) que descreve a corrente de falta, foi desenvolvido o algoritmo em MATLAB, onde devem ser fornecidos os seguintes dados de entrada e parâmetros ajustáveis:

$K_n = N_s / N_p$  – Relação de transformação nominal do TC;

FCF – Fator de corrente de falta simétrica, que é a relação entre os valores eficazes das componentes CA da corrente de falta ( $I_{pf}$ ) e da corrente nominal do primário do TC ( $I_{pnom} = 5.K_n$ );

Relação  $X_f / R_f$  – Impedância do SEP até o ponto de falta;

$R_b$  – Resistência nominal do *burden*;

$L_b$  – Indutância nominal do *burden*;

$q$  – Múltiplo do *burden* nominal para simulação de sobrecarga no secundário;

$R_s$  – Resistência do enrolamento secundário do TC;

$V_x$  – Tensão de saturação do TC extraída da sua curva de excitação;

$S$  – Inclinação (*slope*) da região saturada extraída da curva de excitação;

$\varphi_{rem}$  – Fluxo remanescente no momento da falta, em p.u.;

$f$  – Frequência de operação do sistema;

$N$  = número de amostras por ciclo;

$np$  – número de períodos a serem plotados em gráfico.

Uma vez fornecidos os dados de entrada e os parâmetros ajustáveis, o algoritmo apresenta como dados de saída:

$i_{ps}$  – Corrente secundária ideal instantânea, que é a corrente do primário referida ao secundário;

$i_e$  – Corrente de excitação instantânea;

$i_s$  – Corrente instantânea real do secundário;

$I_{ps}$  – Valor eficaz da componente CA da corrente secundária ideal;

$I_s$  – Valor eficaz da corrente secundária real, calculada a cada nova amostra de  $i_s$ , em janelas de um ciclo.

Além dos vetores contendo as informações acima, é gerado um gráfico comparativo com os seus valores instantâneos. A seguir, são mostrados alguns resultados de simulações, para determinados valores dos dados de entrada. Foram utilizados os seguintes dados de entrada e parâmetros na geração da corrente, referentes a um TC de múltiplas relações de transformação, baseados em sua curva de excitação extraída do padrão IEEE Std. C37-2007 (2008), conforme Figura 15:

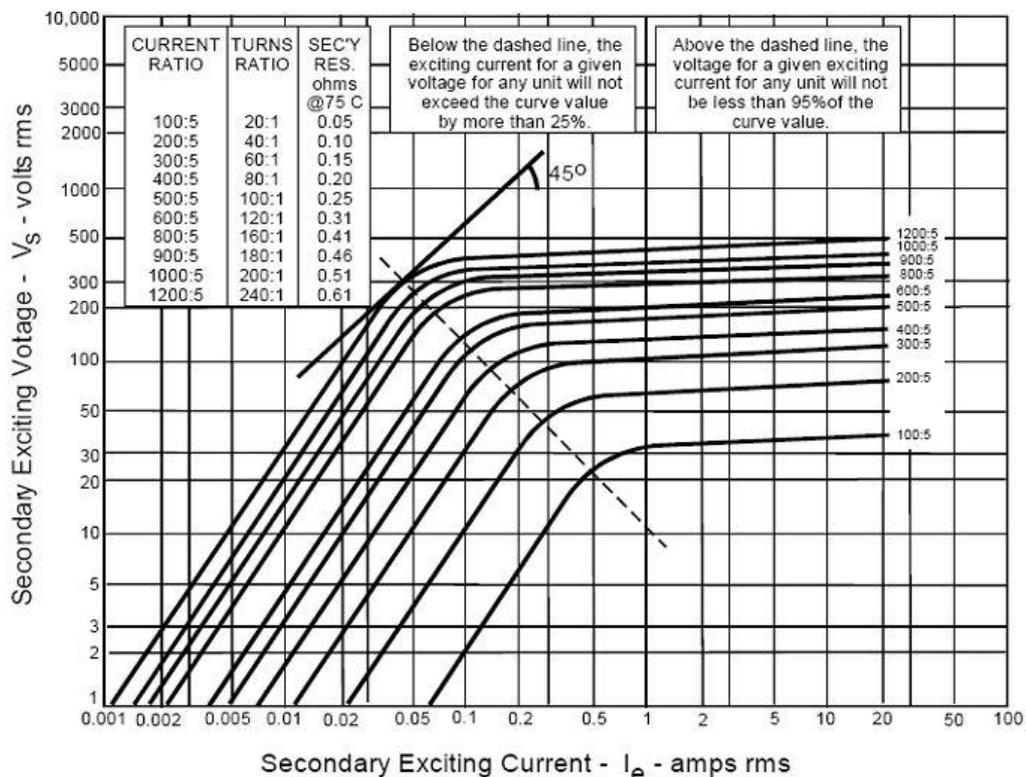


Figura 15 - Curva de excitação de um TC de múltiplas relações de transformação  
Fonte: IEEE Std. C37-2007 (2008)

$$K_n = 300 : 5 = 60;$$

$$f = 50 \text{ Hz};$$

$$N = 200;$$

$$R_b = 0,5 \ \Omega;$$

$$X_b = \omega L_b = 0,866 \ \Omega;$$

$$V_x = 100 \text{ V};$$

$$S = 22;$$

$$R_s = 0,15 \ \Omega.$$

Foi utilizada ao longo de todo o presente trabalho a frequência de sistema de 50 Hz, no intuito de compatibilizar os resultados aqui obtidos com os encontrados pelos autores dos trabalhos de referência, facilitando comparações. Entretanto, todos os resultados podem ser estendidos à frequência de 60 Hz, bastando somente ajustar a frequência de amostragem para obter o mesmo número de amostras por ciclo.

A Figura 16 mostra o resultado da simulação para uma falta com máxima assimetria (presença da componente CC da corrente de falta), utilizando um fator de corrente de falta (FCF) igual a 20, um *burden* nominal ( $q=1$ ) e uma relação  $X_f / R_f = 10$ . Nota-se que, devido à saturação, o valor eficaz da corrente real do secundário demora cerca de 8 ciclos para aproximar-se do valor eficaz da componente CA da corrente ideal do secundário.

A Figura 17 mostra o resultado da simulação nas mesmas condições anteriores, exceto pelo *burden* adotado, que foi elevado para o triplo do *burden* nominal ( $q=3$ ). Percebe-se agora que o aumento do *burden* elevou o nível de saturação gerando uma distorção permanente, fazendo com que o valor eficaz da corrente real do secundário não chegue a atingir o valor eficaz da componente CA da corrente ideal do secundário.

A Figura 18 exemplifica o caso de uma falta simétrica, utilizando um fator de corrente de falta (FCF) igual a 20 e um *burden* igual a duas vezes o *burden* nominal ( $q=2$ ).

### Correntes ideais e reais no secundário do TC

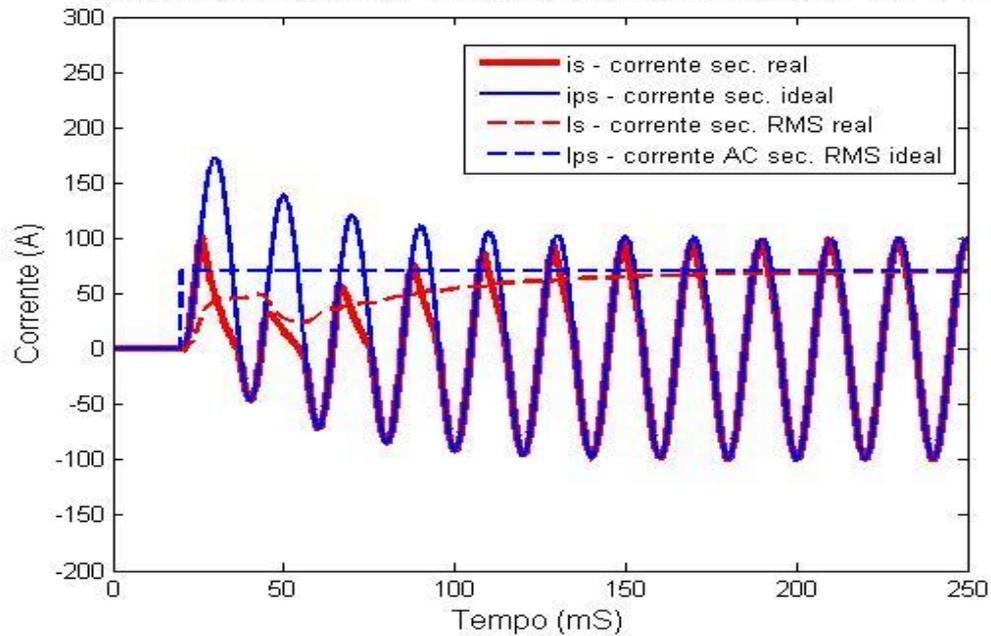


Figura 16 – simulação de falta assimétrica com  $FCF=20$ ,  $q=1$  e  $X_f/R_f = 10$

### Correntes ideais e reais no secundário do TC

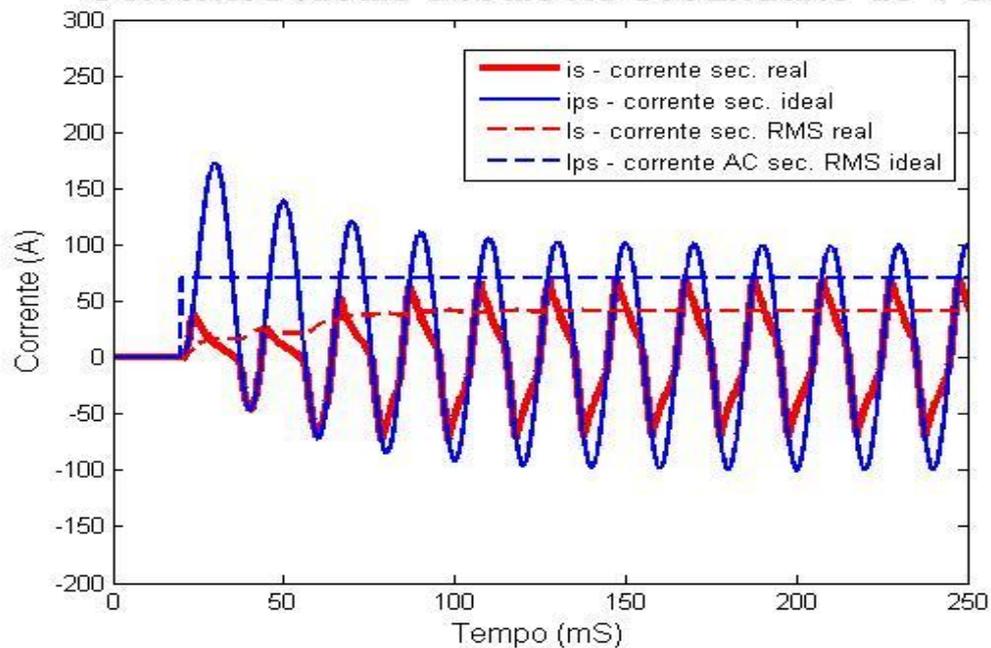


Figura 17 - simulação de falta assimétrica com  $FCF=20$ ,  $q=3$  e  $X_f/R_f = 10$

Diversos resultados gerados através do algoritmo auxiliar de simulação de TCs foram comparados com a planilha disponibilizada por Swift (2001) e também

com os resultados apresentados por Coelho (2011) e não foram detectados erros na implementação do método.

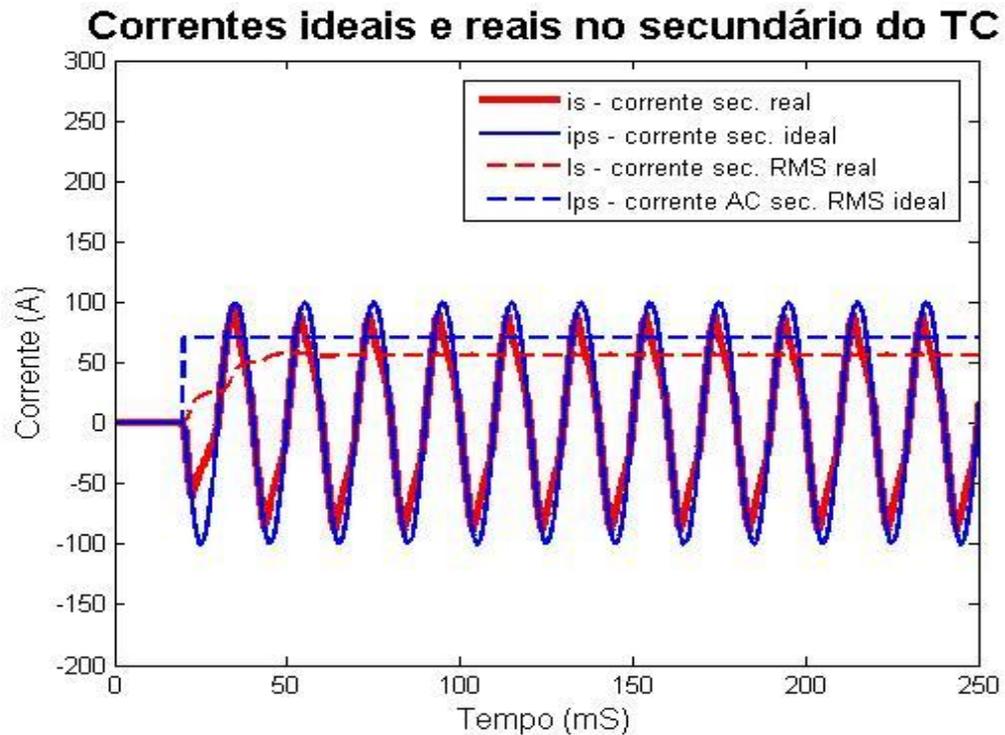


Figura 18 - simulação de falta simétrica com  $FCF=20$  e  $q=2$

O algoritmo auxiliar de simulação de TCs se mostrou uma ferramenta valiosa para o desenvolvimento das próximas seções.

### 3. DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO NÚCLEO DO TC

A importância de se efetuar uma compensação no valor eficaz da componente CA da corrente distorcida para evitar erros de operação dos dispositivos de proteção conectados ao secundário do TC operando em saturação já foi amplamente debatida nas seções anteriores. O primeiro passo para efetuar tal compensação é conhecer com precisão em que regiões (ou janelas) as distorções ocorrem. Estas regiões serão denominadas daqui por diante como “regiões saturadas” da curva de corrente. As regiões da curva de corrente complementares a essas, onde a distorção não ocorre, serão denominadas doravante “regiões não saturadas”.

Os métodos de compensação da saturação presentes na literatura são extremamente dependentes do conhecimento preciso das regiões saturadas e não saturadas. Isto ocorre porque, nas regiões não saturadas, a corrente do secundário é cópia, em escala e com boa exatidão, da corrente de falta do primário, que possui por sua vez uma modelagem simples e de fácil equacionamento, sendo composta de uma senóide sobreposta a uma exponencial, como mostrado em (12). Por outro lado, nas regiões saturadas, a corrente do secundário comporta-se de forma diferente em função da não linearidade da indutância de magnetização do TC. A facilidade em conhecer a função analítica da corrente nas regiões não saturadas faz com que a maioria dos métodos de correção de saturação se baseie em estimativas fasoriais nestas regiões.

Por força de sua função crítica como parte integrante dos sistemas de potência, a área de Proteção necessita de evoluções que sejam alicerçadas em padrões de confiabilidade e segurança bastante elevados. Assim sendo, alguns aspectos de qualquer metodologia de detecção de saturação (e também de compensação da saturação) a ser desenvolvida devem ser analisados, pois são fundamentais na medida em que se deseje efetivamente apresentá-la ao mercado de Proteção de Sistemas Elétricos de Potência.

O primeiro aspecto diz respeito à exatidão e confiabilidade do método, uma vez que os níveis de erro produzidos necessitam estar de acordo com as expectativas e tolerância dos dispositivos de proteção envolvidos, no que concerne à

sua correta atuação individual e coletiva, não prejudicando a coordenação da proteção.

O segundo aspecto tange ao tempo de resposta do processo, já que não deve haver atrasos significativos causados por qualquer hardware, software ou firmware desenvolvido, pois os dispositivos de proteção necessitam de atuação rápida para minimizar os danos nos equipamentos do SEP e maximizar a segurança da população envolvida.

O terceiro aspecto está relacionado à facilidade de implementação, envolvendo custos, padrões de mercado, praticidade de configuração e capacidade de generalização do método.

Após uma breve revisão bibliográfica de alguns dos métodos de detecção de saturação já divulgados na literatura, é detalhado o método da terceira diferença, proposto por Kang, Ok e Kang (2004), que foi o ponto de partida para o desenvolvimento do processo de detecção utilizado no presente trabalho.

### **3.1 Alguns métodos de detecção de saturação presentes na literatura**

Uma vez salientada a importância da detecção da saturação como etapa inicial de correção da distorção, inúmeras metodologias aplicadas podem ser encontradas na literatura, das quais três são abordadas a seguir.

#### **3.1.1 Redes Neurais Artificiais**

As Redes Neurais Artificiais (RNA) são bastante exploradas nos processos de detecção e compensação de saturação, uma vez que possuem normalmente uma boa resposta a problemas com comportamento não linear (THEODORIDIS e KOUTROUMBAS, 2006), como é o caso das características de magnetização dos TCs. Alguns trabalhos que encontraram bons resultados nos processos de detecção e compensação utilizando as RNAs podem ser vistos em Khorashadi-Zadeh e

Sanaye-Pasand (2006), Rebizant e Bejmert (2007), Saha et al (2001) e Yu et al (2001).

Uma desvantagem das RNAs reside no fato de que o conjunto de treinamento é sempre baseado em modelos de TCs adotados em simuladores de sistemas de potência, como o “*Eletromagnetic Transient Program*” (EMTP), o que pode influir na generalização dos resultados para situações reais. Além disso, a capacidade de generalização fica comprometida uma vez que é necessário um treinamento para cada TC utilizado, pois os efeitos de saturação podem variar mesmo entre TCs do mesmo tipo (NAM et al, 2009).

Outro fato importante é que não foram encontrados estudos da influência do ruído oriundo do SEP nem de interferências eletromagnéticas no circuito secundário do TC nos resultados de desempenho dos detectores de saturação utilizando RNAs. Algumas implementações em hardware consideraram apenas o ruído gerado pelos circuitos eletrônicos dos conversores A/D e D/A ou de seus simuladores, sendo seu efeito mitigado normalmente por um filtro analógico de primeira ou segunda ordem colocado em um estágio anterior ao estágio de detecção.

Com relação ao esforço computacional necessário para detectar e corrigir a saturação através de RNAs, os artigos de Yu et al (2001) e Khorashadi-Zadeh e Sanaye-Pasand (2006) efetuaram a implementação em hardware e obtiveram tempos de resposta permissíveis para implementação em tempo real, de cerca de  $130 \mu s$  e  $167 \mu s$ , respectivamente, por fase.

Por fim, Saha et al (2001) citam problemas de instabilidade na resposta da RNA quando há um crescimento da componente CC da corrente de falta.

### **3.1.2 Transformada Wavelet discreta**

A transformada de Fourier, ou “*Fourier Transform*” (FT) é um método de decomposição espectral bastante utilizado para sinais periódicos em regime permanente. Entretanto, sua eficiência enquanto ferramenta de análise torna-se insatisfatória na medida em que o sinal sofre bruscas variações, como é o caso das correntes distorcidas do secundário do TC. Nem mesmo a transformada de Fourier janelada, ou “*Windowed Fourier Transform*” (WFT), também conhecida como

transformada de Fourier a curto-termo ou “*Short-Time Fourier Transform*” (STFT), que foi desenvolvida com o objetivo de acompanhar a evolução do espectro de frequências em janelas de tempo para aumentar a qualidade da análise em regime transitório, é capaz de detectar com rapidez e eficácia desejadas as bruscas alterações no comportamento dos sinais (ALTAISKY, 2005), como é o caso da corrente do secundário do TC ao passar da região não saturada para a região saturada e vice-versa.

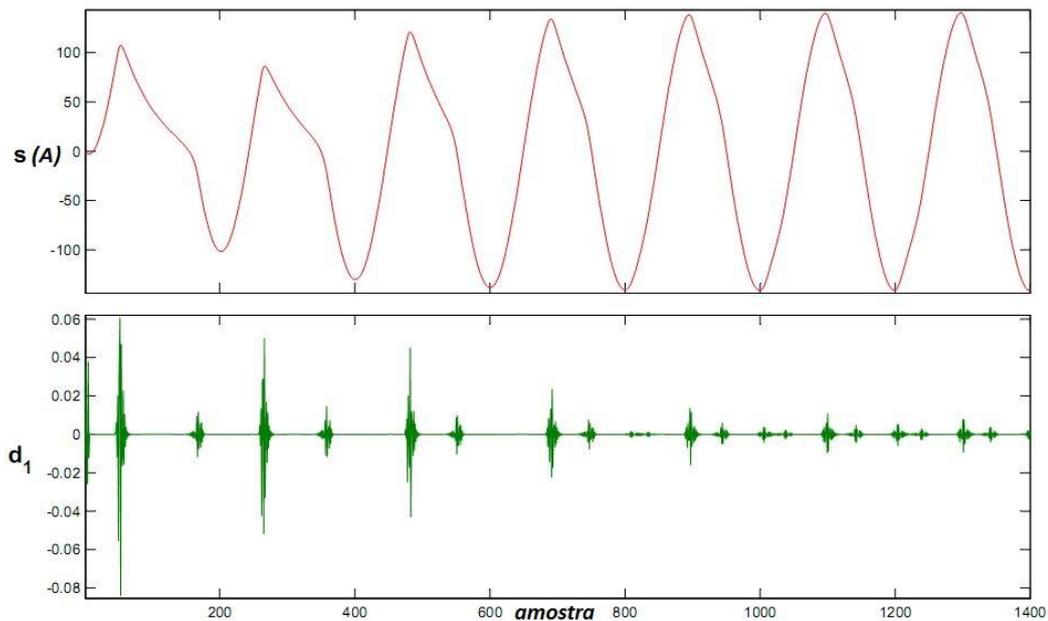
A transformada Wavelet, ou “*Wavelet Transform*” (WT), vem sendo bastante utilizada como ferramenta de análise de sinais não estacionários em diversas áreas da engenharia, física e outras ciências da natureza. Ela permite que se obtenha uma decomposição espectral do sinal localizado no tempo com nível de resolução que contempla desde componentes de baixas frequências até altas frequências. A WT é uma basicamente uma convolução do sinal em questão com uma família de funções obtidas de uma wavelet básica, por deslocamentos e dilatações.

O trabalho desenvolvido por Li, Li e Aggarwal (2002) utilizou a Transformada Wavelet discreta, ou “*Discrete Wavelet Transform*” (DWT) para detectar os pontos de início e fim de cada região saturada da corrente do secundário do TC. O método se baseou no fato de que a derivada primeira da corrente é descontínua nestes pontos em função da sua brusca mudança de comportamento. Segundo os autores supracitados, a escolha da Wavelet Daubechies 4 (DB4) é a mais indicada para a detecção de distorções, fazendo com que o detalhamento de primeiro nível da DWT detecte com precisão as discontinuidades da derivada primeira da corrente, através do aumento excessivo da magnitude dos coeficientes nesses pontos. A Figura 19 ilustra uma amostra de corrente saturada ( $s$ ) obtida através do algoritmo de simulação do TC em MATLAB descrito no Item 2.5 e os coeficientes do primeiro nível de detalhe ( $d_1$ ) gerados pela “*Wavelet toolbox*” do MATLAB. Os resultados apresentados estão em conformidade com os obtidos pelos autores, indicando que a DWT se mostra uma boa opção para detecção da saturação na ausência de ruído, bastando para isto escolher um limiar, ou “*threshold*”, acima do qual o valor absoluto do coeficiente do primeiro nível de detalhe aponte para o início ou fim de uma região saturada.

Outra simulação foi efetuada considerando-se uma Relação Sinal-Ruído, ou Signal to Noise Ratio (SNR), dada pela expressão:

$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{I_{pf} / K_n}{\sigma_N}\right), \quad (25)$$

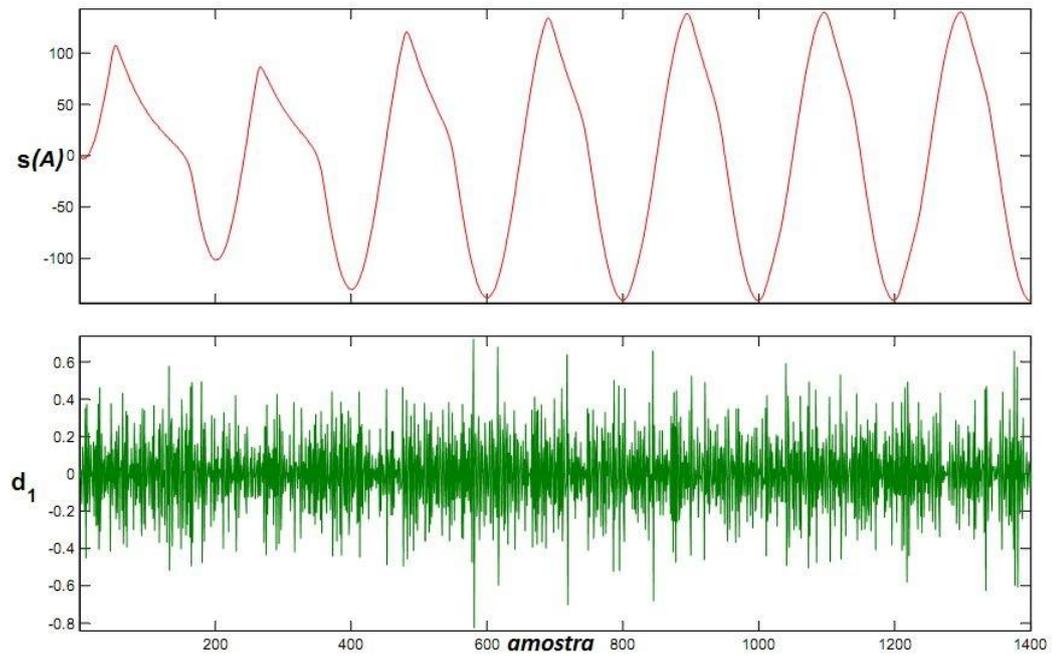
onde  $\sigma_N$  é a raiz quadrada da variância do ruído, ou seja, seu desvio padrão.



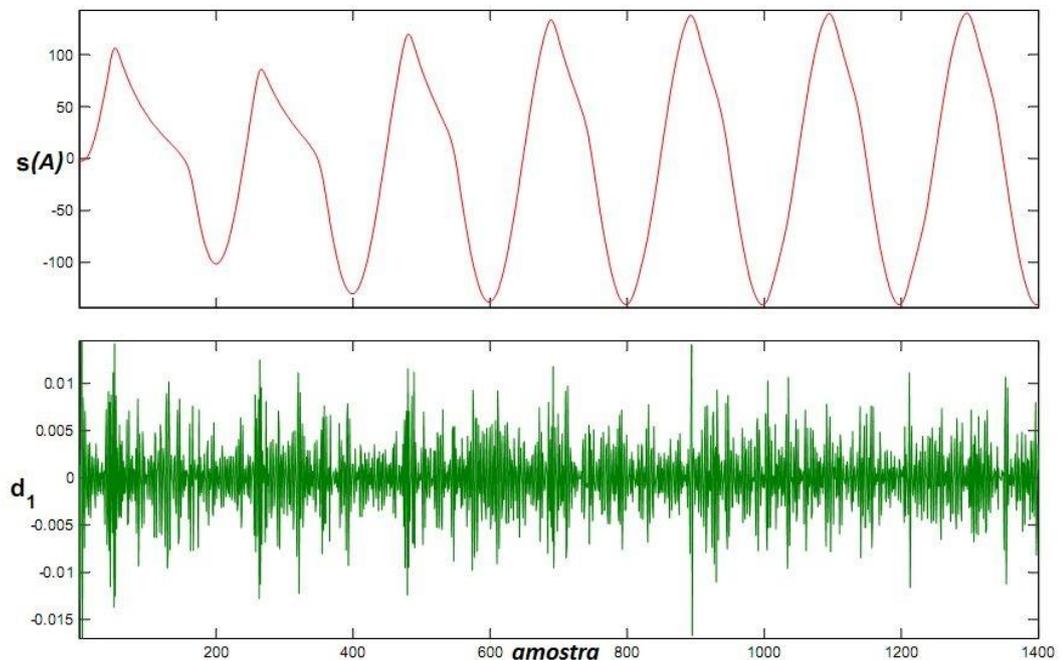
**Figura 19 - Detecção via DWT sem a presença de ruído**

Segundo Tomié, Kusljević e Vujjeić (2007), os níveis de SNR em sistemas de potência situam-se tipicamente entre 50 dB e 70 dB. Com base nesta informação, foi inserido ao sinal de corrente distorcida gerado pelo MATLAB um Ruído Gaussiano Branco, ou "*White Gaussian Noise*" (WGN) com a variância calculada por (25) para uma SNR de 50 dB e os resultados são mostrados na Figura 20. Observa-se que a capacidade de detecção ficou amplamente prejudicada pela adição de ruído.

Uma tentativa de suavizar a influência do ruído foi efetuada inserindo um estágio de filtragem com um filtro Butterworth Passa Baixas de segunda ordem, simulado em MATLAB, antes da etapa de detecção através da DWT. Este tipo de filtro é bastante utilizado como estágio inicial de circuitos de proteção (REBIZANT, WISZNIEWSKI e SZAFRAN, 2011). Foi utilizada uma frequência da corte de 500 Hz, para uma frequência de sistema de 50 Hz e uma frequência de amostragem de 10 kHz, equivalente a 200 amostras por ciclo e os resultados podem ser vistos na Figura 21.



**Figura 20 - Detecção via DWT com a presença de ruído de 50 dB**



**Figura 21 - Detecção via DWT com sinal ruidoso (50 dB) filtrado**

Observa-se que o método de detecção através da análise dos coeficientes do primeiro nível de detalhe da DWT parece inviabilizar-se para sinais ruidosos, mesmo

precedidos pela etapa de filtragem. Não há níveis seguros de limiar para os coeficientes do primeiro nível de detalhe que possam detectar o início e o fim das regiões saturadas do sinal de corrente.

Por outro lado, um estudo mais aprofundado a respeito do segundo, terceiro e quarto níveis de detalhe ( $d_2$ ,  $d_3$  e  $d_4$ , respectivamente) mostrado na Figura 22 aponta um possível caminho para a detecção através da DWT pela observação destes coeficientes. Entretanto, pelo fato dos coeficientes oscilarem seus valores ao longo de um grande número de amostras em torno dos pontos de início e fim de saturação, a simples escolha de um limiar não seria suficiente para identificar as regiões saturadas com boa precisão, devendo ser necessário um processamento posterior para tentar identificar melhor tais pontos.

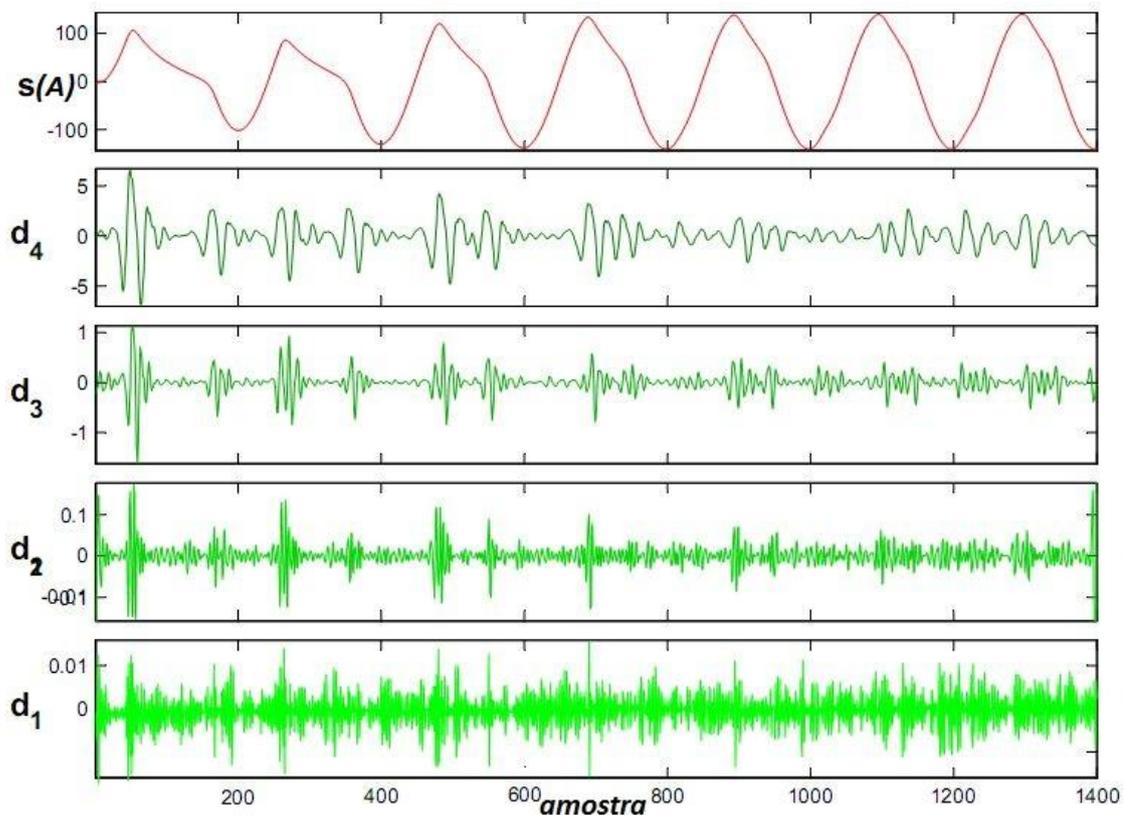


Figura 22 – Detalhamento da DWT até  $d_4$

### 3.1.3 Método da terceira diferença

Já foi observado que há uma mudança brusca de comportamento da corrente nos pontos onde a região de saturação se inicia e termina (Figura 23). Esta característica faz com que a primeira derivada da corrente sofra uma descontinuidade nestes pontos. Procurando explorar esta questão, o método da terceira diferença proposto por Kang, Ok e Kang (2004) observa o comportamento da terceira derivada do sinal de corrente, mostrando que ela assume valores suficientemente grandes nos pontos de interesse para serem utilizados no processo de detecção.

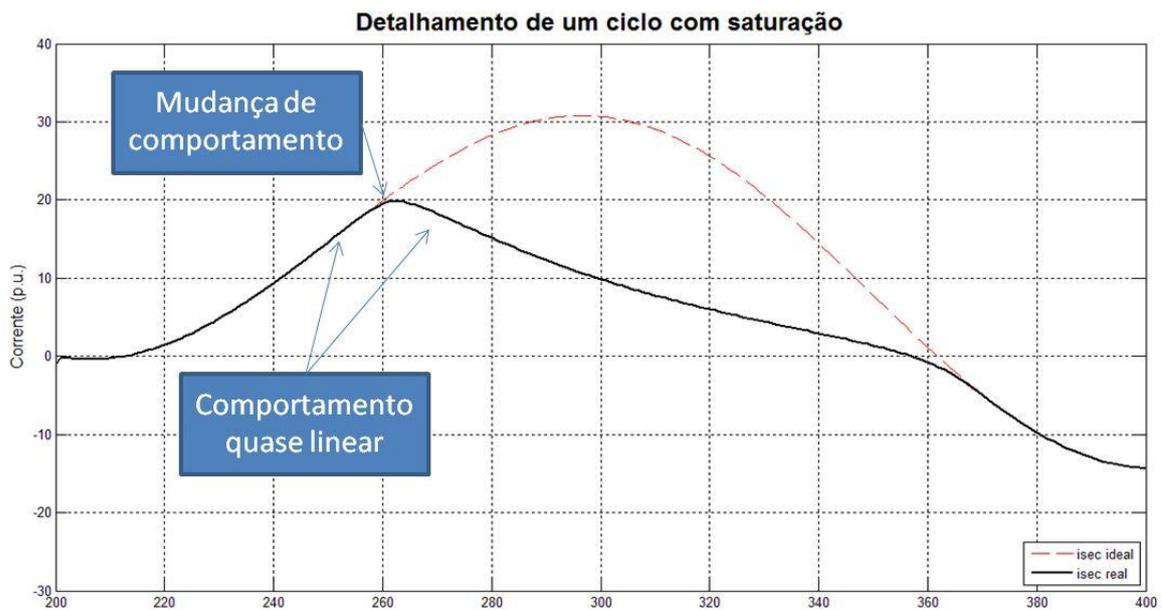


Figura 23 – Comportamento da corrente nos limites da região de saturação

Tomando como base o valor instantâneo do sinal discretizado da corrente  $i_s[n]$  na amostra atual  $n$ , são definidas as funções:

$$del1[n] = i_s[n] - i_s[n - 1]; \quad (26)$$

$$del2[n] = del1[n] - del1[n - 1]; \quad (27)$$

$$del3[n] = del2[n] - del2[n - 1], \quad (28)$$

onde  $del1[n]$ ,  $del2[n]$  e  $del3[n]$  são denominadas funções de primeira, segunda e terceira diferença, respectivamente.

A utilização recursiva de (26), (27) e (28) leva facilmente à relação entre a terceira diferença e a corrente do secundário:

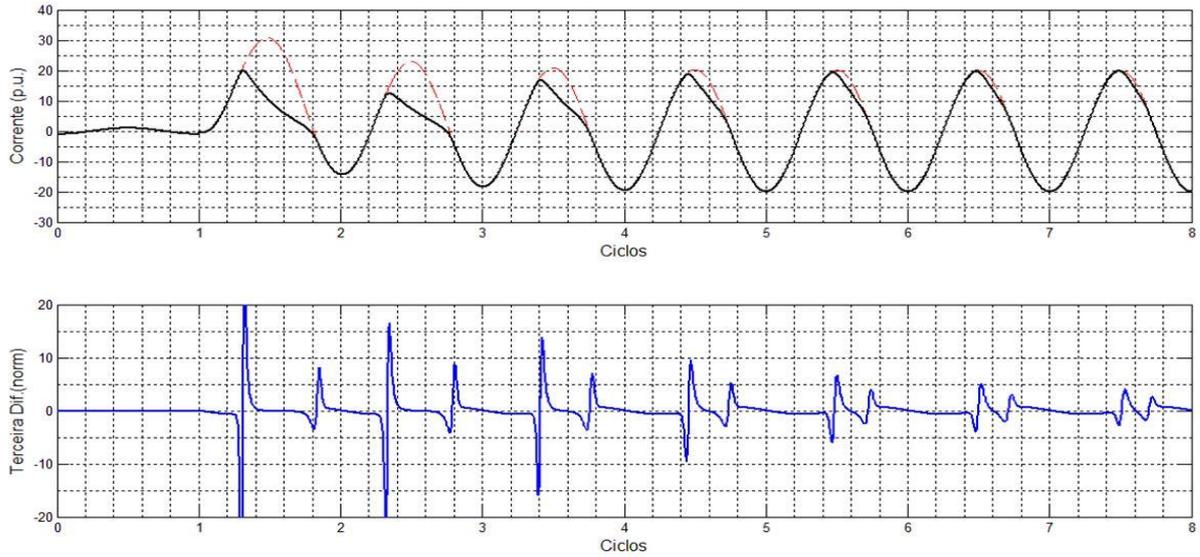
$$del3[n] = i_s[n] - 3.i_s[n-1] + 3.i_s[n-2] - i_s[n-3]. \quad (29)$$

De (29) tem-se que, para calcular o valor da terceira diferença na amostra  $n$  são necessárias quatro amostras de corrente, a amostra atual e as três antecessoras. Este cálculo exige um esforço computacional extremamente baixo, além de produzir uma resposta muito rápida da terceira diferença à saturação, que ocorre em até quatro amostras a partir do seu início ou término. Esta é uma grande vantagem do método em questão com relação aos demais métodos expostos anteriormente.

A Figura 24 aponta o comportamento da função terceira diferença calculada a partir de uma corrente de secundário gerada pelo algoritmo de simulação do TC em MATLAB, sem a presença de ruído. Uma simples observação mostra claramente que os pontos de início e fim de saturação ficam evidenciados pelo grande crescimento do valor absoluto da função terceira diferença nas quatro amostras subsequentes. Em contrapartida, em pontos fora da área de transição entre as regiões saturada e não saturada, o valor da função terceira diferença assume valores bem mais baixos.

Uma investigação dos valores assumidos pela função terceira diferença na região não saturada indica um limiar a ser utilizado no processo de detecção. Para isto, parte-se do pressuposto que, nas regiões não saturadas, a corrente do secundário é uma cópia em escala reduzida da corrente de falta do primário. Esta, por sua vez, no caso de maior assimetria, pode ser expressa por (13). Este fato leva à seguinte expressão para a corrente do secundário discretizada com um período de amostragem  $T_s$ , equivalente a  $N$  amostras por ciclo, na região não saturada:

$$i_s[n] = \frac{I_{pf\max}}{K_n} \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - \exp(-nT_s/\tau) \right]. \quad (30)$$



**Figura 24 – Detecção via método da terceira diferença em ausência de ruído**

Substituindo (30) em (26), encontra-se o valor da  $n$ -ésima amostra da função primeira diferença:

$$del1[n] = \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-1)\right) - \exp(-nT_s/\tau) \cdot (1 - \exp(T_s/\tau)) \right]. \quad (31)$$

Para a finalidade do estudo do comportamento transitório são necessários, em geral, um número elevado de amostras por ciclo, fazendo com que o período de amostragem  $T_s$  assuma valores muito menores do que a constante de tempo primária de falta  $\tau$ . Nesta situação, o termo exponencial de  $del1[n]$  se anula, mostrando que a função primeira diferença não sofre interferência da componente CC da corrente de falta. Uma interpretação geométrica também remete à mesma conclusão, uma vez que, para amostras próximas, a componente exponencial assume valores praticamente constantes, sendo nula a sua derivada. A função primeira diferença pode ser reescrita, com excelente aproximação, da seguinte forma:

$$del1[n] = \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-1)\right) \right]. \quad (32)$$

Aplicando relações trigonométricas e após uma breve simplificação algébrica, reescreve-se (32) da seguinte forma:

$$del1[n] = \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right] \left[ \sin\left(\frac{\pi}{N}(2n+1)\right) \right]. \quad (33)$$

A equação (33) mostra claramente que o valor máximo da função primeira diferença em pontos da região não saturada é dado por:

$$\max(del1[n]) = \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]. \quad (34)$$

Este resultado equivale a dizer que a função primeira diferença tem valor máximo dado pelo valor de pico da componente CA da corrente de falta do primário referida ao secundário ( $I_{pf\ max} / K_n$ ), atenuada pelo fator multiplicativo  $2 \cdot \sin(\pi / N)$ . Com raciocínio e desenvolvimento algébrico semelhantes, pode-se demonstrar que, a cada elevação de grau da função diferença, o mesmo fator multiplicativo de atenuação surge. Desta forma, o valor máximo da função da terceira diferença em pontos da região não saturada, considerando a hipótese de contribuição nula da componente CC utilizada como premissa, é dado por:

$$\max(del3[n]) = \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^3. \quad (35)$$

Considerando, por exemplo, uma frequência de amostragem de 10 kHz, equivalente a 200 amostras por ciclo, para uma frequência de sistema de 50 Hz, chega-se a:

$$\max(del3[n]) = 3.1 \times 10^{-5} \cdot \frac{I_{pf\ max}}{K_n}. \quad (36)$$

Os resultados indicam que a função terceira diferença assume valores muito reduzidos comparados à magnitude da componente CA da corrente de falta referida

ao secundário, nas regiões não saturadas. Por outro lado, estes valores sofrem um aumento significativo nos pontos de início e fim da saturação. Assim sendo, (35) pode ser utilizada para definir o limiar, ou “*trheshold*”, a ser adotado na detecção do início e do fim da saturação pela função da terceira diferença. Para prevenir o método sobre a questão do efeito de filtros e de imprecisões intrínsecas à sensibilidade do algoritmo foi adotado um fator de margem  $k$  de tal forma que o limiar pode ser expresso da seguinte forma:

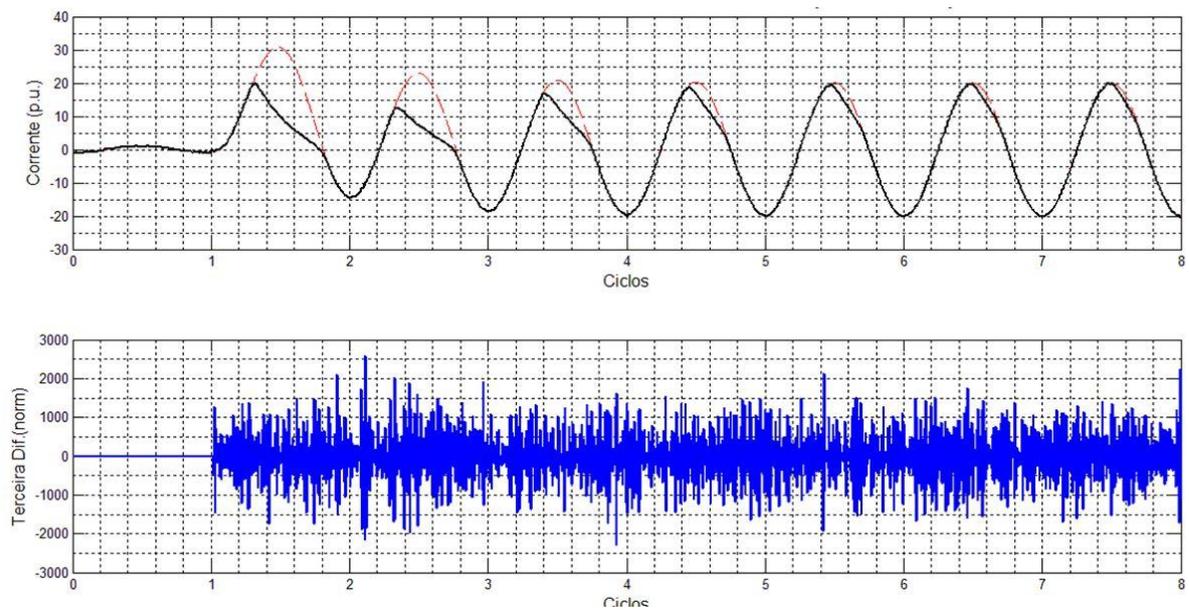
$$Tsh_{TD} = k \cdot \frac{I_{pf \max}}{K_n} \cdot \left[ 2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \right]^3. \quad (37)$$

Apesar dos bons resultados obtidos pela análise da função terceira diferença na detecção da saturação sem a presença de ruído como demonstrado na Figura 24, em situação ruidosa este desempenho pode não mais se conservar. Em seu trabalho, os autores utilizaram um filtro Passa Baixas RC de primeira ordem para suavizar o efeito do ruído de saída do conversor D/A ligado à saída do EMTP, que foi o responsável pela geração das simulações de corrente do secundário do TC operando em saturação. Os estudos realizados por eles mostraram que a escolha adequada da frequência de corte associada a um ajuste no fator de margem  $k$  mantinham a eficiência do método da terceira diferença. Entretanto, não foram efetuados estudos a respeito da adição de ruído ao sinal de corrente, no intuito de simular o ruído oriundo do SEP e de interferências eletromagnéticas no circuito secundário do TC.

O presente trabalho contemplou a situação acima, inserindo um ruído aditivo WGN com a variância calculada por (25) para uma SNR de 50 dB à mesma corrente gerada pelo algoritmo de simulação do TC em MATLAB utilizada nas análises anteriores, obtendo-se o resultado para a função da terceira diferença mostrado na Figura 25. Nota-se claramente que a capacidade de detecção através da terceira diferença ficou completamente prejudicada.

Novamente foi efetuada uma tentativa de suavizar a influência do ruído inserindo um estágio de filtragem utilizando um filtro Butterworth Passa Baixas de segunda ordem, conforme Rebizant, Wiszniewski e Szafran (2011), simulado em MATLAB, antes da etapa de detecção através da terceira diferença. Foi utilizada

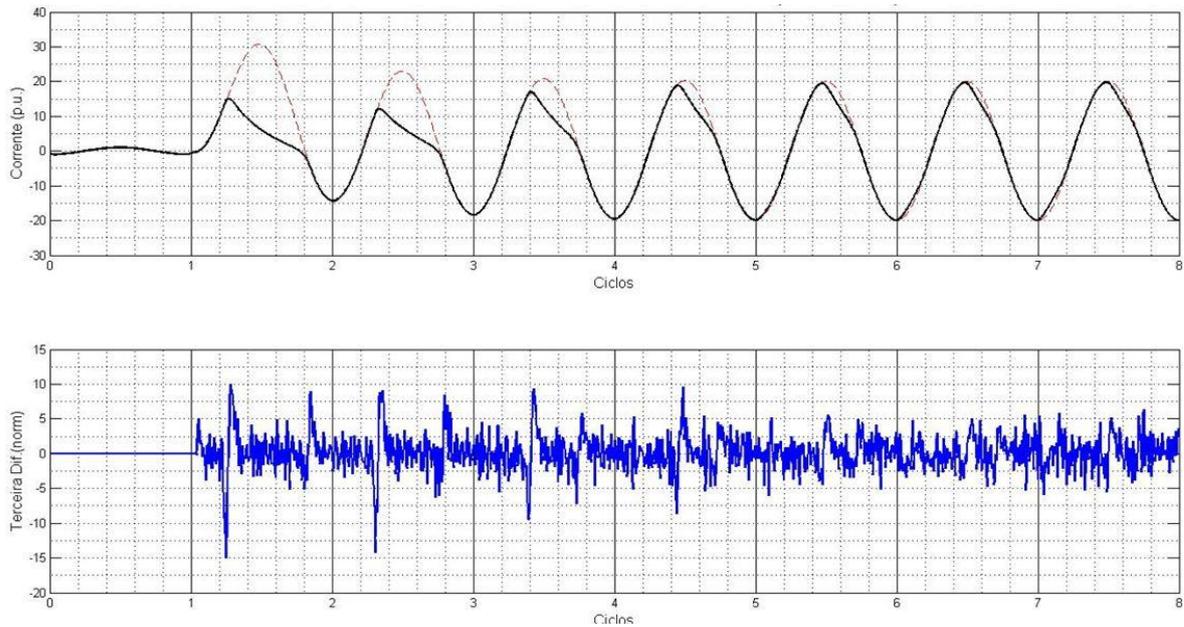
uma frequência da corte de 500 Hz, para uma frequência de sistema de 50 Hz e uma frequência de amostragem de 10 kHz, equivalente a 200 amostras por ciclo. A Figura 26 apresenta o resultado obtido, mostrando um comprometimento parcial na capacidade de detecção do método da terceira diferença para a situação do sinal ruidoso filtrado com um filtro Butterworth Passa Baixas de segunda ordem, principalmente nas regiões de saturação menos severas.



**Figura 25 - Detecção via método da terceira diferença com a presença de ruído de 50 dB**

Estudos mais aprofundados realizados durante o desenvolvimento desta dissertação indicaram que a utilização de filtros mais robustos como a Janela de Chebchev (MITRA, 2008) de 35 amostras (para uma amostragem de 200 amostras por ciclo) pode restaurar a eficácia do método da terceira diferença. Entretanto, estes tipos de filtro intensificam o esforço computacional além de não constituírem padrão de mercado dos circuitos de proteção, ferindo dois dos três aspectos abordados no início desta Seção no que diz respeito às expectativas do mercado de Proteção de Sistemas Elétricos de Potência.

Preferiu-se neste trabalho direcionar os esforços em desenvolver um método próprio, inspirado no método da terceira diferença, que possuísse mais imunidade ao ruído.



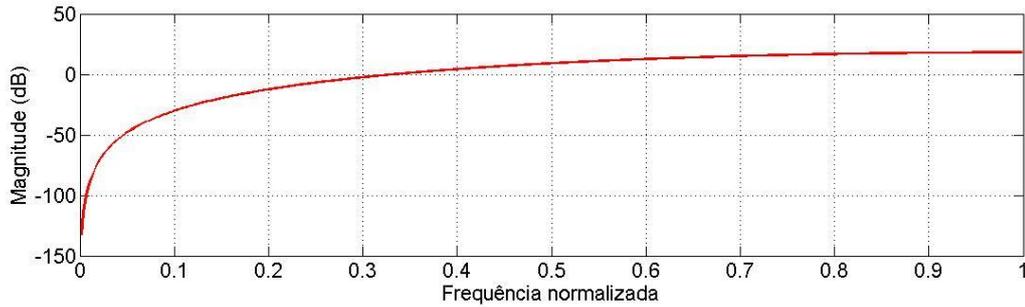
**Figura 26 - Detecção via método da terceira diferença com sinal ruidoso (50 dB) filtrado**

## 3.2 Detecção da saturação através da função primeira diferença do filtro de Lanczos

### 3.2.1 Características da função primeira diferença do filtro de Lanczos

A utilização de filtros diferenciadores, como foi o caso da função terceira diferença, para indicar bruscas variações no comportamento da corrente nos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas pode ser facilmente compreendida ao analisarmos tais filtros no domínio da frequência. Os filtros diferenciadores simples têm normalmente o comportamento de atenuar as componentes de baixa frequência do sinal e, por outro lado, reforçar as componentes de alta frequência, funcionando como filtros Passa Alta. Como as mudanças bruscas na corrente nos pontos 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 pontos, podendo ser utilizado como um indicador para a

detecção dos mesmos. Entretanto, a existência de ruído que também contenha componentes de alta frequência vai afetar diretamente a saída do filtro diferenciador, inviabilizando o processo de detecção. A Figura 27 mostra a resposta em magnitude da função terceira diferença descrita em (29). O comportamento passa alta explica seu funcionamento indevido na detecção de saturação para sinais ruidosos.



**Figura 27 - Comportamento em frequência da função terceira diferença**

Com base nas informações anteriores, neste trabalho efetuaram-se testes com um tipo de filtro diferenciador descrito por Hamming (1998) como “filtro diferenciador de Lanczos de baixo ruído”. Este filtro possui ganho reduzido em altas frequências e conseqüentemente é menos sensível a ruídos. Sua equação, não normalizada, aplicada à corrente do secundário é dada pela expressão a seguir:

$$lanczos[n] = -i_s[n] + 8.i_s[n-1] - 8.i_s[n-3] + i_s[n-4]. \quad (38)$$

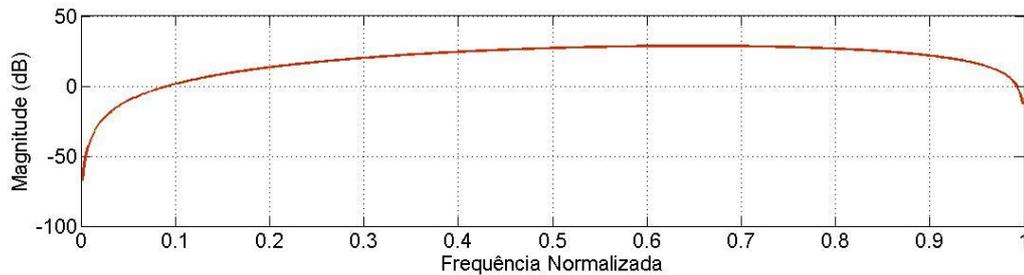
A função primeira diferença do filtro de Lanczos é definida como:

$$dellan[n] = lanczos[n-1] - lanczos[n]. \quad (39)$$

A substituição de (38) em (39) permite obter a expressão da função primeira diferença do filtro de Lanczos em relação às amostras da corrente do secundário:

$$dellan[n] = i_s[n] - 9i_s[n-1] + 8i_s[n-2] + 8i_s[n-3] - 9i_s[n-4] + i_s[n-5]. \quad (40)$$

A Figura 28 descreve o comportamento em magnitude da função primeira diferença do filtro de Lanczos, no domínio da frequência, mostrando a atenuação desejada em altas frequências.

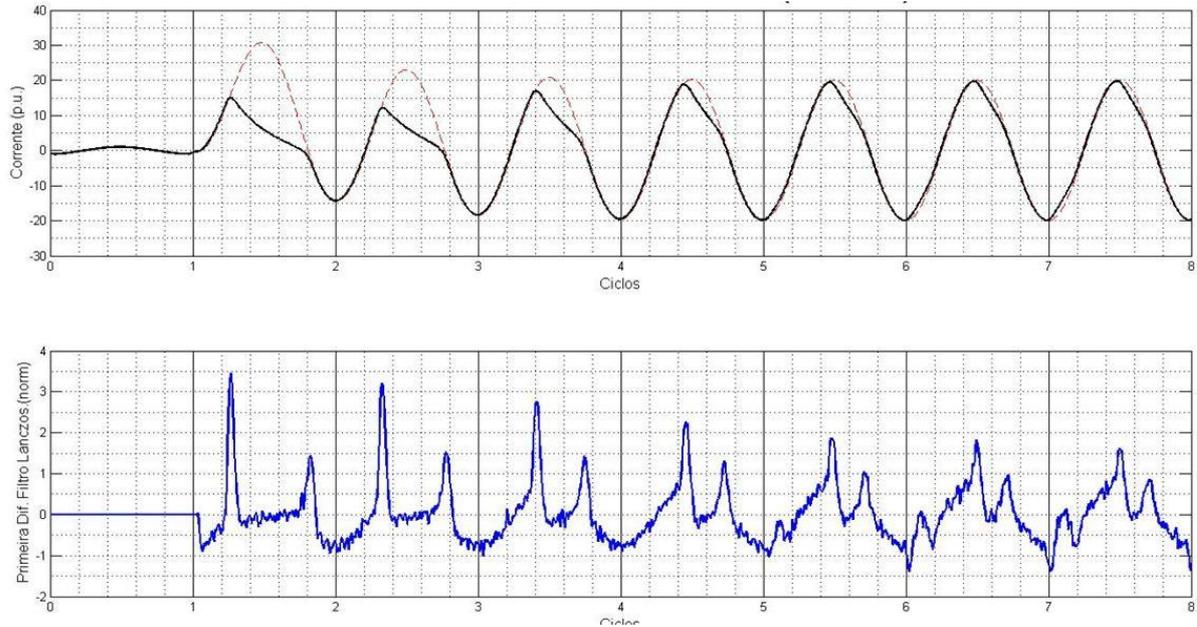


**Figura 28 - Comportamento em frequência da função primeira diferença do filtro de Lanczos**

A comparação entre a Figura 27 e a Figura 28 sugere que função primeira diferença do filtro de Lanczos deve comportar-se como método de detecção mais eficiente do que a função terceira diferença da corrente do secundário, na presença de ruído. De fato, repetindo as mesmas condições de simulação utilizadas para a geração da Figura 26, ou seja, analisando o mesmo sinal de corrente saturada gerado pelo algoritmo de simulação do TC no MATLAB, adicionado a um ruído de 50 dB e filtrado por um filtro Butterworth de segunda ordem, chega-se à representação gráfica da função primeira diferença do filtro de Lanczos mostrada na Figura 29.

Os pontos de início e fim de saturação ficam claramente evidenciados pelo elevado crescimento do valor da função. Em contrapartida, as oscilações causadas pelo ruído fora dos pontos de interesse são bem menos evidenciadas na Figura 29 do que na Figura 26, corroborando com as previsões.

Cabe, por fim, ressaltar que o esforço computacional para o cálculo da função primeira diferença do filtro de Lanczos é bastante reduzido, uma vez que são necessárias apenas a amostra atual da corrente e as quatro amostras antecessoras, além de operações algébricas simples, como mostrado em (40). Esta vantagem evidencia-se quando comparada à detecção utilizando redes neurais ou *Wavelets*.



**Figura 29 – Função primeira diferença do filtro de Lanczos com sinal ruidoso (50 dB) filtrado**

### 3.2.2 Cálculo do limiar teórico

Para utilizar a função primeira diferença do filtro de Lanczos como indicadora no processo de detecção de saturação devemos, como foi feito com a função terceira diferença, investigar os valores assumidos por ela fora dos pontos de transição entre as regiões saturada e não saturada. O valor máximo absoluto assumido pela função nestas condições pode ser utilizado como um limiar, ou “*threshold*”, acima do qual é detectado o início ou fim de uma região de saturação.

Substituindo (30) em (40), tem-se a expressão da função primeira diferença do filtro de Lanczos na região não saturada:

$$\begin{aligned}
dellan[n] = & \frac{I_{pf \max}}{K_n} \cdot [\cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - 9 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-1)\right) + 8 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-2)\right) + \\
& + 8 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-3)\right) - 9 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-4)\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-5)\right) - \\
& - \exp(-nT_s / \tau) \cdot (1 - 9 \cdot \exp(T_s / \tau)) + 8 \cdot \exp(2T_s / \tau) + 8 \cdot \exp(3T_s / \tau) - \\
& - 9 \cdot \exp(4T_s / \tau) + \exp(5T_s / \tau)].
\end{aligned} \tag{41}$$

Será considerada novamente a hipótese de que o período de amostragem é bem menor que a constante de tempo do decaimento exponencial da componente CC da corrente de falta, fazendo com que o termo exponencial de (41) se anule. Em outras palavras, para  $T_s \ll \tau$  tem-se:

$$\exp(T_s / \tau) = \exp(2T_s / \tau) = \exp(3T_s / \tau) = \exp(4T_s / \tau) = \exp(5T_s / \tau) = 1.$$

O rearranjo de (41) após o uso de algumas identidades trigonométricas e simplificações algébricas leva às seguintes relações:

$$dellan[n] = \frac{I_{pf \max}}{K_n} \cdot \left[ \alpha \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + \beta \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \right]; \tag{42}$$

$$\alpha = 1 - 9 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) + 8 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) + 8 \cdot \cos\left(\frac{6\pi}{N}\right) - 9 \cdot \cos\left(\frac{8\pi}{N}\right) + \cos\left(\frac{10\pi}{N}\right); \tag{43}$$

$$\beta = 9 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) - 8 \cdot \sin\left(\frac{4\pi}{N}\right) - 8 \cdot \sin\left(\frac{6\pi}{N}\right) + 9 \cdot \sin\left(\frac{8\pi}{N}\right) - \sin\left(\frac{10\pi}{N}\right). \tag{44}$$

Como o interesse reside em encontrar o valor máximo de  $dellan[n]$ , deve-se fazer nula a sua derivada em relação à  $n$ . A suposição de  $n$  contínuo não interfere no grau de aproximação que se deseja para o valor máximo, uma vez que o número de amostras por ciclo é elevado e o efeito da interpolação é desprezível. O valor de  $n$  que maximiza a função, denominado  $n_{Max}$ , pode ser encontrado por:

$$n_{Max} = \frac{N}{2\pi} \cdot \arctan\left(\frac{\beta}{\alpha}\right). \quad (45)$$

Por fim, o valor máximo da função primeira diferença do filtro de Lanczos, na região não saturada, pode ser aproximado por:

$$\max(dellan[n]) = \left| \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ \alpha \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} n_{Max}\right) + \beta \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} n_{Max}\right) \right] \right|. \quad (46)$$

A equação (46) pode ser utilizada para definir o limiar, ou “*threshold*” a ser utilizado no processo de detecção da saturação. É necessário adotar também aqui um fator de margem ( $k$ ) que representa a consideração do ruído e das imprecisões do algoritmo, resultando para o limiar:

$$Tsh_L = \left| k \cdot \frac{I_{pf\ max}}{K_n} \cdot \left[ \alpha \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} n_{Max}\right) + \beta \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} n_{Max}\right) \right] \right|. \quad (47)$$

Resumindo, para o cálculo do limiar, ou “*threshold*”, são adotados os seguintes passos:

- 1) Uma vez definido o número de amostras por ciclo ( $N$ ), calcula-se  $\alpha$  e  $\beta$  através de (43) e (44);
- 2) Com os valores de  $\alpha$  e  $\beta$  calcula-se  $n_{Max}$  através de (45);
- 3) Com o resultado obtido para  $n_{Max}$  determina-se o limiar  $Tsh_L$  através de (47).

Para o caso de 200 amostras por ciclo, os passos acima levam ao seguinte cálculo para o limiar:

$$Tsh_L = 0,0118 \cdot k \cdot \frac{I_{pf\ max}}{K_n}. \quad (48)$$

### 3.2.3 Cálculo do fator de margem

O fator de margem  $k$  está diretamente ligado à variância do ruído da saída ( $\sigma_{NS}^2$ ). Esta, por sua vez, pode ser obtida através da variância do ruído de entrada ( $\sigma_N^2$ ), atenuada ao passar pelo filtro Butterworth em cascata com a função primeira diferença do filtro de Lanczos.

Sejam  $H_b(j\omega)$  e  $H_d(j\omega)$  as funções de transferência no domínio da frequência do filtro Butterworth e da função primeira diferença do filtro de Lanczos, respectivamente. Como, para Sistemas lineares invariantes no tempo, ou “*Linear Time-Invariant Systems*” (LTI Systems), a convolução no domínio do tempo equivale à multiplicação no domínio da frequência, o cascadeamento dos dois sistemas leva a um sistema com função de transferência  $G(j\omega)$  também LTI dada por:

$$G(j\omega) = H_b(j\omega) \cdot H_d(j\omega) \quad (49)$$

Como o ruído WGN possui densidade espectral de potência constante, o ganho obtido em sua variância ( $\Delta$ ) pela passagem através de um sistema LTI pode ser encontrado através da energia dos coeficientes temporais da função de transferência ( $g[n]$ ), por (MITRA, 2008):

$$\sigma_{NS}^2 = \sigma_N^2 \cdot \Delta = \sigma_N^2 \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} (g[n])^2 \quad (50)$$

Utilizando a relação de Parseval, tem-se:

$$\Delta = \sum_{-\infty}^{\infty} (g[n])^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(j\omega)|^2 d\omega \quad (51)$$

Para o cálculo do fator de margem, pode-se supor que o ruído não ultrapasse na saída o valor equivalente ao triplo do seu desvio padrão. Na distribuição gaussiana, isto equivale a uma probabilidade de 99,87% de ocorrência (PEEBLES

JR., 2002). Assim sendo, o limiar de detecção relaciona-se com o valor máximo da função primeira diferença do filtro de Lanczos na região não saturada através da expressão:

$$Tsh_L = \max(dellan[n]) + 3.\sigma_{NS}. \quad (52)$$

Considerando os cálculos anteriores para 200 amostras por ciclo pode-se substituir (25), (48) e (50) em (52), e após algumas manipulações algébricas, tem-se:

$$k = 1 + \frac{3}{0,0118.\sqrt{2}.10^{\frac{SNR}{20}}}. \sqrt{\Delta}. \quad (53)$$

O valor de  $\Delta$  a ser utilizado em (53) para o cálculo do fator de margem é obtido através da integração numérica de (51), baseada nas funções de transferência do filtro Butterworth e da função primeira diferença do filtro de Lanczos, facilmente estimadas pelo MATLAB, e em (49).

Para o Filtro Butterworth Passa Baixas de segunda ordem com frequência da corte de 500 Hz, com frequência de sistema de 50 Hz, frequência de amostragem de 10 kHz, equivalente a 200 amostras por ciclo e um ruído WGN com  $SNR = 50$  dB, obtém-se  $k = 1,2797$ . Para um ruído de  $SNR = 40$  dB, mantendo-se idênticas as outras características de sistema, obtém-se  $k = 1,8555$ .

O fator de margem  $k$  e o limiar  $Tsh_L$  podem ser calculados para qualquer situação seguindo os passos descritos nos Itens (3.2.2) e (3.2.3).

### 3.2.4 O algoritmo proposto

O conhecimento do limiar atingido pela função primeira diferença do filtro de Lanczos permite o desenvolvimento de um algoritmo eficiente de detecção de saturação. Pode-se observar na Figura 30 o detalhamento dos valores assumidos pela função calculada com base em uma corrente gerada pelo algoritmo de simulação do TC no MATLAB com os seguintes parâmetros:

$$I_{pnom} = 300 \cdot \sqrt{2} \text{ A} = 1 \text{ p.u.}$$

$$I_{pfmax} = 6000 \cdot \sqrt{2} \text{ A} = 20 \text{ p.u.}$$

$$N = 200 \text{ amostras por ciclo ( } f_s = 10 \text{ kHz para } f = 50 \text{ Hz)}$$

$$K_n = 300 : 5 = 60$$

Ruído WGN com  $SNR = 50 \text{ dB}$

Filtro Butterworth Passa-Baixa ordem 2 (  $f_c = 500 \text{ Hz}$ )

Dado o conjunto de valores acima, o valor máximo da função primeira diferença do filtro de Lanczos pode ser calculado por (47), adotando um fator de margem unitário, obtendo-se o resultado:

$$\max(dellan[n]) = 1,6688$$

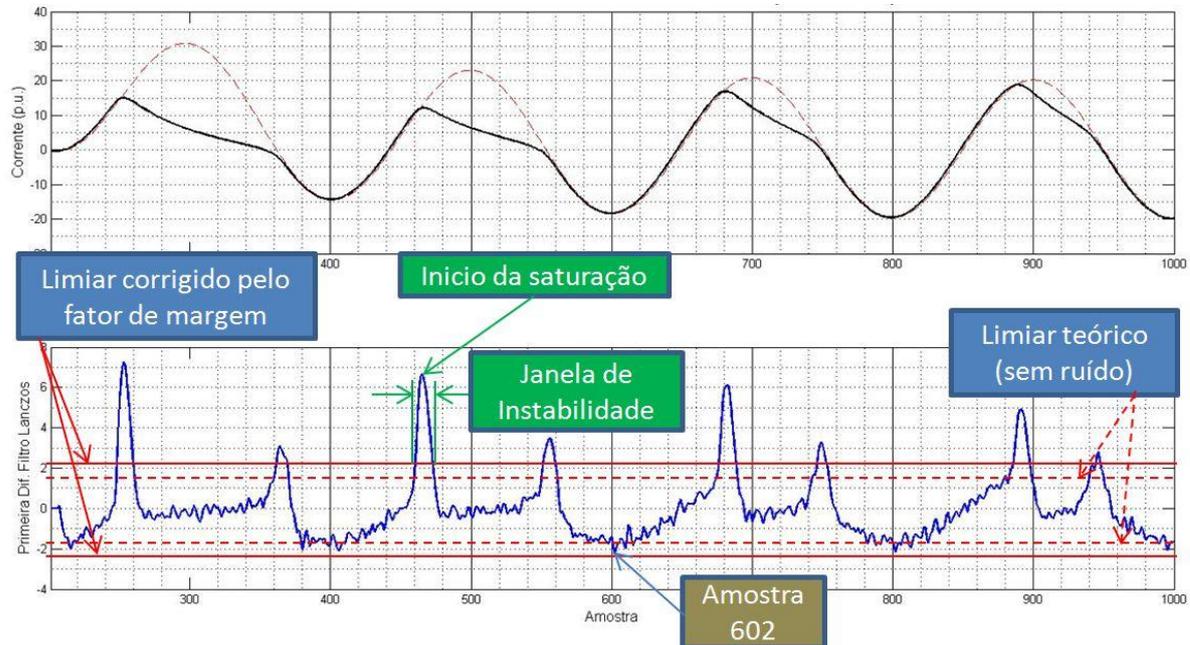
Este resultado foi representado na Figura 30 através das linhas tracejadas. Percebe-se a claramente a necessidade de adotar um fator de margem no limiar a ser utilizado na detecção da saturação com o objetivo de evitar o problema de detecção indevida em função do ruído. Adotando-se, para esta situação, um fator de margem  $k = 1,2797$  calculado anteriormente, obtém-se o limiar representado na Figura 30 através das linhas sólidas.

Nota-se agora outra questão, relacionada ao número de amostras contíguas que se mantém com valor superior ao limiar nos pontos de transição entre as regiões não saturada e saturada, denominada “janela de instabilidade” (Figura 30). O tamanho, em amostras, da janela de instabilidade possui três funções importantes no algoritmo de detecção de saturação:

Primeiramente, a posição de início (ou fim) de saturação é encontrada extraindo-se do interior da janela a amostra que atinja o valor máximo absoluto.

Além disso, uma vez encontrado um ponto de início ou fim de saturação, a busca por amostras que ultrapassem o limiar para detecção de outro ponto de interesse deve reiniciar-se somente após decorrido o número de amostras referentes ao tamanho de uma janela de instabilidade. Este procedimento é adotado para evitar que o mesmo fato gerador dê origem a dois pontos de detecção, indicando

erroneamente que o TC entrou e saiu do processo de saturação quase simultaneamente.

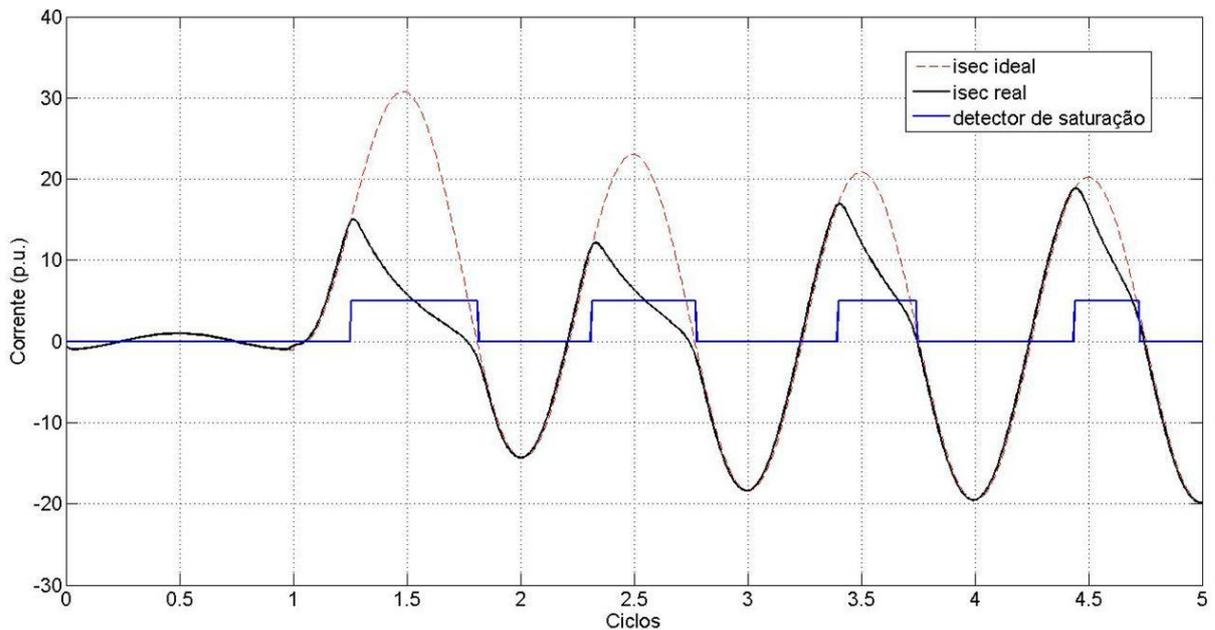


**Figura 30 – Detalhamento do processo de detecção**

Por fim, como mais um meio de prevenir detecções indevidas em função do ruído, só serão consideradas detecções que possuam pelo menos três amostras dentro da janela de instabilidade com valores superiores ao limiar definido. Isto evita que pontos como a amostra 602 da Figura 30 sejam interpretados erroneamente como início ou fim de uma região saturada.

O tamanho da janela de instabilidade, em amostras, é função de fatores como o número de amostras por ciclo ( $N$ ), o fator de margem ( $k$ ) e os parâmetros do filtro Passa Baixas utilizado no estágio inicial do processo de aquisição do sinal. Para o presente caso de 200 amostras por ciclo, fator de margem  $k = 1,2797$  e filtro Butterworth de segunda ordem, as janelas de instabilidade apresentaram valores menores ou iguais a 12 amostras. Foi definida como parâmetro de calibração do algoritmo de detecção uma janela de instabilidade de 1/10 do ciclo, equivalente a 20 amostras. Desta forma, será perdida a capacidade de detecção somente de regiões saturadas menores que 1/10 de ciclo, sendo que para regiões deste porte praticamente não há alteração no valor eficaz da componente CA da corrente de falta, podendo considerar-se desprezíveis os efeitos da saturação.

A Figura 31 ilustra o funcionamento do detector de saturação implementado em MATLAB, calibrado com os valores dos parâmetros discutidos acima. A avaliação minuciosa dos resultados obtidos foi efetuada na Seção 5, onde o algoritmo de detecção foi testado em conjunto com o algoritmo de compensação da saturação desenvolvido na Seção 4.



**Figura 31 – Algoritmo de detecção implementado**

Cabe aqui salientar que o algoritmo de detecção de saturação proposto, através da análise da função primeira diferença do filtro de Lanczos, não depende de características do TC como a curva de magnetização e impedâncias internas, nem do *burden* conectado ao secundário. Outrossim, ele possui imunidade ao ruído bem superior aos algoritmos encontrados na literatura, além de exigir esforço computacional extremamente baixo para sua implementação.

#### 4. COMPENSAÇÃO DA DISTORÇÃO DA CORRENTE DO SECUNDÁRIO

É fato que a corrente secundária apresenta comportamentos diferentes nas regiões saturada e não saturada, como foi amplamente discutido anteriormente. Isto posto, é de grande valia que estas regiões sejam bem conhecidas antes da aplicação de qualquer método de compensação da corrente saturada. Os métodos presentes na literatura geralmente utilizam-se de uma das duas estratégias para compensação dos efeitos causados pela saturação da corrente:

Na primeira, as amostras da parte “saudável” do sinal de corrente são utilizadas para estimar as correções a serem efetuadas na parte distorcida. Estes métodos possuem a grande vantagem de serem independentes das características não lineares do TC, sendo também imunes a variações do “*burden*” e ao fluxo remanescente. Isto ocorre porque são utilizadas somente amostras da região não saturada para estimação dos parâmetros, onde o TC possui comportamento próximo do ideal. Entretanto, necessitam de grande precisão na detecção da saturação, para que as regiões fiquem bem delimitadas e não sejam tomadas amostras distorcidas como base para os estimadores.

A segunda estratégia consiste em reconstruir o comportamento do TC atuando na região de saturação, seja por meio do conhecimento de suas características de excitação ou por meio do uso de métodos de inteligência computacional que “aprendem” as características não lineares do TC para reproduzir as formas de onda originais. Estes métodos são menos suscetíveis ao conhecimento exato dos pontos de separação das regiões, mas, por outro lado, é necessário o conhecimento das características não lineares de excitação do TC, seja pela aprendizagem através de conjuntos representativos de amostras ou pela sua modelagem através de curvas de excitação aproximadas.

A seguir é feita uma breve revisão bibliográfica de alguns trabalhos encontrados na literatura, seguida de uma explanação detalhada do método de compensação dos efeitos causados pela saturação utilizado neste trabalho.

#### 4.1 Alguns métodos de compensação da saturação presentes na literatura

No trabalho de Pan, Vu e Hu (2004) o método de estimação linear é adotado nas regiões não saturadas para obter parâmetros das componentes CA e CC da corrente a serem utilizados na correção das amostras da região saturada. Os autores, entretanto, não utilizaram um método de detecção associado ao de correção, fazendo uso da informação de que a corrente mantém-se não distorcida pelo menos até 1/6 de ciclo após a ocorrência da falta. Este método foi implementado em estudos preliminares para a realização do presente trabalho e os resultados não foram satisfatórios para casos de saturação severa, onde a premissa adotada pelos autores não se concretiza.

Já no artigo de Li, Li e Aggarwal (2002), o método de compensação utilizado foi o da regressão, utilizando amostras da região não saturada da corrente para corrigir amostras da região saturada. O método de compensação foi associado ao método de detecção através da DWT descrito no Item 3.1.2. A técnica de regressão consiste basicamente em utilizar o ajuste de curvas através de mínimos quadrados. Ao se considerar constante a frequência da componente CA da corrente de falta e a aproximação da componente CC por uma série de Taylor truncada, as técnicas de regressão e estimação linear levam ao mesmo resultado (KAY, 2010).

Alguns trabalhos como os de Khorashadi-Zadeh e Sanaye-Pasand (2006), Rebizant e Bejmert (2007), Saha et al (2001) e Yu et al (2001) utilizam RNAs tanto para detecção quanto para compensação da saturação, com a desvantagem da limitada capacidade de generalização, sendo esta extremamente dependente do conjunto de treinamento utilizado.

Lee, Yoo e Kang (2011) propuseram uma metodologia de reconstrução da corrente na região saturada através da aproximação simplificada da curva de excitação do TC. A curva original, representada na Figura 5, foi aproximada pela reta inclinada da região de saturação (região 3) prolongada até o eixo das ordenadas. Isto equivale a tornar constante a indutância de magnetização ( $L_m$ ), desprezando a região do joelho da curva (região 2) e a região linear (região 1). Ao tornar  $L_m$  constante, foi possível aplicar o método de estimação linear nas amostras de corrente pertencentes à região saturada para estimar o fasor de corrente. Para

detecção da saturação foi utilizado o método da terceira diferença detalhado no Item 3.1.3. Apesar dos bons resultados relatados pelos autores para TCs simulados por EMTP, este método foi implementado em estudos relacionados à confecção do presente trabalho e os resultados obtidos foram insatisfatórios tanto para correntes geradas pelo algoritmo simulador de TC do MATLAB quanto para sinais simulados em RTDS. Tal ineficácia foi atribuída ao desprezo da grande variação sofrida por  $L_m$  na região do joelho da curva de magnetização inerente ao método utilizado.

Por fim, Nam et al (2009) apresentaram um método misto de compensação da saturação, utilizando Somas Parciais nas regiões não saturadas da curva de corrente associada ao método dos mínimos quadrados nas regiões saturadas. O algoritmo de detecção de saturação utilizado foi o da terceira diferença. Os resultados apresentados pelos autores foram excelentes, apesar de não se ter considerado ruídos oriundos do SEP e de interferências eletromagnéticas no secundário.

## 4.2 Modelos Lineares

A corrente do secundário do TC, nas regiões não saturadas, apresenta uma forma de onda similar à corrente do primário. Conhecidas as amostras de corrente dessas regiões e também a equação paramétrica que descreve a corrente, pode-se procurar um método de estimação que calcule os valores dos parâmetros, dentro de faixas de erros aceitáveis. A partir do conhecimento destes parâmetros, passa-se a conhecer também o comportamento da corrente secundária ideal nas regiões saturadas, podendo ser efetuadas as correções oriundas da saturação do TC.

O melhor estimador possível em processos estocásticos é denominado estimador de mínima variância não polarizado, ou "*Minimum Variance Unbiased Estimator*" (MVU). Além disso, existe um limite inferior teórico para o valor da variância do estimador, denominado "*Cramer-Rao Lower Bound*" (CRLB). Os estimadores MVU que conseguem atingir o CRLB são denominados estimadores eficientes. A determinação dos estimadores MVU é, em geral, uma tarefa difícil. Entretanto, um grande número de problemas de estimação em processamento de

sinais pode ser representado por um modelo de dados, denominado modelo linear, onde o estimador MVU eficiente pode ser facilmente encontrado (KAY, 2010).

#### 4.2.1 Definição do modelo linear

Um vetor de  $M$  amostras  $\mathbf{x}$  é considerado um modelo linear em relação a um conjunto de  $P$  parâmetros  $\boldsymbol{\theta}$  se ele puder ser descrito da seguinte forma:

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\boldsymbol{\theta} + \mathbf{w}, \quad (54)$$

onde a matriz  $\mathbf{H}$ , de dimensões  $M \times P$ , é denominada matriz de observação e o vetor  $\mathbf{w}$ , contendo  $M$  amostras aleatórias, normalmente representa o ruído relacionado ao processo  $\mathbf{x}$ .

Expandindo a notação matricial anterior, obtém-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [x[0] \ x[1] \ \dots \ x[M-1]]^T; \\ \mathbf{w} &= [w[0] \ w[1] \ \dots \ w[M-1]]^T; \\ \boldsymbol{\theta} &= [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_P]^T; \\ \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1P} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MP} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

#### 4.2.2 Teorema do estimador MVU para o modelo linear

O teorema que possibilita encontrar o estimador MVU para processos estocásticos que possuam modelo linear descrito em Kay (2010) é amplamente usado em processamento de sinais, e pode ser enunciado da seguinte forma:

“Se os dados observados podem ser modelados conforme mostrado em (54) onde  $\mathbf{x}$  é um vetor de observações  $M \times 1$ ,  $\mathbf{H}$  é uma matriz de observação  $M \times P$ , com  $M > P$  e  $\text{rank } P$ ,  $\boldsymbol{\theta}$  é o vetor de parâmetros  $P \times 1$  a ser estimado e  $\mathbf{w}$  é um vetor de ruídos  $N \times 1$  com função densidade de probabilidade (PDF) gaussiana  $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I})$ , então o estimador MVU é:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{x} \quad (55)$$

e sua matriz de covariância é:

$$\mathbf{C}_{\hat{\boldsymbol{\theta}}} = \sigma^2 (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \quad (56)$$

Além disso, o estimador MVU encontrado através de (55) é eficiente, ou seja, ele atende ao CRLB”.

Existem outros dois estimadores amplamente utilizados por serem de simples obtenção e não dependerem do conhecimento da PDF do ruído, que são o melhor estimador linear não polarizado, ou “*Best Linear Unbiased Estimator*” (BLUE) e o estimador de mínimos quadrados. Estes estimadores são geralmente sub-ótimos, não possuindo variância mínima. Entretanto, para o caso de modelos lineares e de ruído WGN, os três métodos de obtenção levam exatamente aos mesmos estimadores, sendo estes MVU e eficientes.

#### 4.2.3 Linearização do modelo da corrente do secundário

Já foi mostrado que, para modelos lineares, o estimador MVU eficiente é de fácil obtenção. É sabido também que, na região não saturada, a corrente do secundário possui em geral uma componente CA e uma componente CC com decaimento exponencial, com modelagem analítica idêntica à corrente do primário, governada por (12). Sem perda de generalidade, pode-se escrever a seguinte

equação paramétrica para a  $k$ -ésima amostra da corrente do secundário, imersa em ruído  $w$ :

$$i_s[k] = A \cos\left(\frac{2\pi}{N}k + \gamma\right) + B e^{-\lambda k} + w[k]. \quad (57)$$

A expansão do cosseno em duas senóides em quadratura e da exponencial em série de Taylor resulta em:

$$i_s[k] = C_s \sin\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + C_c \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + B - \lambda k + \frac{(\lambda k)^2}{2!} - \frac{(\lambda k)^3}{3!} + \dots + w[k]. \quad (58)$$

Como já foi discutido anteriormente, o fato do período de amostragem ser bastante inferior à constante de tempo do decaimento exponencial permite truncar a série de Taylor em sua primeira ordem, uma vez que a quantidade de pontos a serem utilizadas para estimação não irá ultrapassar uma pequena porção do ciclo. Pode-se então reescrever (58) como se segue:

$$i_s[k] \cong C_s \sin\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + C_c \cos\left(\frac{2\pi}{N}k\right) + B - \lambda k + w[k]. \quad (59)$$

Para  $M$  amostras de corrente contidas em uma região não saturada podemos escrever matricialmente o conjunto de equações da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_s[k_0] \\ i_s[k_1] \\ \vdots \\ i_s[k_{M-1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{2\pi k_0}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi k_0}{N}\right) & 1 & -k_0 \\ \sin\left(\frac{2\pi k_1}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi k_1}{N}\right) & 1 & -k_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin\left(\frac{2\pi k_{M-1}}{N}\right) & \cos\left(\frac{2\pi k_{M-1}}{N}\right) & 1 & -k_{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_s \\ C_c \\ B \\ \lambda \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w[k_0] \\ w[k_1] \\ \vdots \\ w[k_{M-1}] \end{bmatrix} \quad (60)$$

A simples comparação de (60) com (54) leva à conclusão de que a corrente do secundário na região não saturada pode, com boa aproximação, ser modelada linearmente.

Considerando a hipótese plausível de o ruído ser WGN e que estão disponíveis mais do que quatro amostras para realizar a estimação, pode-se encontrar o estimador MVU eficiente através da aplicação do teorema mostrado no Item 4.2.2, utilizando (55). Mesmo na hipótese de que o ruído não fosse WGN, encontrar-se-ia um estimador sub-ótimo.

De posse dos parâmetros estimados, pode-se finalmente reconstituir a corrente na região não saturada, uma vez que estes parâmetros definem plenamente tanto a componente CA (em módulo e fase) quanto a componente CC da corrente (em amplitude e constante de tempo de decaimento).

No caso específico do presente trabalho, o foco foi efetuar a correção da distorção visando sua utilização em relés de sobrecorrente numéricos. Neste caso, o interesse reside exclusivamente no valor eficaz da componente CA da corrente de falta, que pode ser facilmente estimado por:

$$\hat{i}_{ps} = \sqrt{\frac{\hat{C}_s^2 + \hat{C}_c^2}{2}} \quad (61)$$

### 4.3 O algoritmo de compensação desenvolvido

A adoção de estimadores lineares já vem sendo utilizada com êxito por diversos autores, como foi descrito anteriormente. Além do respaldo da teoria da estimação aqui apresentado, um trabalho de simulações e comparações entre diversos métodos de detecção e compensação da saturação realizado por Santos (2011) concluiu que a estimação linear apresentou o melhor resultado dentre os métodos comparados. Cabe salientar que é necessário reconhecer as regiões em que não há saturação da corrente do secundário, para que os pontos sejam amostrados dentro desta região e para que a modelagem matemática funcione corretamente.

Uma vez escolhido o método de estimação de parâmetros, o algoritmo de compensação da saturação pode ser desenvolvido. O ponto de partida é que a região não saturada da corrente é conhecida e que há mais de quatro amostras disponíveis nesta região, condição *cinequanon* para que (55) seja aplicada. A Figura 32 mostra o detalhamento de uma região não saturada da corrente, onde são representadas três variáveis de configuração do algoritmo, definidas a seguir.

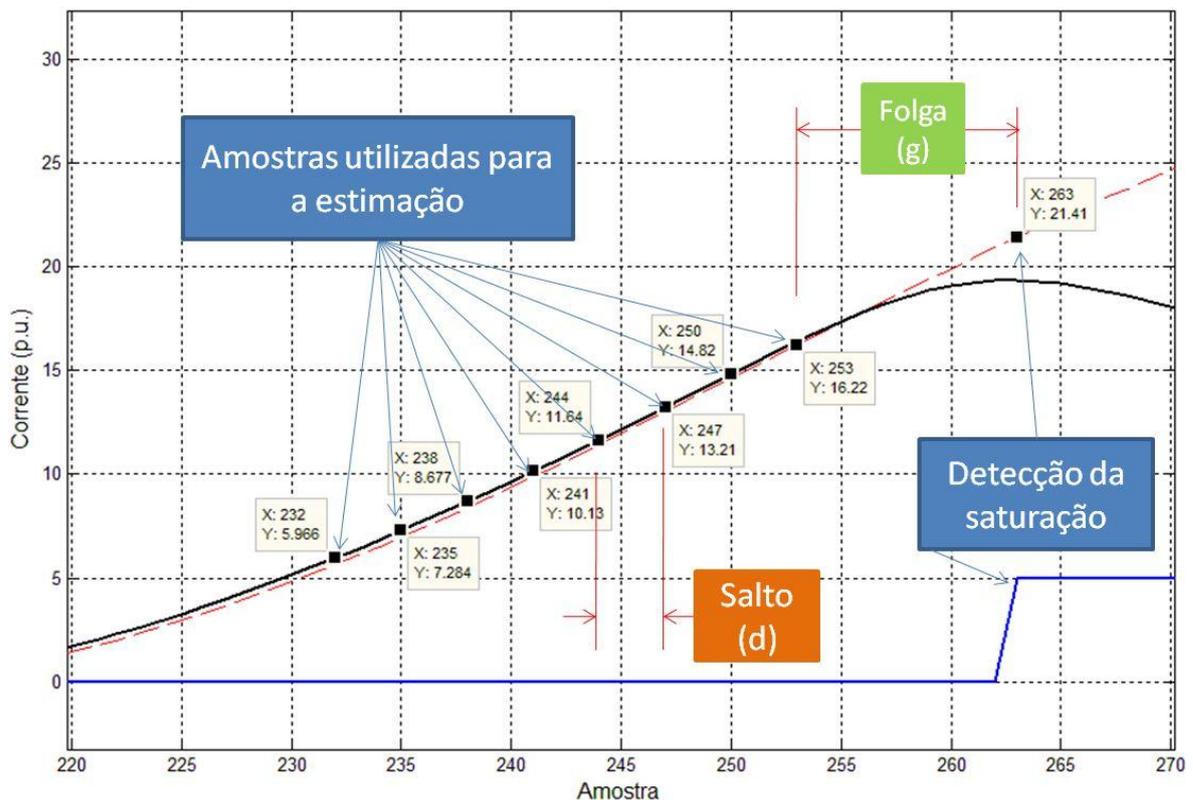


Figura 32 – Detalhamento da região não saturada da corrente do TC

- 1) Número de amostras utilizadas para estimação ( $M$ ): tem seu limite inferior fixado pelo posto  $P$  da matriz de observação  $H$ . Para o modelo linear adotado, o posto da matriz, igual ao número de parâmetros a serem estimados, é  $P = 4$ , sendo necessárias pelo menos cinco amostras para estimação. Quanto maior o valor de  $M$ , mais precisão o método obtém na estimação dos parâmetros, mas em compensação, aumenta significativamente o esforço computacional para a solução de (55) uma vez que  $M$  está diretamente ligado à ordem das matrizes para o cálculo dos parâmetros.

- 2) Salto ( $d$ ): é definido como o espaçamento entre amostras escolhidas no intuito de aumentar a representatividade das mesmas na região não saturada da corrente.
- 3) Folga ( $g$ ): é a distância, em amostras, entre o ponto onde a saturação foi detectada e a amostra mais próxima deste ponto utilizada para estimação dos parâmetros. O objetivo da folga é minimizar os efeitos da imprecisão do reconhecimento do início da saturação pelo algoritmo de detecção. Valores muito pequenos de folga podem comprometer os resultados do método de estimação pela escolha de amostras que não representam com fidelidade a região não saturada.

Como se pode observar, a escolha de  $M$ ,  $d$  e  $g$  está limitada ao tamanho (em amostras) da região não saturada mínima que se tem disponível. Pode-se calcular a porção mínima do ciclo em que a corrente deve permanecer não saturada ( $PN$ ) para que ocorram bons resultados de estimação em função da quantidade de pontos utilizados na estimação ( $M$ ), da folga ( $g$ ) e do salto ( $d$ ). De forma geral, para uma taxa de amostragem de  $N$  amostras por ciclo, tem-se:

$$PN = \frac{g + (M - 1) \cdot d}{N} \times 100\%. \quad (62)$$

Esta equação leva, por exemplo, aos resultados de  $PN$  em função de  $M$  para uma folga de 10 amostras ( $g=10$ ) e um salto de três amostras ( $d=3$ ) mostrados na Tabela 1:

Tabela 1 – Escolha do número de pontos a serem utilizados na estimação

M	PN
6	12,50%
8	15,50%
10	18,50%

O algoritmo de compensação da saturação foi enfim implementado, baseado na estimação linear dos parâmetros através de (55). Depois de efetuada a estimação dos parâmetros, é calculado o valor eficaz da componente CA da corrente secundária estimada ( $\hat{I}_{ps}$ ) através de (61). Para fins de análise de desempenho, foi definido o erro de estimação como sendo:

$$\varepsilon = \frac{\hat{I}_{ps} - I_{ps}}{I_{ps}} \times 100\%. \quad (63)$$

Para a escolha adequada das variáveis de configuração do algoritmo  $M$ ,  $d$  e  $g$  foram realizadas 100 simulações de correntes de falta assimétricas, sem adição de ruído, geradas pelo algoritmo auxiliar desenvolvido em MATLAB, utilizando dados de um TC com as mesmas características do utilizado no Item 2.5. Fez-se variar aleatoriamente os seguintes dados de entrada:

- Fator de corrente de falta simétrica (FCF) inteiro tal que  $15 \leq FCF \leq 25$ ;
- Múltiplo do burden nominal ( $q$ ) inteiro tal que  $1 \leq q \leq 3$ ;
- Fluxo remanescente ( $\varphi_{rem}$ ) tal que  $0 \leq \varphi_{rem} \leq 0,8$ ;
- Relação  $X_f / R_f$  inteiro tal que  $5 \leq X_f / R_f \leq 15$ .

As correntes geradas foram utilizadas como dados de entrada do algoritmo de compensação da saturação, sendo calculado para cada uma das simulações o erro de estimação através de (63) e, posteriormente, o erro médio quadrático ou “*mean square error*” (MSE) das 100 simulações.

Para analisar os parâmetros de configuração do algoritmo de compensação da saturação independente de possíveis inexatidões oriundas do método de detecção desenvolvido no Item 3.2, a detecção foi efetuada supondo o conhecimento da corrente secundária ideal. Desta forma, foi possível identificar com precisão os pontos de início e fim da saturação, observando-se a diferença entre as correntes instantâneas real e ideal do secundário. Foi considerado que a região saturada inicia-se em uma amostra  $n_0$  tal que  $|i_s[n_0] - i_{ps}[n_0]| > \xi$ . Por outro lado, a região de saturação termina em uma amostra  $n_T$  tal que  $|i_s[n_T] - i_{ps}[n_T]| < \xi$ . Foi escolhido para  $\xi$  o valor equivalente a 1% do valor de pico da corrente ideal do secundário.

Em uma primeira análise, fixou-se o salto em 3 amostras, fazendo a folga variar entre 5 e 15 amostras, e mediu-se o erro médio quadrático. Este procedimento foi repetido para valores de  $M$  de 6, 7 e 8 amostras e os resultados são mostrados na Figura 33.

Nota-se que, para folgas pequenas, o efeito da imprecisão da detecção da saturação afeta o resultado da estimação, provocando erros consideráveis. Entretanto, grandes valores de folga necessitam de grandes porções de ciclo de corrente não saturada, o que pode inviabilizar o algoritmo em casos de saturação severa. Foi então escolhido o valor de  $g = 10$  como padrão para o algoritmo de compensação, por gerar erros menores do que 0,6% para quaisquer valores de  $M$  analisados. Este valor foi utilizado para configurar o algoritmo para as simulações seguintes.

Na análise seguinte, fixou-se a folga em 10 amostras, fazendo o salto variar entre 1 e 5 amostras, medindo-se também o erro médio quadrático. Este procedimento foi também repetido para valores de  $M$  de 6, 7 e 8 amostras sendo obtidos os resultados ilustrados na Figura 34. Como o valor do salto também está ligado diretamente à porção não saturada da curva de corrente necessária à estimação, foi escolhido o valor do salto de três amostras para configurar o algoritmo, pois este provocou erros menores que 0,6% para quaisquer valores de  $M$  analisados.

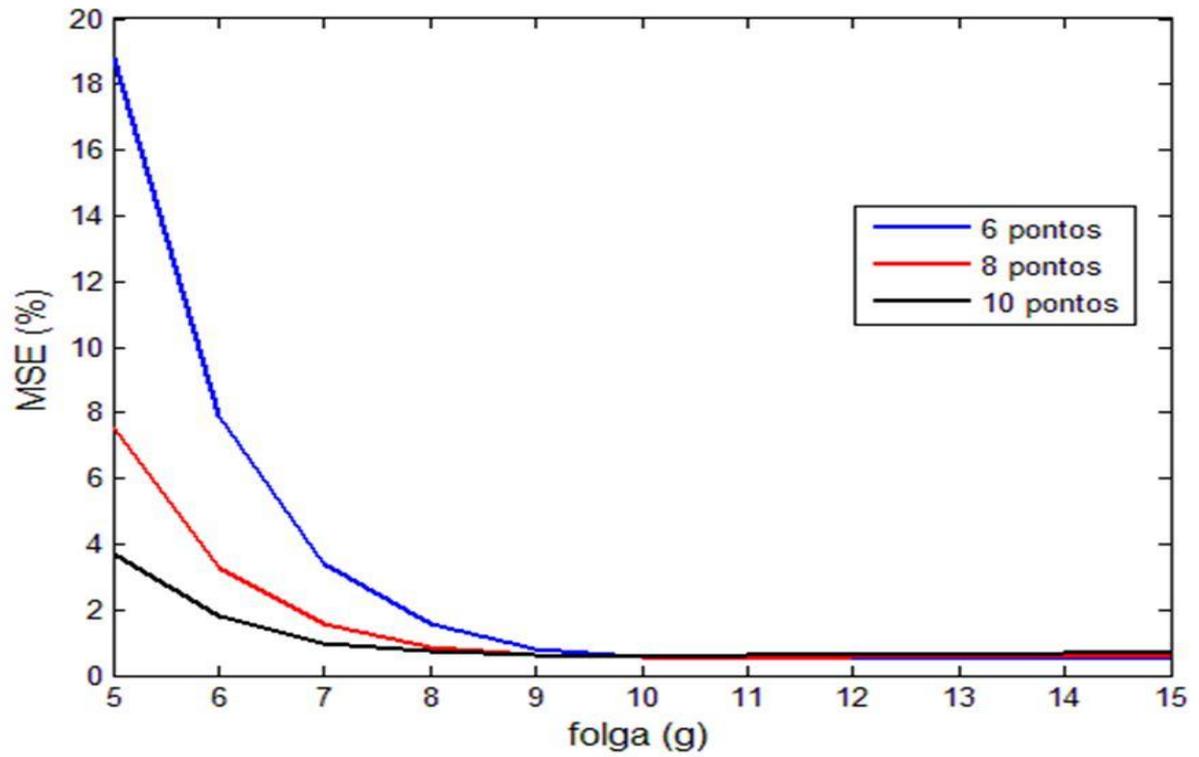


Figura 33 – Variação do erro médio quadrático com a folga (g)

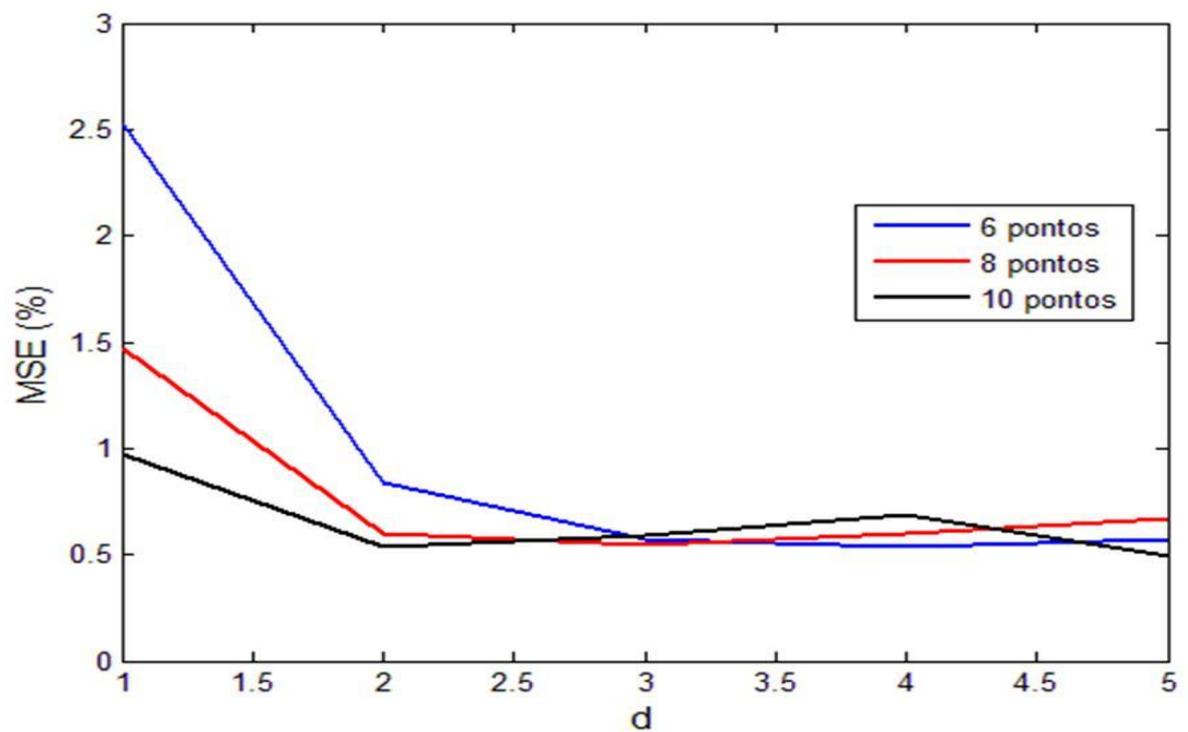


Figura 34 – Variação do erro médio quadrático com o salto (d)

Para o número de pontos utilizados na estimação  $M$  foi escolhido o valor de 8 amostras, pois os resultados apresentados foram satisfatórios sem aumentar excessivamente o esforço computacional.

Os valores escolhidos de  $M$ ,  $d$  e  $g$  levam à necessidade de se ter uma região não saturada mínima de 15,5% do ciclo, conforme Tabela 1. Este limite foi respeitado na grande maioria das simulações de geração de corrente efetuadas, mesmo para os casos mais severos de saturação, indicando a grande capacidade de generalização do algoritmo desenvolvido.

O estudo realizado nesta Seção culminou no desenvolvimento de um algoritmo de compensação da saturação da corrente baseado em sua aproximação por um modelo linear. A identificação das regiões saturadas da curva de corrente, necessária à aplicação do método de compensação, foi efetuada pelo algoritmo de detecção através da função primeira diferença do filtro de Lanczos desenvolvido no Item 3.2. O próximo passo foi a realização de testes de desempenho em correntes geradas pelo algoritmo de simulação de TC do MATLAB e também por correntes geradas pelo RTDS, discutidos na próxima Seção.

## 5. APRESENTAÇÃO DOS RESULTADOS

Esta Seção apresenta os testes realizados no intuito de verificar o funcionamento dos algoritmos desenvolvidos no presente trabalho para detecção e compensação da distorção existente na corrente do secundário do TC operando com núcleo saturado. Inicialmente, o algoritmo foi massivamente testado com amostras de corrente saturada geradas através do simulador de TC no MATLAB, com e sem a presença de ruído. Depois, foram realizados testes com algumas amostras geradas pelo RTDS com o objetivo de indicar uma concordância entre os resultados obtidos pelos dois métodos diferentes de geração de corrente.

### 5.1 Indicadores de desempenho

Para mensurar o comportamento dos algoritmos nas diversas situações foram estabelecidos indicadores de desempenho, explicitados a seguir.

#### 5.1.1 Erro de estimação

O erro de estimação, já definido anteriormente por (63), foi um importante indicador utilizado para avaliar o desempenho do algoritmo proposto.

Para os testes envolvendo as correntes geradas pelo RTDS, o erro de estimação foi calculado e tabulado para cada vetor de corrente disponível. Já para os testes envolvendo as correntes geradas pelo algoritmo auxiliar de simulação do TC desenvolvido em MATLAB foi realizado o tratamento estatístico tomando como base a repetição de  $Q$  experimentos, com o objetivo de obter a aproximação da PDF do erro de estimação através do método de Monte Carlo. O erro de estimação médio foi calculado através de:

$$\varepsilon_{\text{médio}} = \frac{1}{Q} \cdot \sum_{q=1}^Q \varepsilon_q, \quad (64)$$

onde  $\varepsilon_q$  é o erro de estimação do  $q$ -ésimo experimento, calculado através de (63).

Para o cálculo do desvio padrão do erro de estimação ( $\sigma_\varepsilon$ ), foi utilizada a seguinte equação:

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{Q} \cdot \sum_{q=1}^Q (\varepsilon_q - \varepsilon_{\text{médio}})^2}. \quad (65)$$

Foram também traçados histogramas do erro de estimação, para melhor entendimento do seu comportamento estatístico.

### 5.1.2 Erro anterior à correção

O erro anterior à correção ( $\varepsilon_0$ ) é definido como sendo a diferença entre o valor eficaz corrente saturada do secundário, calculado no instante  $n_e$  em que o algoritmo estima o valor de  $\hat{I}_{ps}$ , e o valor eficaz da componente CA da corrente secundária ideal, desconsiderando a saturação. Matematicamente:

$$\varepsilon_0 = \frac{I_s[n_e] - I_{ps}}{I_{ps}} \times 100\%. \quad (66)$$

Para o cálculo da corrente eficaz instantânea saturada é utilizada a definição de valor médio quadrático, ou seja:

$$I_s[n_e] = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=n_e-N+1}^{n_e} i_s[n]^2}. \quad (67)$$

O erro anterior à correção representa qual seria o erro no valor eficaz da componente CA da corrente do secundário caso não fosse efetuada a compensação através do algoritmo proposto. Quanto maior o grau de saturação, maior o erro anterior à correção.

### 5.1.3 Tempo de resposta

O tempo de resposta ( $D$ ) corresponde ao tempo, em milissegundos ( $ms$ ), após a ocorrência da falta, decorrido até que o algoritmo apresente o resultado da estimação. Neste indicador já estão considerados o atraso referente à resposta do filtro Passa Baixas Butterworth de segunda ordem inserido no estágio inicial do algoritmo e também o atraso da etapa de detecção.

O atraso gerado pelo estágio de filtragem considerando a frequência da corte de 500 Hz, para uma frequência de sistema de 50 Hz e uma frequência de amostragem de 10 kHz (equivalente 200 amostras por ciclo) é de aproximadamente quatro amostras, o que equivale a 0,4  $ms$ .

O processo de detecção, por sua vez, necessita do conhecimento de todas as amostras da função primeira diferença do filtro de Lanczos pertencentes à janela de instabilidade definida no Item 3.2.4. O atraso gerado pelo algoritmo de detecção é então equivalente ao tamanho da janela de instabilidade, desprezando-se o esforço computacional envolvido no cálculo de cada amostra em função da simplicidade de (40). Desta forma, para a janela de instabilidade de 20 amostras utilizada, o atraso gerado pelo algoritmo de detecção é de aproximadamente 2  $ms$ .

No cálculo do tempo de resposta não foi incluído o tempo de processamento do algoritmo de compensação da saturação, que se resume às operações realizadas em (55) e (61). Este tempo deve ser obtido, a rigor, através da implementação do algoritmo em hardware, o que foge do escopo do presente trabalho. Entretanto, um método similar de compensação da saturação implementado por Nam et al (2009) em um circuito com processador digital de sinais, ou “*Digital Signal Processor*” (DSP), indica baixo esforço computacional e conseqüentemente tempo reduzido para a realização de tais operações.

Cabe aqui salientar que o tempo de resposta ( $D$ ) será tão maior quanto maior a severidade da saturação, pois, nos casos de saturação intensa, a região não saturada situada entre o momento de ocorrência da falta e a detecção do início da primeira região saturada pode não conter amostras suficientes para a execução do algoritmo. Nestes casos, é necessário o encontro de regiões saturadas posteriores, até que a quantidade de amostras seja suficiente para o funcionamento do algoritmo.

#### **5.1.4 Taxa de detecções bem sucedidas**

A taxa de detecções bem sucedidas ( $\eta$ ) é a relação entre quantidade de detecções bem sucedidas e o número total de detecções efetuadas, considerando-se todos os  $Q$  experimentos realizados em virtude da aplicação do método de Monte Carlo. Considera-se uma detecção bem sucedida aquela na qual o algoritmo de detecção encontrou corretamente uma região saturada, delimitando seu início e seu fim.

O percentual de detecções bem sucedidas exprime a confiabilidade do algoritmo de detecção, independente do comportamento do algoritmo de compensação da saturação.

#### **5.2 Testes com correntes geradas pelo simulador de TC do MATLAB**

Os testes a seguir foram efetuados utilizando correntes geradas pelo algoritmo auxiliar de simulação do TC desenvolvido em MATLAB conforme Item 2.5, configurado para simulação de um TC com a curva de excitação da Figura 15, e com os demais parâmetros de configuração:

$$K_n = 300 : 5 = 60;$$

$$V_x = 100 \text{ V};$$

$$R_s = 0,15 \ \Omega.$$

$$R_b = 0,5 \ \Omega;$$

$$X_b = \omega L_b = 0,866 \ \Omega;$$

Além disso, foi considerada uma frequência de sistema de 50 Hz, com frequência de amostragem de 10 kHz (equivalente a 200 amostras por ciclo). Foi utilizado um filtro Butterworth Passa Baixas de segunda ordem no estágio inicial de filtragem com frequência de corte de 500 Hz.

Para o algoritmo de detecção (Item 3.2) a janela de instabilidade foi fixada inicialmente em 20 amostras e para o algoritmo de compensação (Item 4.3) foram estabelecidas as seguintes configurações iniciais:

Folga:  $g = 10$  amostras;

Passo:  $d = 3$  amostras;

Número de amostras usadas na estimação:  $M = 8$  amostras.

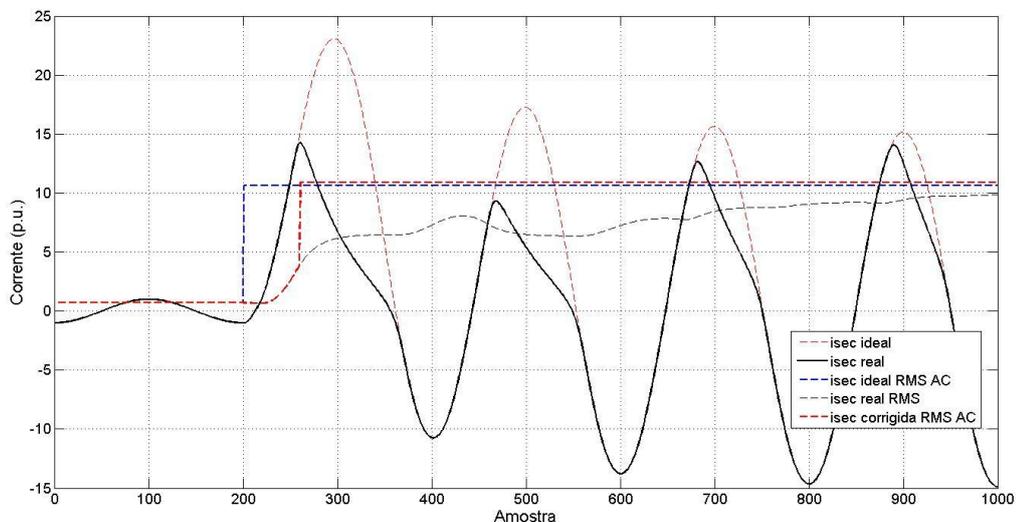
Em relação ao método de Monte Carlo para tratamento estatístico dos resultados, foi utilizado um total de  $Q = 200$  experimentos por cenário de teste. Os demais fatores que compõe os diferentes cenários de teste são informados em cada caso específico.

### 5.2.1 Cenário 1: Falta assimétrica com saturação moderada

Para o primeiro cenário foram simuladas faltas assimétricas com *burden* nominal ( $q = 1$ ), relação  $X_f / R_f = 5$ , fluxo remanescente nulo ( $\varphi_{rem} = 0$ ), fator de corrente de falta simétrica igual a 15 ( $FCF = 15$ ).

Inicialmente foi realizado um teste sem a inserção de ruído no sinal de corrente. Neste caso, a aplicação do método de Monte Carlo torna-se desnecessária, uma vez que todas as realizações são idênticas, levando o erro a um

resultado único, com variância nula. A Figura 35 ilustra o funcionamento do algoritmo. A corrente instantânea do primário relativa ao secundário (ou corrente ideal do secundário) foi abreviada por "isec ideal" e o valor eficaz de sua componente CA foi abreviado por "isec ideal RMS AC"; A corrente real instantânea do secundário do TC foi abreviada por "isec real" e seu valor eficaz foi abreviado por "isec real RMS"; O valor eficaz da componente CA da corrente do secundário estimado pelo algoritmo foi abreviado por "isec corrigida RMS AC".



**Figura 35 - Cenário 1: Falta assimétrica com saturação moderada**

O erro de estimação médio calculado foi  $\varepsilon_{m\u00e9dio} = 2,37\%$ . O desvio padrão do erro de estimação foi nulo, o que est\u00e1 coerente com o fato da aus\u00eancia do ru\u00eddo.

O erro anterior \u00e0 corre\u00e7\u00e3o foi  $\varepsilon_0 = -62,27\%$ . A compara\u00e7\u00e3o deste valor com o erro de estima\u00e7\u00e3o m\u00e9dio indica que o processo de compensa\u00e7\u00e3o melhorou drasticamente o resultado do valor eficaz da componente CA da corrente de falta.

Com rela\u00e7\u00e3o ao tempo de resposta do algoritmo, este foi  $D = 8,5 \text{ ms}$ . A compara\u00e7\u00e3o deste valor com o per\u00edodo relativo a um ciclo, que \u00e9 de  $20 \text{ ms}$  mostra que em menos de meio ciclo ap\u00f3s o in\u00edcio da falta o valor eficaz da componente CA da corrente de falta j\u00e1 havia sido estimado. Tal constata\u00e7\u00e3o pode ser vista na Figura 35.

A taxa de detecções bem sucedidas atingiu o valor  $\eta = 100\%$  indicando que, neste cenário e sem a presença de ruído, o método de detecção não cometeu falhas.

Dentro do mesmo cenário, foram efetuadas novas simulações, desta vez com níveis diferentes de ruído WGN, com SNR variando entre 70 dB e 40 dB. Os resultados estão demonstrados na Tabela 2, a partir da qual várias análises podem ser efetuadas.

**Tabela 2– Indicadores de desempenho para o cenário 1**

Nível de ruído	$\varepsilon_{médio}$	$\sigma_{\varepsilon}$	$\varepsilon_0$	$D$	$\eta$
Sem ruído	2,37%	0	-62,27%	8,5 ms	100%
SNR = 70 dB	2,17%	1,87	-62,27%	8,5 ms	100%
SNR = 60 dB	1,93%	5,98	-62,27%	8,5 ms	100%
SNR = 50 dB	1,57%	18,71	-62,27%	8,5 ms	100%
SND = 40 dB	3,45%	52,64	-62,27%	8,5 ms	99,43%

Primeiramente, uma observação a respeito da taxa de detecções bem sucedidas ( $\eta$ ) mostra que o método de detecção proposto funcionou muito bem, mesmo na presença de ruídos de até 40 dB, desde que o fator de margem  $k$  seja adaptado ao nível de ruído adequado, como descrito no Item 3.2.3. O estabelecimento de  $k$  previa uma eficiência teórica de detecção de  $3\sigma_{NS}$ , ou seja, 99,87%. Os valores de  $\eta$  encontrados nas iterações de Monte Carlo vão ao encontro do resultado teórico esperado.

Este excelente desempenho do processo de detecção fez com que as estimações fossem efetuadas sempre na mesma região não saturada, independente do ruído, uma vez que os fatores que influenciam na saturação não foram modificados dentro deste primeiro cenário de testes. Por este motivo, os valores do tempo de resposta do algoritmo ( $D$ ) e do erro anterior à correção ( $\varepsilon_0$ ) permaneceram constantes.

O erro de estimação médio ( $\varepsilon_{médio}$ ) praticamente não sofreu interferência do ruído, mantendo-se reduzido mesmo nas situações mais extremas. Entretanto, uma observação a respeito do desvio padrão do erro de estimação ( $\sigma_{\varepsilon}$ ) mostra um

crescimento elevado na medida em que o ruído cresce. Esta observação possui uma fundamentação teórica coerente, uma vez que, conforme previsto em (56), os parâmetros devem possuir variância proporcional à variância do ruído.

Uma análise quantitativa pode ser efetuada através de (25). A SNR diminui 20 dB por década de crescimento do desvio padrão do ruído ( $\sigma_N$ ). O comportamento esperado do desvio padrão do erro de estimação ( $\sigma_\varepsilon$ ) deve ser o mesmo, ou seja, um crescimento de  $\sqrt{10} \approx 3,16$  vezes para cada 10 dB de redução da SNR. A constatação de uma coerência entre os valores obtidos estatisticamente e a teoria pode ser feita verificando que esta proporção é praticamente obedecida nos valores de  $\sigma_\varepsilon$  mostrados na Tabela 2.

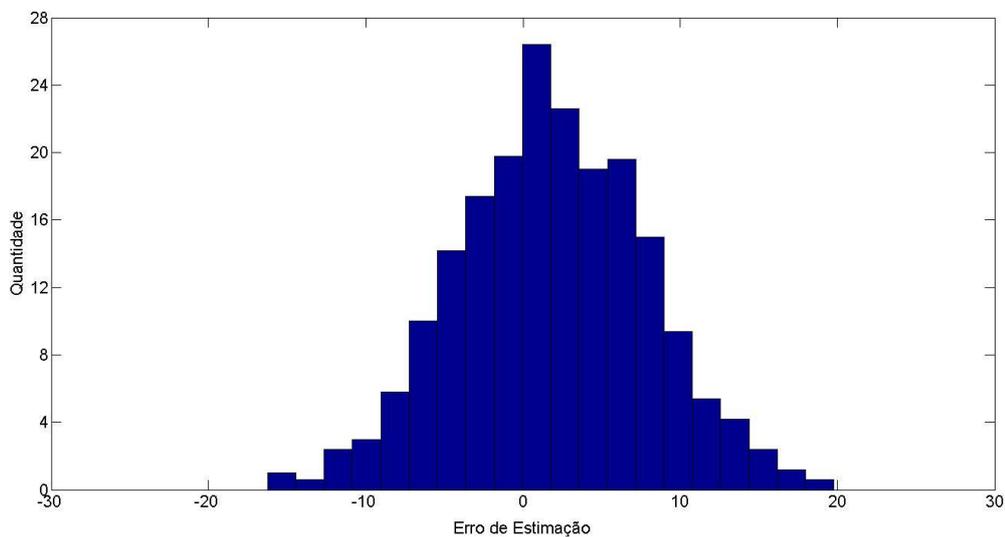
Por tratar-se teoricamente de um estimador não polarizado, esperava-se que o erro de estimação adquirisse média assintoticamente nula, o que não ocorreu. Isto se deve ao fato do modelo ter sido linearizado, com o truncamento da série de Taylor referente à componente CC da corrente de falta realizada no Item 4.2.3. Como as imperfeições da linearização da exponencial se intensificam na medida em que decresce a relação  $X_f / R_f$ , espera-se que a polarização do erro de estimação também se acentue com o seu decréscimo. Simulações efetuadas variando a relação  $X_f / R_f$  e mantendo fixos os demais fatores que compõe o cenário de testes demonstraram que isto realmente ocorre, como mostra a Tabela 3.

**Tabela 3 - Influência da relação  $X_f / R_f$  na polarização do erro de estimação**

$X_f / R_f$	2	3	5	8	10
$\mathcal{E}_{médio}$	6,72%	5,22%	2,37%	0,51%	0,48%

Por fim, a despeito do excelente funcionamento do processo de detecção, mesmo para elevados níveis de ruído, o mesmo não pode se dizer sobre o processo de estimação, uma vez que elevados desvios padrões abalam a confiabilidade do processo de compensação. Analisando o histograma do erro de estimação mostrado na Figura 36, que diz respeito à simulação com ruído de 60 dB, pode-se perceber que a PDF assemelha-se a uma Gaussiana. Também foi verificado que, para os outros níveis de ruído simulados, a similaridade com a distribuição Gaussiana se mantém, obviamente com diferentes medidas de dispersão. Com base nesta

informação, pode-se estabelecer um intervalo de confiança aceitável para o erro de estimação no intuito de estabelecer um limite de ruído abaixo do qual o método de estimação linear utilizado funcione dentro das expectativas. Exemplificando, para um intervalo de confiança de 95,46%, o erro de estimação deve situar-se dentro do intervalo  $[\varepsilon_{médio} - 2\sigma_e, \varepsilon_{médio} + 2\sigma_e]$  (PEEBLES JR., 2002). Apesar da definição dos padrões aceitáveis de erro não ter sido alvo do presente trabalho, pode facilmente verificar que, para ruídos com SNR abaixo de 60 dB, os valores do desvio padrão mostrados na Tabela 2 parecem inviabilizar o processo de compensação da saturação utilizando estimadores lineares.



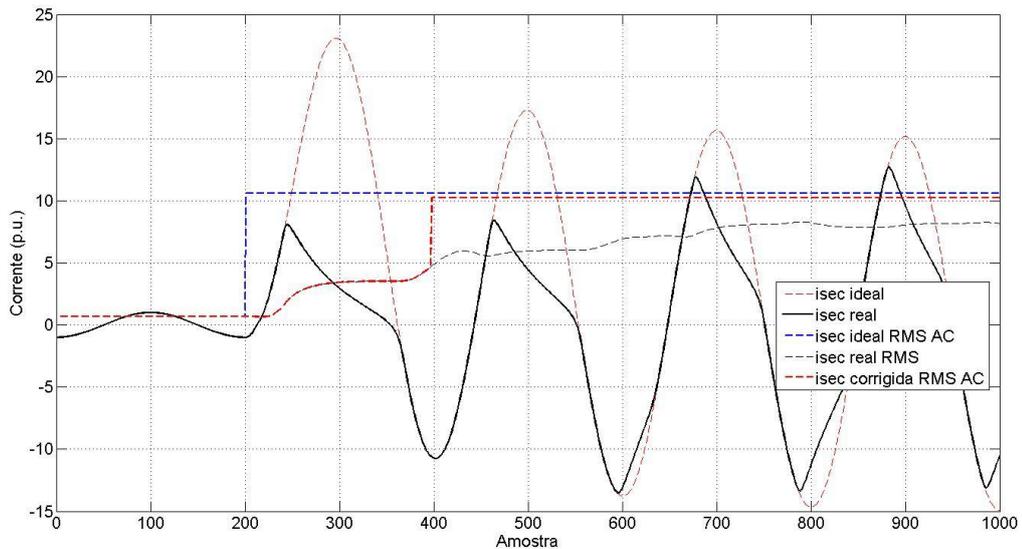
**Figura 36 – Histograma do erro de estimação percentual**

### 5.2.2 Cenário 2: Falta assimétrica com saturação severa

Com o objetivo de avaliar o funcionamento do algoritmo de detecção e compensação da saturação para o caso de saturações mais severas, foi montado um cenário de testes com as seguintes características: dobro do *burden* nominal ( $q=2$ ), relação  $X_f / R_f$  igual a 5, fluxo remanescente nulo ( $\varphi_{rem} = 0$ ), fator de corrente de falta simétrica igual a 15 ( $FCF=15$ ). O aumento do *burden* eleva a

severidade da saturação, em comparação com o cenário 1. A Figura 37 mostra o funcionamento do algoritmo e a Tabela 4 resume os resultados encontrados para os indicadores de desempenho.

A elevada taxa de detecções bem sucedidas ( $\eta$ ), mesmo na presença de ruído elevado, reforça mais uma vez a eficiência do método da função primeira diferença do filtro de Lanczos na detecção da saturação.



**Figura 37 - Cenário 2: Falta assimétrica com saturação severa**

**Tabela 4 - Indicadores de desempenho para o cenário 2**

Nível de ruído	$\varepsilon_{\text{médio}}$	$\sigma_{\varepsilon}$	$\varepsilon_0$	$D$	$\eta$
Sem ruído	-3,22%	0	-55,40%	22,2 ms	100%
SNR = 70 dB	-3,21%	0,78	-55,40%	22,2 ms	100%
SNR = 60 dB	-3,05%	2,86	-55,40%	22,2 ms	100%
SNR = 50 dB	-3,16%	10,75	-54,28%	22,4 ms	98,78%
SND = 40 dB	-4,45%	35,41	-51,06%	23,2 ms	97,67%

Em função do elevado grau de saturação, a primeira região não saturada, situada entre o instante da falta e o ponto inicial de saturação, não contém amostras suficientes para a aplicação do método de compensação da saturação.

Consequentemente, a estimação foi efetuada entre a primeira e a segunda região saturada, causando uma elevação no tempo de resposta do algoritmo ( $D$ ) para pouco mais de um ciclo.

O erro de estimação médio permaneceu reduzido para todas as situações, passando a apresentar uma leve polarização negativa, diferindo da situação obtida na análise do cenário 1. Este fato ocorreu em função das amostras utilizadas para estimação situarem-se no semiciclo negativo da senoide.

Os altos valores do desvio padrão do erro de estimação ( $\sigma_\varepsilon$ ) para sinais com ruído elevado apontam novamente para a inviabilização do método de compensação nesta situação.

Finalmente, é importante informar que o aumento do fator de corrente de falta ou mesmo a presença de fluxo remanescente não nulo podem gerar o mesmo efeito de aumento da severidade da saturação do que o aumento do *burden*. Os testes foram realizados para uma grande gama de valores de  $FCF$  e  $\varphi_{rem}$  e os resultados obtidos levam às mesmas observações já tecidas sobre a situação de saturação severa.

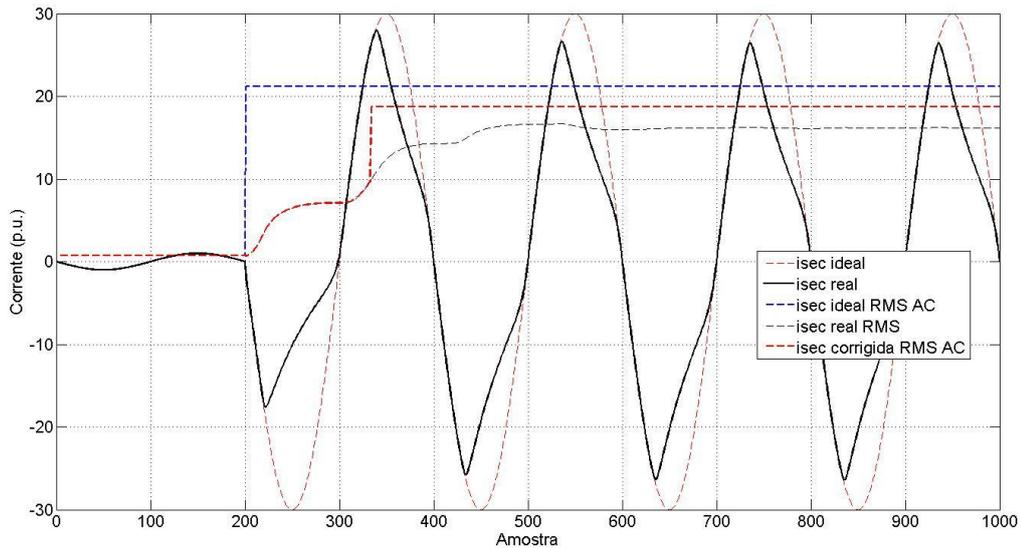
### 5.2.3 Cenário 3: Falta simétrica com saturação severa

O terceiro cenário teve o objetivo de avaliar o comportamento do algoritmo para faltas simétricas. Como já se sabe, a ausência da componente CC da corrente de falta deixa o TC menos propenso à saturação, que irá ocorrer somente para um fator de corrente de falta superior a 20 ou para um *burden* maior que o nominal. Foi então escolhido fator de corrente de falta igual a 30, no intuito de gerar uma saturação severa para o caso do TC especificado pela curva de excitação da Figura 15. Ter-se-ia conseguido o mesmo efeito escolhendo um *burden* elevado.

A atuação do algoritmo de detecção e compensação da saturação para faltas simétricas é demonstrada na Figura 38 e os resultados obtidos para os indicadores de desempenho estão explicitados na Tabela 5.

Novamente, o método de detecção mostrou-se eficaz, mesmo para níveis elevados de ruído, como demonstram claramente os valores de  $\eta$ . Já os valores do

tempo de resposta do algoritmo ( $D$ ) indicam que as estimações foram realizadas pouco antes de se completar um ciclo de falta. Os valores elevados do erro anterior à correção ( $\varepsilon_0$ ) reforçam novamente a importância da correção da corrente do secundário para TCs operando em saturação.



**Figura 38 - Cenário 3: Falta simétrica com saturação severa**

**Tabela 5 - Indicadores de desempenho para o cenário 3**

Nível de ruído	$\varepsilon_{médio}$	$\sigma_{\varepsilon}$	$\varepsilon_0$	$D$	$\eta$
Sem ruído	-8,81%	0	-44,84%	15,7 ms	100%
SNR = 70 dB	-8,57%	1,45	-44,84%	15,7 ms	100%
SNR = 60 dB	-8,68%	4,76	-44,84%	15,7 ms	100%
SNR = 50 dB	-7,82%	12,07	-44,84%	15,7 ms	100%
SND = 40 dB	-6,85%	39,73	-51,06%	18,3 ms	97,82%

Os valores do erro de estimativa médio sofreram uma polarização mais acentuada no caso de faltas simétricas. Este fato ocorreu devido à ausência da componente CC no sinal da corrente em contraponto com a previsão de sua existência no modelo linear desenvolvido. Para comprovar esta assertiva, foi

efetuado um teste de estimação utilizando o vetor de parâmetros de (60) contendo apenas os parâmetros da componente CA. A matriz de observação, por sua vez, passou a conter apenas as duas primeiras colunas. Os resultados obtidos demonstraram a ocorrência de um enviesamento assintoticamente nulo para o erro de estimação calculado. Com relação ao desvio padrão do erro de estimação, sua tendência de alta para ruídos elevados fortalece a questão já abordada a respeito da ineficiência do método de estimação linear em tais condições.

Diversas composições de cenário, além das demonstradas detalhadamente no presente trabalho, foram realizadas. Os resultados obtidos mantiveram-se, de forma geral, inalterados.

### **5.3 Testes com correntes geradas pelo RTDS**

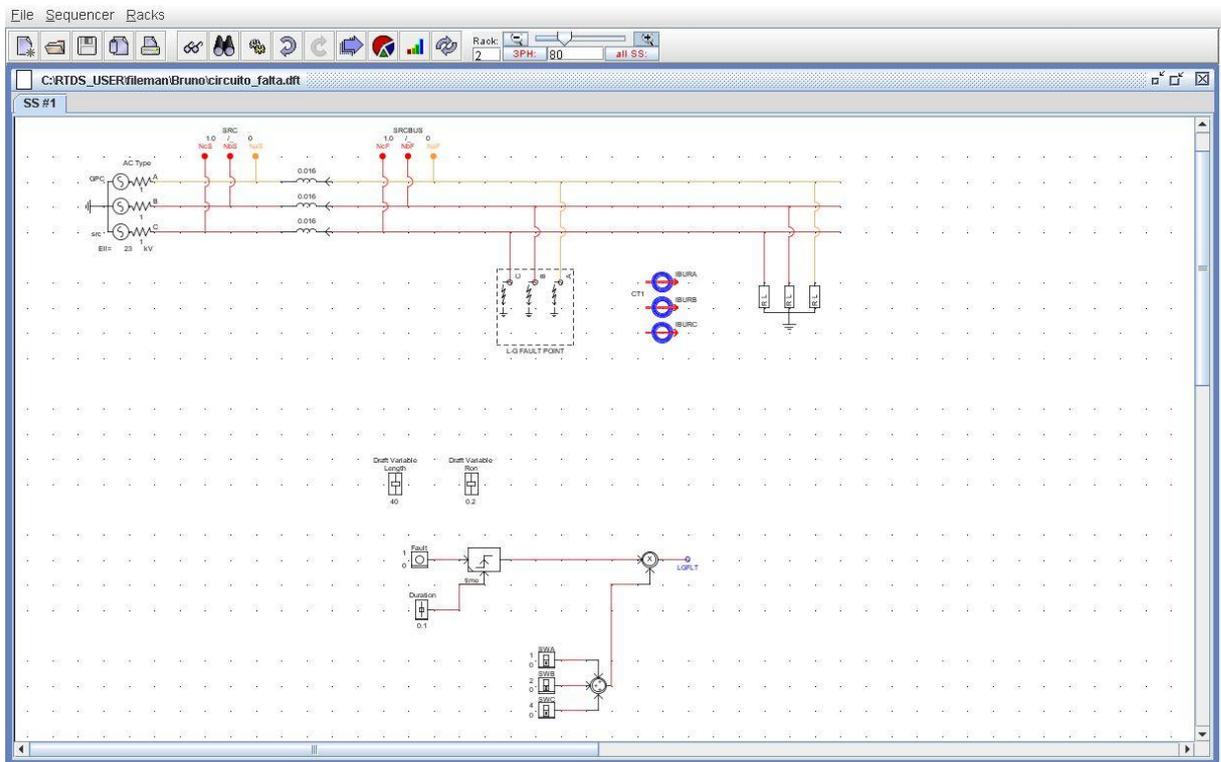
Após a etapa de testes do algoritmo de detecção e compensação da saturação utilizando simulações de corrente geradas pela rotina desenvolvida em MATLAB, o passo subsequente consistiu em efetuar testes com correntes saturadas geradas pelo RTDS.

Por tratar-se de um equipamento dedicado a simulações de SEP em tempo real, com modelagem detalhada de todos os componentes do sistema, é de se esperar que os resultados obtidos através destas simulações sejam mais realistas do que os simulados em MATLAB. Desta forma, a validação do algoritmo de detecção e compensação em dados oriundos do RTDS é um importante passo rumo à utilização do mesmo em situações reais.

O RTDS é constituído basicamente de um Hardware dedicado e um software de gerenciamento e desenvolvimento, denominado RSCAD. Os sistemas a serem simulados são reproduzidos no RSCAD, onde cada componente é inserido com base nas suas características dinâmicas de funcionamento. A Figura 39 mostra a área de trabalho do RSCAD, onde foi montado o circuito utilizado para a geração das correntes utilizadas nos testes.

O circuito é bastante simples, sendo composto de um gerador, uma linha de transmissão e um ponto de falta. Um TC é colocado na linha, para a medição da corrente e uma chave colocada em cada fase é responsável por simular as faltas

fase-terra, através do acionamento de um “botão” pelo operador. O modelo do TC no RSCAD é reproduzido através de diversos parâmetros de configuração, incluindo 10 pontos da sua curva de excitação. As correntes do secundário do TC são monitoradas em tempo real no painel de “runtime” e são amostradas dentro de um intervalo de 10 ciclos que compreende o momento em que o “botão” de falta é acionado pelo operador. Como o momento do acionamento é aleatório, o ângulo de falta pode assumir qualquer valor. Desta forma, são geradas de faltas simétricas a faltas totalmente assimétricas, dependendo do momento em que o “botão” é acionado. As faltas simuladas foram do tipo fase A para a terra.



**Figura 39 – Circuito desenvolvido no RSCAD para obtenção das correntes saturadas**

Diversas realizações do experimento foram coletadas, tanto da corrente de falta como da corrente do secundário do TC. O conhecimento da corrente de falta é fundamental para a comparação com a corrente saturada, possibilitando o levantamento dos indicadores de desempenho e a consequente avaliação do funcionamento do algoritmo.

O RTDS simulou correntes analógicas e a sua conversão A/D com 200 amostras por ciclo. Os dados foram extraídos do RTDS no formato “Common Format

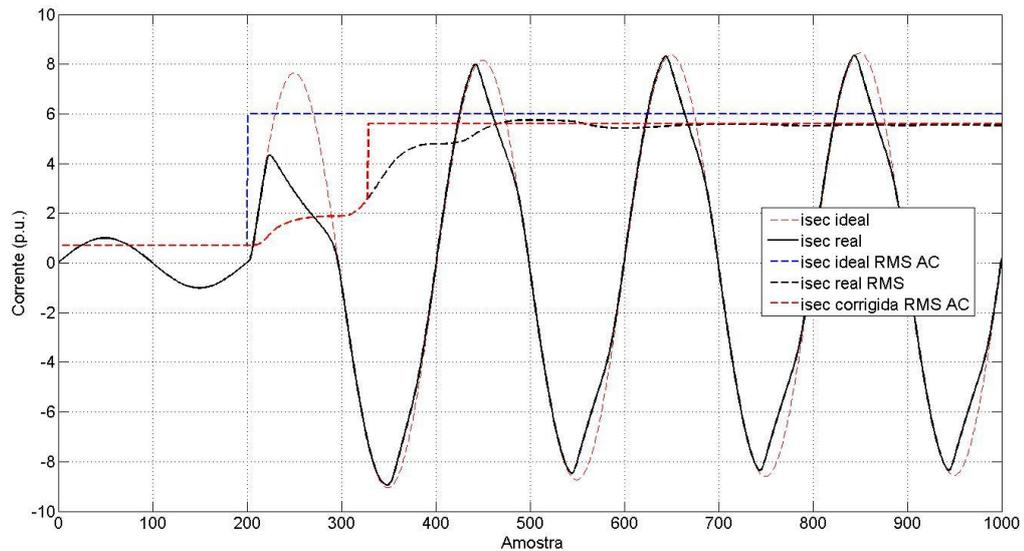
for Transient Data Exchange” (COMTRADE) e necessitaram de uma conversão para serem utilizados no MATLAB como dados de entrada do algoritmo de detecção e compensação da saturação. A etapa de filtragem foi realizada, utilizando o filtro Butterworth de segunda ordem com a mesma configuração dos testes anteriores, para suprimir os ruídos inerentes ao RTDS e também ao processo de conversão A/D.

Cada realização coletada procurou abranger um cenário diferente, fazendo variar o grau de saturação, a assimetria da falta e até mesmo o fator de potência do burden. Até mesmo o fluxo remanescente foi levado em consideração, através da habilitação de uma opção de configuração na modelagem do TC no RSCAD. Desta forma, o fluxo remanescente de uma falta poderia influenciar na falta subsequente, dependendo do tempo ocorrido entre elas, tornando o processo bastante realista e aleatório.

### 5.3.1 Cenário 1: Falta com leve assimetria e saturação moderada

A primeira realização do experimento no RTDS gerou uma corrente com saturação moderada, motivada por uma falta com grau de assimetria bastante leve. A atuação do algoritmo de detecção e compensação é mostrada na Figura 40.

Como se pode observar, a primeira região não saturada após a falta não continha amostras suficientes para a estimação, tendo esta sido efetuada dentro da segunda região não saturada. O tempo de resposta do algoritmo foi  $D = 15,3 \text{ ms}$ , indicando que a compensação do valor eficaz da componente CA da corrente saturada ocorreu à aproximadamente 3/4 de ciclo do ponto de falta. O erro anterior à estimação neste instante foi  $\varepsilon_0 = -56,21\%$ , reforçando mais uma vez a importância da compensação da saturação, pois, após a correção o erro passou a ser  $\varepsilon = -6,95\%$ . Não há que se falar em desvio padrão do erro, uma vez que cada experimento é único.



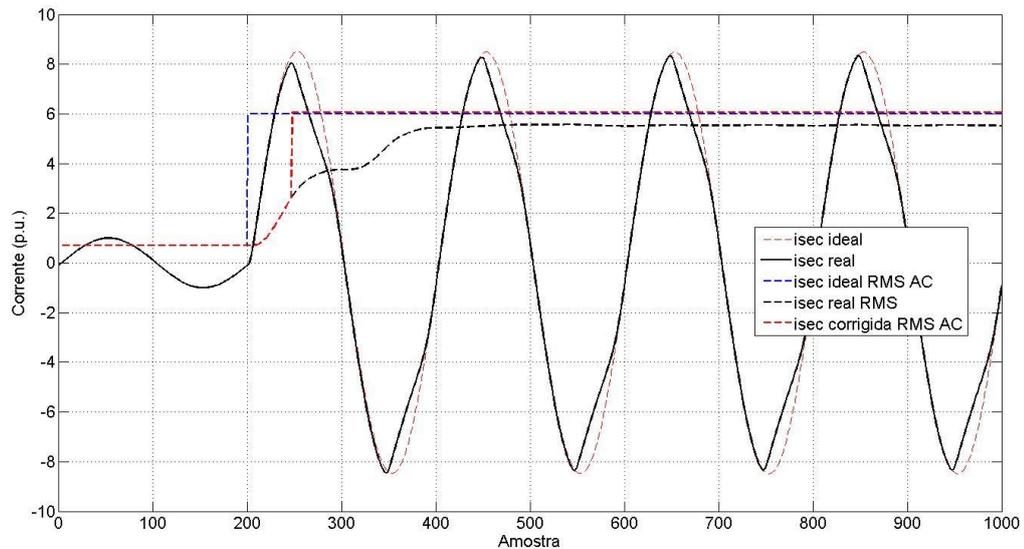
**Figura 40 – Cenário 1 gerado pelo RTDS**

Foi comprovada também a eficácia da detecção do início e do fim da saturação, que ocorreram com excelente precisão.

### 5.3.2 Cenário 2: Falta simétrica com saturação leve

A segunda simulação de falta gerou uma corrente do secundário do TC praticamente simétrica, com grau de saturação leve. Mais uma vez o algoritmo funcionou de forma bastante satisfatória, tanto no processo de detecção quanto no de compensação (Figura 41). A estimação ocorreu logo após a ocorrência da falta, ainda na primeira região não saturada, fazendo com que a compensação se fizesse após  $D = 7,2 \text{ ms}$ , ou seja, a praticamente 1/4 de ciclo do início da falta.

O erro de estimação encontrado foi  $\varepsilon = 0,95\%$ , em contrapartida ao erro anterior à estimação, que era  $\varepsilon_0 = -55,40\%$ . A detecção do início da região de saturação ocorreu com alto grau de precisão.

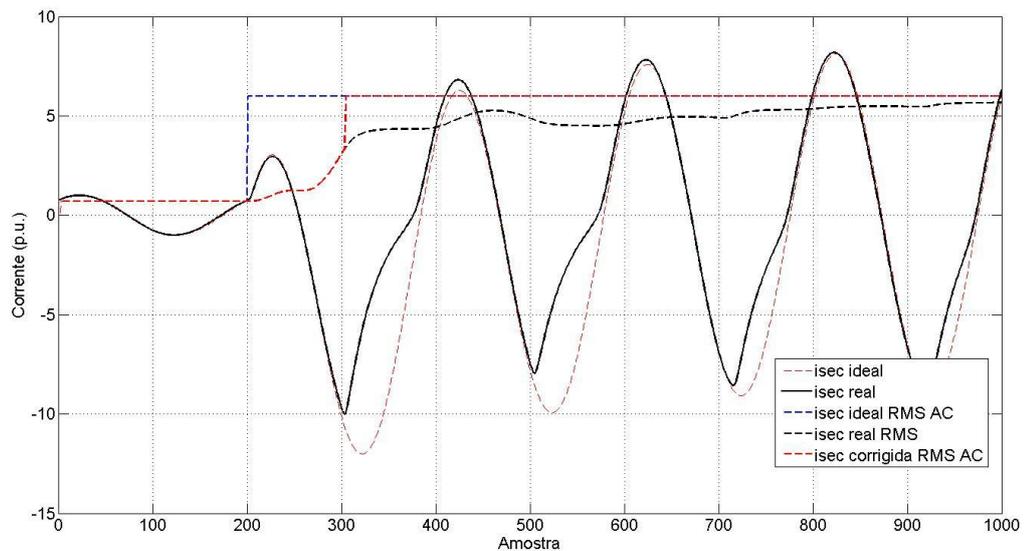


**Figura 41 – Cenário 2 gerado pelo RTDS**

### 5.3.3 Cenário 3: Falta assimétrica com burden de elevado fator de potência e saturação moderada

Para a geração da terceira amostra de corrente do RTDS o fator de potência do burden foi elevado, visando gerar uma distorção mais acentuada na forma de onda. Conforme desenvolvido no Item 2.4.1 e demonstrado na Figura 10, o burden com características resistivas gera queda mais abrupta da corrente na região saturada.

A Figura 42 ilustra a corrente saturada gerada pelo burden com fator de potência elevado e o comportamento do algoritmo de detecção e compensação da saturação. Mais uma vez os resultados foram plenamente satisfatórios, com um tempo de resposta de  $12,9\text{ ms}$  e um erro de estimação de apenas  $0,35\%$ , corrigindo um erro anterior de  $-42,64\%$ . A detecção do início da saturação foi realizada com sucesso.

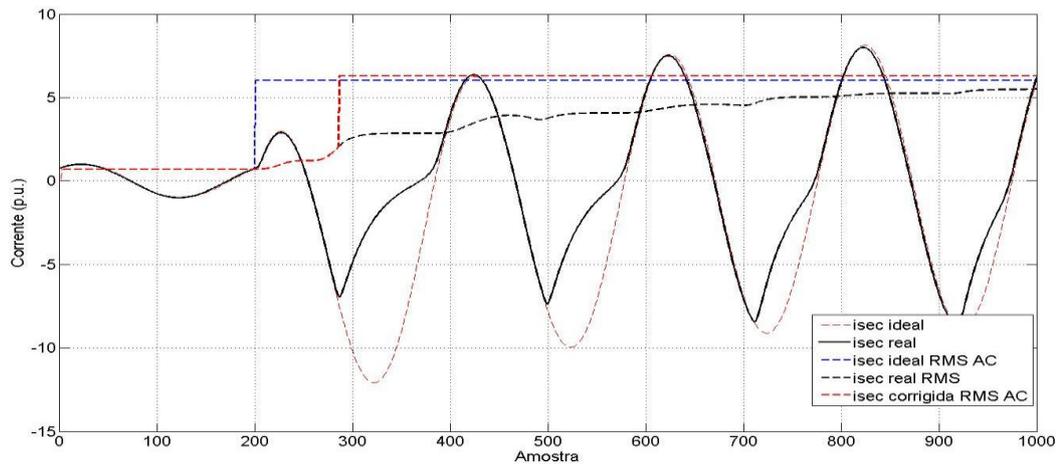


**Figura 42 – Cenário 3 gerado pelo RTDS**

#### **5.3.4 Cenário 4: Falta assimétrica com burden de elevado fator de potência e saturação severa**

Neste cenário de testes as características da falta são similares à anterior, exceto pelo fato de que o fluxo remanescente aumentou a severidade da falta, o que pode ser visto pela comparação entre a Figura 43 e a Figura 42.

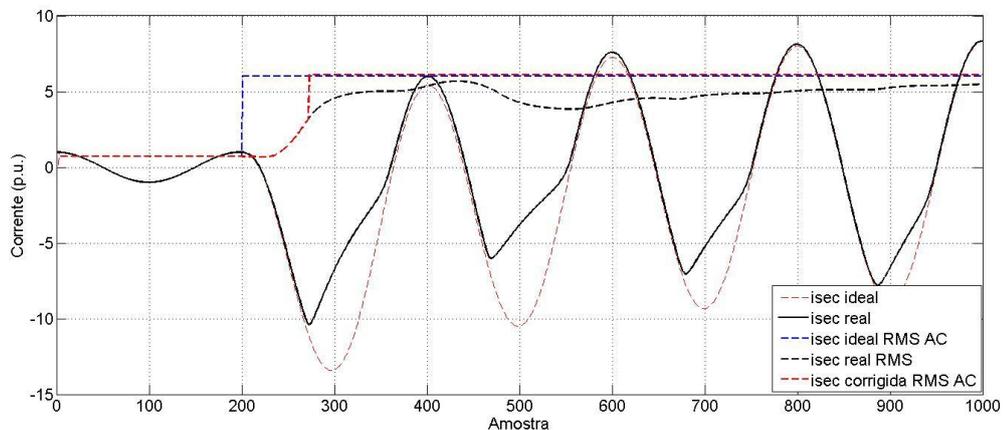
A despeito da severidade da falta, o resultado obtido continuou satisfatório, uma vez que a compensação da saturação se deu a 11,3 *ms* do início da falta, gerando um erro de estimação de 4,62%. O erro anterior à estimação era de -65,02%.



**Figura 43 – Cenário 4 gerado pelo RTDS**

### 5.3.5 Cenário 5: Falta assimétrica com burden padrão e saturação severa

O último cenário oriundo das simulações do RTDS foi efetuado retornando o burden para o fator de potência nominal e considerando uma assimetria elevada, que foi responsável pela geração de uma saturação severa. O algoritmo respondeu em praticamente meio ciclo após o início da falta ( $9,9\text{ ms}$ ), apresentando um erro de estimação de  $1,98\%$ . O erro anterior à correção era de  $-45,62\%$ . A Figura 44 representa o teste realizado.



**Figura 44 – Cenário 5 gerado pelo RTDS**

## 5.4 Resumo dos testes

Analisando primeiramente os testes efetuados com sinais de correntes saturadas gerados pelo simulador de TC desenvolvido no MATLAB, pode-se observar que, em todos os cenários simulados, o método de detecção utilizando a função primeira diferença do filtro de Lanczos comportou-se muito bem, mesmo para altos níveis de ruído. Foram alcançadas altas taxas de detecções corretas ( $\eta$ ), sempre superiores a 97,67% mesmo nos casos mais extremos de ruído analisados. Entretanto, é importante ressaltar que nestes casos foi necessário um ajuste no fator de margem para adequação às grandes variâncias do ruído adicionado ao sinal. Este fato não representa problema, uma vez que se pode estimar a variância do ruído durante o funcionamento normal, em regime permanente, criando um ajuste adaptativo para o fator de margem.

Devido ao processo de detecção eficiente aliado ao baixo esforço computacional exigido, o tempo de resposta do algoritmo ficou bastante reduzido, atingindo valores aproximadamente iguais ou menores que um ciclo ( $D \leq 22,3 \text{ ms}$ ) após a ocorrência da falta, para todos os casos analisados.

Finalmente, para os cenários simulados em MATLAB, o valor absoluto do erro de estimação médio permaneceu sempre abaixo de 9%, apresentando uma polarização inerente à aproximação por linearização do modelo matemático da corrente. Por outro lado, o desvio padrão atingiu valores muito elevados para ruídos com SNR abaixo de 60 dB. Esta dispersão elevada compromete o desempenho do método de estimação linear para ruídos elevados.

Os testes preliminares realizados em correntes geradas pelo RTDS mostraram resultados bastante satisfatórios. A Tabela 6 mostra o resumo dos indicadores de desempenho para o caso das correntes geradas pelo RTDS.

Em suma, os resultados mostram, de forma geral, que o algoritmo de detecção e compensação da saturação proposto manteve boa capacidade de generalização, sendo imune às características do TC, ao *burden*, ao fluxo remanescente e às características da falta, como grau de assimetria e constante de tempo primária de falta.

**Tabela 6 - Resumo dos indicadores de desempenho (RTDS)**

Cenário	$\varepsilon_{\text{médio}}$	$\varepsilon_0$	$D$
1	-6,95%	-56,21%	15,3 ms
2	0,95%	-55,40%	7,2 ms
3	0,35%	-42,64%	12,9 ms
4	4,62%	-65,02%	11,3 ms
5	1,98%	-45,62%	9,9 ms

Com relação à imunidade ao ruído, o método de detecção não apresentou qualquer deficiência, mesmo para níveis elevados de ruído. Já o método de compensação apresentou grande dispersão de resultados que podem comprometer sua eficácia para os casos de sinais mais ruidosos.

## 6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 6.1 Conclusões

Este trabalho procurou encontrar uma solução envolvendo processamento digital de sinais para a detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos TCs utilizados em circuitos de proteção.

O estudo preliminar a respeito do comportamento dinâmico dos TCs demonstrou quais são os fatores que influenciam na saturação de seu núcleo, além da forma com que isto ocorre.

O simulador de TC desenvolvido em MATLAB se mostrou ser uma ferramenta fundamental para auxiliar as etapas posteriores, ajudando a promover o desenvolvimento e os testes dos métodos de detecção e compensação da saturação da corrente do secundário do TC.

Na etapa de detecção da saturação, foi feita inicialmente a análise e implementação de alguns métodos existentes na literatura. Todos os métodos implementados funcionaram inadequadamente para níveis de ruído elevados, mesmo precedidos de um estágio de filtragem utilizando filtros similares aos encontrados nos circuitos de entrada dos dispositivos de proteção existentes no mercado, demonstrando uma fragilidade iminente para utilização em situações reais.

Foi então idealizado um método novo, baseado na função primeira diferença do filtro de Lanczos, que demonstrou grande imunidade ao ruído, comparado aos métodos existentes analisados. Todo o embasamento teórico foi desenvolvido, possibilitando a criação de uma rotina de detecção de saturação.

Para executar a correção do valor eficaz da componente CA da corrente secundária distorcida devido à saturação do TC, foram inicialmente feitos estudos dos métodos utilizados na literatura. Após a análise de pontos positivos e negativos de cada método, optou-se por utilizar o que fornece estimações não polarizadas de mínima variância para modelos lineares. Apesar da corrente de falta, a rigor, não ser um modelo linear, algumas aproximações e simplificações foram efetuadas para enquadrá-la em tal situação. Uma vez definido o método de estimação, uma rotina

de compensação foi desenvolvida, utilizando amostras da região não saturada do sinal de corrente para estimar o valor eficaz da componente CA da corrente de falta.

As rotinas de detecção e compensação da saturação foram associadas em um único algoritmo e diversos testes foram efetuados para a verificação de sua eficiência, medida através de indicadores de desempenho criados para representar as expectativas de qualidade do algoritmo. Para a realização dos testes foram utilizadas correntes geradas tanto pelo simulador de TC do MATLAB quanto por um RTDS.

Quanto ao método de detecção de saturação, os resultados dos testes simulados indicaram um excelente desempenho, independente das características do TC e dos fatores associados à sua saturação, como o burden, o fluxo remanescente, o ângulo de falta, a constante de tempo primária e a magnitude da corrente de falta. Outra grande vantagem do método de detecção desenvolvido é o fato de ele utilizar somente cinco amostras da corrente para identificar a saturação, valendo-se de operações aritméticas muito simples, indicando pequeno esforço computacional e possibilidade de utilização em tempo real. Por fim, a grande imunidade ao ruído ficou evidenciada, com resultados extremamente satisfatórios, mesmo para níveis de ruído que inviabilizaram completamente os demais métodos de detecção comparados.

Os resultados dos testes referentes ao processo de compensação da saturação foram também, de forma geral, bastante satisfatórios. O erro de estimação médio manteve-se pequeno para todos os casos analisados, apesar de ter ocorrido um leve enviesamento relacionado à aproximação efetuada pela linearização do modelo matemático analítico da corrente de falta. Em todos os casos analisados, a estimação foi realizada dentro da primeira ou da segunda região não saturada ocorrida após o início da falta, gerando respostas rápidas, com no máximo um ciclo de atraso. O processo de compensação mostrou-se também praticamente insensível às características do TC, à corrente de falta e aos fatores que influenciam na saturação, o que lhe confere uma capacidade de funcionamento sob amplas condições de utilização. A única ressalva observada diz respeito à questão do ruído, uma vez que o desvio padrão do erro pode atingir valores elevados que inviabilizem o método para níveis elevados de ruído.

Enfim, o algoritmo de detecção e compensação de saturação desenvolvido nesta dissertação mostrou-se extremamente robusto. Sua grande imunidade a

fatores externos assegura-lhe adaptabilidade, permitindo ampla capacidade de generalização associada a um nível de precisão considerável. Os estudos indicam também um tempo de resposta baixo, promovendo a compensação da saturação no mais tardar logo após o primeiro ciclo de falta, mesmo no caso de saturações mais severas. Este conjunto de características abre caminho para a possibilidade de sua implementação em tempo real, contribuindo para a solução dos problemas oriundos da saturação dos núcleos dos TCs na proteção dos Sistemas Elétricos de Potência.

## 6.2 Propostas de trabalhos futuros

Como propostas para trabalhos futuros, ficam algumas sugestões, a seguir:

- Estudo da possibilidade de solucionar o problema da estimação linear em situações envolvendo alto nível de ruído;
- Implementação do algoritmo em Hardware, desenvolvendo um sistema de testes HIL no RTDS;
- Estudo do funcionamento do algoritmo proposto para correntes primárias com alto conteúdo harmônico;
- Promover a publicação de artigos relacionados ao conteúdo desta dissertação.

## REFERÊNCIAS

ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas. **Transformador de Corrente - Especificação**. NBR 6856, 1992.

ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas. **Transformadores para Instrumentos - Terminologia**. NBR 6456, 1991.

ADAMIAK, M. G. et al. Wide Area protection and control - today and tomorrow. **Transmission and Distribution Conference and Exhibition**. IEEE PES, 2006.

ALTAISKY, Mikhail V. **Wavelets: Theory, Applications, Implementation**. 1. ed. Hyderabad: Universities Press, 2005.

CHRISTOPOLOUS, Christos; WRIGHT, Arthur. **Electrical Power System Protection**. 2. ed. New Delhi: Springer, 1999.

COELHO, Aurélio Luiz Magalhães. **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.

GUERRA, Francisco das Chagas Fernandes; MOTA, Wellington Santos. Current Transform Model. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, p. 187-194, 2007.

HAMMING, Richard W. **Digital Filters**. 3. ed. New York: Dover, 1998

IEC - International Electrotechnical Commission. **Instrument transformers - Current transformers**. IEC/CEI 60044-1, ed. 1.2, 2003.

IEC - International Electrotechnical Commission. **Instrument transformers - Requirements for protective current transformers for transient performance**. IEC/CEI 60044-6, 1992.

IEEE Std. C37.110-2007 / Cor. 1-2010. **IEEE Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes - Corrigendum 1: Corrections to Equation 18 and Equation 19**, 2011.

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

IEEE Std. C57.13-2008. **IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers**, 2008.

KANG, Yong-Cheol; OK, Seung-Hun; KANG, Sang-Hee. A CT Saturation Detection Algorithm. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 1, p. 78-85, 2004.

KAY, Steven M. **Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory**. 2. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2010.

KHORASHADI-ZADEH, H.; SANAYE-PASAND, M. Correction of Saturated Current Transformers Secondary Current Using ANNs. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 1, p. 73-79, 2006.

LEE, Dong-Gyu; YOO, Sung-Rok; KANG, Sang-Hee. A Phasor Estimation Algorithm During CT Saturation. **IEEE Trondheim PowerTech Conference**, 2011.

LI F.; LI Y.; AGGARWAL, R. K. Combined Wavelet transform and regression technique for secondary current compensation of current transformers. **IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution**, v. 149, n. 4, p. 497-503, 2002

MEDEIROS FILHO, Solon de. **Medição de energia elétrica**. 3. ed. Rio de Janeiro: Guanabara, 1983.

MITRA, Sanjit K. **Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach**. 3. ed. New York: McGraw-Hill, 2008.

NAM, Son-Ryul; PARK, Jong-Young; KANG, Sang-Hee; KEZUNOVIC, Mladen. Phasor Estimation in the Presence of DC Offset and CT Saturation. . **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 24, n. 4, p. 1842-1849, 2009.

ORLHAC, Michel. Le transformateur de courant pour la protection en HT. **Cahier Technique Merlin Gerin**. n. 164, 1992.

PAN, Jiuping; VU, Khoi; HU, Yi. An Efficient Compensation Algorithm for Current Transformer Saturation Effects. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 4, p. 1623-1628, 2004.

PEEBLES JR., Peyton Z. **Probability, Random Variables, and Random Signal Principles**. 4. ed. New Delhi: Tata McGraw Hill, 2002.

QUEVEDO, Carlos Peres. **Eletromagnetismo**. 1. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1978.

REBIZANT, Waldemar; BEJMERT, Daniel. Current-Transformer Saturation Detection With Genetically Optimized Neural Networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 2, p. 820-827, 2007.

REBIZANT, Waldemar; WISZNIEWSKI, Andrzej; SZAFRAN, Janusz. **Digital Signal Processing in Power System Protection and Control**. 1. ed. London: Springer, 2011.

SAHA, M. M. et al. Application of ANN Methods for Instrument Transformer Correction In Transmission Line Protection. **Proceedings of the IEE Developments In Power System Protection**, Seventh International Conference, p. 303-306, 2001.

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

SINGH, Ravindra P. **Switchgear and Power System Protection**. 1. ed. New Delhi: PHI, 2009.

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

THEODORIDIS, Sergios; KOUTROUMBAS, Konstantinos. **Pattern Recognition**. 3. ed. London: Academic Press, 2006.

TOMIĆ, Josif J.; KUSLJEVIĆ, Miodrag D.; VUJIEVIĆ, Vladimir V. A new power system digital harmonic analyzer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 2, p. 772-780, 2007.

YU, David C. et al. Correction of Current Transformer Distorted Secondary Currents Due to Saturation Using Artificial Neural Networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 16, n. 2, p. 189-194, 2001.

WARRINGTON, Albert Russell van Cortandt. **Protective Relays: their theory and practice**. 1. ed. London: Chapman and Hall, 1969.

WRIGHT, Arthur. **Current Transformers: Their transient and steady state performance**. 1. ed. London: Chapman and Hall, 1968.