

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Bruno Montesano Schettino

**Método para detecção e compensação dos efeitos causados pela
saturação dos TCs de proteção com meios adaptativos para mitigação
da influência do ruído e dos desvios de frequência**

**Juiz de Fora
2015**

Bruno Montesano Schettino

Método para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs de proteção com meios adaptativos para mitigação da influência do ruído e dos desvios de frequência

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

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

Juiz de Fora
2015

Bruno Montesano Schettino

Método para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs de proteção com meios adaptativos para mitigação da influência do ruído e dos desvios de frequência

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Juiz de Fora, como requisito parcial a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovado em 08 de dezembro de 2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Carlos Augusto Duque - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora - UFJF

Prof. Dr. Paulo Márcio da Silveira - Coorientador
Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Prof. Dr. Augusto Santiago Cerqueira
Universidade Federal de Juiz de Fora - UFJF

Prof. Dr. Leandro Ramos de Araújo
Universidade Federal de Juiz de Fora - UFJF

Prof. Ph.D. Denis Vinicius Coury
Universidade de São Paulo - USP

Prof. Dr. Kleber Melo e Silva
Universidade de Brasília - UnB

Dedico este trabalho a minha família, in lato sensu.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador *Carlos Augusto Duque*, por todo empenho, dedicação, competência e paciência dedicados a mim ao longo de toda a caminhada.

Ao meu coorientador *Paulo Márcio da Silveira*, pelo apoio constante e presente desde o início desta jornada.

Aos amigos que fiz ao longo desta etapa no PPEE, graduandos, mestrandos, doutorandos, colaboradores e professores, por terem contribuído direta ou indiretamente para que este trabalho se realizasse.

A minha família, por ser a minha base e fazer tudo parecer mais fácil.

Aos meus filhos *Henrique, Vinicius e João Pedro* que, pelo simples fato de existirem, foram, são e sempre serão inspiração para que eu continue a realizar meus sonhos.

A minhas filhas empresadas *Carol e Gabi*, presentes recebidos da vida que me motivam a melhorar a cada dia.

A minha esposa *Alice*, por sempre me fazer acreditar que esta realização seria possível e por ter me dado forças pra superar os inúmeros desafios. E que venham outros, pois juntos, estaremos sempre prontos.

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

RESUMO

Este trabalho propõe um método para detectar a saturação dos núcleos dos transformadores de corrente (TCs) utilizados na proteção de sistemas elétricos de potência (SEPs), além de promover a compensação de seus efeitos através da correção do sinal de corrente secundária distorcido pela saturação. Técnicas de processamento de sinais baseadas no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay são utilizadas para localizar os pontos de transição entre partes do sinal de corrente distorcidas e não distorcidas pela saturação. Em seguida, um processo de estimação baseado no critério dos mínimos quadrados que utiliza exclusivamente amostras do sinal contidas nas regiões não distorcidas é efetuado, extraindo os parâmetros necessários à promoção da correção do sinal. As influências do ruído e dos desvios de frequência de operação do SEP foram analisadas, tendo sido desenvolvidos e incorporados meios adaptativos para mitigar seus efeitos. Os algoritmos desenvolvidos foram implementados em MATLAB e a avaliação de desempenho foi realizada utilizando sinais extraídos de simulações de falta ocorridas em um sistema modelado em um simulador digital em tempo real (RTDS). Os resultados indicaram que o método proposto atingiu desempenho satisfatório, independente dos parâmetros do TC e dentro de uma ampla gama de cenários da falta analisados. Além disso, o método mostrou-se robusto em relação ao ruído e eficiente na mitigação dos erros provocados pelos desvios de frequência. Ainda, os recursos técnicos e computacionais necessários para sua execução indicam que o método proposto é passível de implementação nos atuais dispositivos de proteção disponibilizados pela indústria.

Palavras-chave: saturação do transformador de corrente, filtros de Savitzky-Golay, detecção de eventos, estimação fasorial, técnicas de mínimos quadrados.

ABSTRACT

This work proposes a method for detecting the saturation of the current-transformer cores used in the protection of electric power systems and promote the compensation for its effects by correcting the secondary current signal distorted due to the saturation. Signal processing techniques based on the second order differentiator Savitzky-Golay filter are used for locating the transition points between distorted and undistorted parts of the current signal. Then, an estimation process based on the least squares criteria that uses exclusively signal samples included in the undistorted regions is performed, extracting the parameters needed for the signal correction. The influences of the noise and the frequency offset were analysed, and adaptive means to mitigate their effects were developed and incorporated. The developed algorithms were implemented in MATLAB and performance evaluation was performed using the signals taken from fault simulations in a system modeled on a real time digital simulator (RTDS). The results indicated that the proposed method reaches a satisfactory performance, regardless of the CT parameters and within a wide range of analysed fault scenarios. Moreover, the method showed to be robust relative to the noise and effective in mitigating the errors due to the frequency offsets.

Keywords: Current transformer saturation, Savitzky-Golay filters, event detection, phasor estimation, least squares techniques.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - TC DA GENERAL ELECTRIC PATENTEADO EM 1901.	22
FIGURA 2 - TC DA RAYLEIGH INSTRUMENTS PATENTEADO EM 2011.....	22
FIGURA 3 - CORRENTE SECUNDÁRIA DISTORCIDA DEVIDO À SATURAÇÃO DO TC.....	32
FIGURA 4 - INFLUÊNCIA DO FATOR DE POTÊNCIA DO BURDEN NA SATURAÇÃO DO TC.....	34
FIGURA 5 – ARRANJO ENVOLVENDO DOIS TCS.....	41
FIGURA 6 – O EFEITO FARADAY.....	44
FIGURA 7 - O PRECURSOR DO TC ÓPTICO PARA ALTA TENSÃO.....	45
FIGURA 8 – BOBINA DE ROGOWSKI E O INTEGRADOR.....	49
FIGURA 9 - DETALHAMENTO DE UM CICLO DA CORRENTE SECUNDÁRIA SATURADA.....	52
FIGURA 10 – DIAGRAMA MOSTRANDO A INTERCONEXÃO ENTRE OS MÓDULOS DOS RELÉS ALPS, DA GE.	77
FIGURA 11 - AQUISIÇÃO DE SINAIS DO RELÉ SIEMENS SIPROTEC 5.....	79
FIGURA 12 – TÉCNICA DE INTERPOLAÇÃO POLINOMIAL PROPOSTA POR LANCZOS.....	85
FIGURA 13 – COMPARAÇÃO ENTRE AS FUNÇÕES PARA SINAIS RUIDOSOS.....	90
FIGURA 14 - COMPARAÇÃO ENTRE AS RESPOSTAS EM FREQUÊNCIA DOS FILTROS DIFERENCIADORES DE 1ª ORDEM DE SAVITZKY-GOLAY.....	98
FIGURA 15 – MÉTODO DE SAVITZKY-GOLAY DE APROXIMAÇÃO LS POR POLINÔMIO.....	100
FIGURA 16 – APLICAÇÃO DO FILTRO SUAVIZADOR DE SAVITZKY-GOLAY A UMA SENOIDE CONTAMINADA POR WGN.....	100
FIGURA 17 – ESTIMAÇÃO DA DERIVADA DE PRIMEIRA ORDEM DE UMA FUNÇÃO RUIDOSA.....	101
FIGURA 18 – DETECÇÃO DE SATURAÇÃO ATRAVÉS DO FILTRO DE SAVITZKY- GOLAY.....	104
FIGURA 19 – LIMIAR PARA DETECÇÃO E FATOR DE MARGEM.....	108
FIGURA 20 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROCESSO DE DETECÇÃO.....	109
FIGURA 21 – FLUXOGRAMA SIMPLIFICADO DO MÉTODO DE DETECÇÃO.....	113
FIGURA 22 – RESULTADO DA IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO DE DETECÇÃO DE SATURAÇÃO PROPOSTO.....	114
FIGURA 23 – DETALHAMENTO DOS SINAIS DE CORRENTE PRIMÁRIA E SECUNDÁRIA NOS PRIMEIROS CICLOS APÓS A OCORRÊNCIA DE UMA FALTA.....	117
FIGURA 24 – PROPAGAÇÃO DA MÉDIA E DA COVARIÂNCIA EM FUNÇÕES NÃO LINEARES.....	127

FIGURA 25 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS PROCESSOS DE ESTIMAÇÃO.....	133
FIGURA 26 – ESTIMAÇÃO DA AMPLITUDE DA COMPONENTE CA ATRAVÉS DO LSF, KF E UKF	135
FIGURA 27 - ERRO DE ESTIMAÇÃO (%) DA AMPLITUDE EM RELAÇÃO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO	141
FIGURA 28 – VARIAÇÃO DO ERRO INCREMENTAL POR HZ COM η_1 - SUBFREQUÊNCIA	142
FIGURA 29 – VARIAÇÃO DO ERRO INCREMENTAL POR HZ COM η_1 - SOBREFREQUÊNCIA	142
FIGURA 30 – ERRO (%) DE ESTIMAÇÃO DA FASE EM RELAÇÃO À FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DO SEP	144
FIGURA 31 - MATRIZ DE CONFUSÃO PARA CLASSIFICADORES BINÁRIOS.....	147
FIGURA 32 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROCESSO DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DOS MÉTODOS DE DETECÇÃO	149
FIGURA 33 - CURVAS ROC PARA DIVERSAS SNRS.....	151
FIGURA 34 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROCESSO DE AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO MÉTODO DE COMPENSAÇÃO.....	155
FIGURA 35 – CORRENTES SECUNDÁRIAS PARA FALTAS SIMULADAS NO RTDS.....	156
FIGURA 36 - HISTOGRAMA DO ERRO PERCENTUAL DE ESTIMAÇÃO DE AMPLITUDE - CENÁRIO 1 - SNR = 40 DB.....	159
FIGURA 37 - HISTOGRAMA DO ERRO PERCENTUAL DE ESTIMAÇÃO DE FASE - CENÁRIO 1 - SNR = 40 DB	159
FIGURA 38 – EXEMPLOS DE CURVAS DE EXCITAÇÃO DE TCS	186
FIGURA 39 – SISTEMA DE TESTES MODELADO NO RSCAD	187

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – VANTAGENS E LIMITAÇÕES DA BOBINA DE ROGOWSKI.....	50
TABELA 2 – ERROS NA ESTIMAÇÃO DA AMPLITUDE.....	136
TABELA 3 - AUCS PARA DIVERSAS SNRS	152
TABELA 4 - LUT PARA CONSULTA DO FATOR DE MARGEM EM FUNÇÃO DA SNR ESTIMADA.....	155
TABELA 5 - INDICADORES DE DESEMPENHO - CENÁRIO 1	158
TABELA 6 - AVALIAÇÃO DO PROCESSO DE CORREÇÃO RELACIONADO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA - CENÁRIO 1	160
TABELA 7 - INDICADORES DE DESEMPENHO - CENÁRIO 2.....	161
TABELA 8 - AVALIAÇÃO DO PROCESSO DE CORREÇÃO RELACIONADO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA - CENÁRIO 2	162
TABELA 9 - INDICADORES DE DESEMPENHO - CENÁRIO 3.....	163
TABELA 10 - AVALIAÇÃO DO PROCESSO DE CORREÇÃO RELACIONADO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA - CENÁRIO 3	163
TABELA 11 - INDICADORES DE DESEMPENHO - CENÁRIO 4.....	164
TABELA 12 - AVALIAÇÃO DO PROCESSO DE CORREÇÃO RELACIONADO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA - CENÁRIO 4	165
TABELA 13 - INDICADORES DE DESEMPENHO - CENÁRIO 5	165
TABELA 14 - AVALIAÇÃO DO PROCESSO DE CORREÇÃO RELACIONADO AO DESVIO DE FREQUÊNCIA - CENÁRIO 5	167
TABELA 15 – PARÂMETROS DE ENTRADA DO SIMULADOR DE TC DESENVOLVIDO NO MATLAB.....	185
TABELA 16 – PARÂMETROS DO SEP MODELADO NO RSCAD	188
TABELA 17 – PARÂMETROS DO CT MODELADO NO RSCAD	189
TABELA 18 – PONTOS DA CURVA DE EXCITAÇÃO DO TC MODELADO	189

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico-Digital
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ALPS	<i>Advanced Line ProtectionTM System</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANI	<i>Analogical Interface</i>
ATP	<i>Alternative Transient Program</i>
AUC	<i>Area under ROC curve</i>
B	Indução Magnética ou Densidade de Fluxo Magnético
COMTRADE	<i>Common Format for Transient Data Exchange</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CRLB	<i>Cramer-Rao Lower bound</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DWT	<i>Discrete Wavelet transform</i>
EEPROM	<i>Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory</i>
EKF	<i>Extended Kalman Filter</i>
EMD	<i>Empirical Mode Decomposition</i>
EMTP	<i>Electromagnetic Transient Program</i>
EPO	<i>European Patent Office</i>
fem	Força Eletromotriz
FCF	Fator de Corrente de Falta
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
GMM	Gradiente Morfológico Multirresolução
H	Intensidade de Campo Magnético
HHT	<i>Hilbert-Huang Transform</i>
HSA	<i>Hilbert Spectral Analysis</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IED	<i>Intelligent Electronic Device</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>

IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IMF	<i>Intrinsic Mode Function</i>
KF	<i>Kalman Filter</i>
LS	<i>Least Squares</i>
LSF	<i>Least Squares Filter</i>
LES	<i>Least Error Squares</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
LUT	<i>Lookup Table</i>
MM	Morfologia Matemática
MSE	<i>Mean Square Error</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>
MOCT	<i>Magneto-Optic Current Transducer</i>
MVU	<i>Minimum Variance Unbiased</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PDF	<i>Probability density function</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PSRC	<i>Power System Relaying Committee</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
ROC	<i>Receiver Operator Characteristic</i>
RNA	Rede Neural Artificial
RTC	Relação de Transformação do TC
RTDS	<i>Real Time Digital Simulator</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TC	Transformador de Corrente
TI	Transformador para Instrumentos
TP	Transformador de Potencial
TPC	Transformador de Potencial Capacitivo
UKF	<i>Unscented Kalman Filter</i>
UT	<i>Unscented Transform</i>
WT	<i>Wavelet Transform</i>
WGN	<i>White Gaussian Noise</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

i_p	corrente primária instantânea;
$I_{pf \max}$	amplitude da componente CA da corrente de falta primária;
$I_{p \max}$	amplitude da componente CA da corrente nominal de operação do SEP;
i_s	corrente secundária instantânea;
$I_{sf \max}$	amplitude da componente CA da corrente de falta secundária;
I_{cc}	amplitude da componente CC exponencialmente amortecida da corrente secundária;
ω	frequência angular de operação do sistema;
f	frequência de operação do sistema;
R_f	resistência vista pelo gerador até o ponto de falta;
L_f	indutância vista pelo gerador até o ponto de falta;
Z_f	impedância vista pelo gerador até o ponto de falta;
τ	constante de tempo de falta;
α	ângulo de incidência de falta;
Φ_{rem}	fluxo remanescente;
H	intensidade do campo magnético;
θ_f	ângulo de rotação de Faraday;
V	constante de Verdet;
L	comprimento do elemento de Faraday;
$del1$	função primeira diferença;
$del2$	função segunda diferença;
$del3$	função terceira diferença;
n	índice de amostragem;
\mathbf{y}	vetor de dados medidos;
\mathbf{y}_L	vetor de dados medidos excluindo o ponto de interesse;
\mathbf{x}	vetor de índices;

N	quantidade de amostras de cada lado da vizinhança do ponto de interesse;
m	ordem do polinômio;
\mathbf{c}	vetor de coeficientes do polinômio;
\mathbf{L}	matriz de Lanczos;
\hat{y}_0	posição estimada no ponto de interesse;
\hat{v}_0	velocidade instantânea estimada no ponto de interesse;
\hat{a}_0	aceleração instantânea estimada no ponto de interesse;
$lanczos$	filtro diferenciador de Lanczos de baixo ruído;
$dellan$	função primeira diferença do filtro de Lanczos;
Tsh_L	limiar do método de detecção baseado em $dellan$;
k_L	fator de margem do método de detecção baseado em $dellan$;
Δ	ganho do ruído;
SNR	relação sinal-ruído em dB;
ε	soma do erro quadrático;
\mathbf{A}^+	matriz que define os coeficientes dos filtros de Savitzky-Golay;
$delSG$	filtro diferenciador de primeira ordem de Savitzky-Golay;
$del2sg$	filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay;
f_s	frequência de amostragem;
T_s	período de amostragem;
N_s	número de amostras por ciclo;
σ_{Nin}	desvio padrão do ruído na entrada;
σ_{Nout}	desvio padrão do ruído na saída;
$H_B(j\omega)$	função de transferência do filtro Butterworth;
$H_D(j\omega)$	função de transferência de $del2sg$;
$G(j\omega)$	função de transferência resultante do cascadeamento de H_B H_D ;
$g[n]$	coeficientes temporais de $G(j\omega)$;
Tsh_{SG}^T	limiar teórico para o método de detecção baseado em $del2sg$;
Tsh_{SG}^A	limiar adaptativo para o método de detecção baseado em $del2sg$;
k_{SG}	fator de margem adaptativo de Savitzky-Golay;

$satura$	sinal binário que indica a presença de saturação no TC;
\mathbf{i}_s	vetor de amostras da corrente secundária;
M	número de amostras contidas em \mathbf{i}_s ;
\mathbf{w}	vetor de ruído;
σ_N^2	variância de \mathbf{w} ;
$\boldsymbol{\theta}$	vetor de parâmetros;
$\boldsymbol{\mu}_\theta$	vetor de médias de $\boldsymbol{\theta}$;
\mathbf{C}_θ	matriz de covariância de $\boldsymbol{\theta}$;
P	número de parâmetros contidos em $\boldsymbol{\theta}$;
\mathbf{H}	matriz de observação;
\mathbf{h}^T	linha a ser acrescentada em \mathbf{H} a cada nova amostra de corrente;
$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}$	vetor de estimadores dos parâmetros do método LS;
$\boldsymbol{\Sigma}_{LS}$	matriz de covariância de $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}$;
I_s	amplitude da componente em quadratura seno de i_s ;
I_c	amplitude da componente em quadratura cosseno de i_s ;
\mathbf{k}_{LS}	fator de ganho do método de estimação LS;
\mathbf{I}	matriz identidade;
\mathbf{u}	vetor de perturbação do modelo de estado;
\mathbf{Q}	matriz de covariância de \mathbf{u} ;
$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}$	vetor de estimadores dos parâmetros do KF;
$\boldsymbol{\Sigma}_{KF}$	matriz MMSE do KF;
\mathbf{k}_{KF}	ganho de Kalman;
χ_j	pontos sigma;
χ_j^p	pontos sigma propagados pelo modelo de estado;
γ_j	pontos sigma propagados pelo modelo de observação;
W_j^m	pesos para o cálculo da média na UT;
W_j^c	pesos para o cálculo da covariância na UT;
$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}$	vetor de estimadores dos parâmetros do UKF;

Σ_{i_s}	covariância estimada de i_s ;
$\Sigma_{\theta i_s}$	vetor de covariância estimada entre θ e i_s ;
\mathbf{k}_{UKF}	ganho do UKF;
i_{RTDS}	sinal de corrente secundária distorcida obtida de simulações no RTDS;
i_{ps}	sinal de corrente primária referida ao secundário obtida de simulações no RTDS;
I_{CA}	amplitude da componente CA da corrente secundária;
ϕ	fase da componente CA da corrente secundária;
ε_I, σ_I	erro médio da amplitude e seu desvio padrão;
$\varepsilon_\phi, \sigma_\phi$	erro médio da fase e seu desvio padrão;
η_1	relação entre os tamanhos da primeira região não saturada e do ciclo;
η_2	relação entre os tamanhos da segunda região não saturada e do ciclo;
f_{nom}	frequência nominal do SEP;
Δf	desvio de frequência;
ζ_I	fator de correção de frequência para a amplitude estimada;
ζ_ϕ	fator de correção de frequência para a fase estimada;
ε_I^C	erro de amplitude, após a correção de frequência;
ε_ϕ^C	erro de fase, após a correção de frequência;
\mathbf{M}	matriz de confusão;
m_{ij}	elementos de \mathbf{M} ;
TVP	sensibilidade ou taxa de verdadeiros positivos;
TVN	especificidade ou taxa de verdadeiros negativos;
$TACC$	acurácia;
TFP	taxa de alarmes falsos ou taxa de falsos positivos.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	20
1.1. PREÂMBULO	20
1.2. OS TCS CONVENCIONAIS E O PROBLEMA DA SATURAÇÃO DO NÚCLEO.....	21
1.3. EFEITOS DA SATURAÇÃO DOS TCS NOS SISTEMAS DE PROTEÇÃO	23
1.4. MOTIVAÇÃO	25
1.5. OBJETIVOS	26
1.6. CONTRIBUIÇÕES DA TESE.....	26
1.7. ORGANIZAÇÃO DO TEXTO	27
2. A SATURAÇÃO DO NÚCLEO DO TC E AS SOLUÇÕES PARA MITIGAÇÃO DE SEUS EFEITOS	29
2.1. PADRÕES NACIONAIS E INTERNACIONAIS RELACIONADOS AOS TCS.....	29
2.2. FATORES QUE INFLUENCIAM NA SATURAÇÃO DOS TCS	30
2.3. MODELOS ESTÁTICOS E DINÂMICOS DOS TCS CONVENCIONAIS.....	35
2.3.1. Modelo Estático	36
2.3.2. Modelo Dinâmico	36
2.4. SOLUÇÕES PARA A MITIGAÇÃO DOS EFEITOS DA SATURAÇÃO	39
2.4.1. Arranjos envolvendo TCs convencionais	40
2.4.2. TC com entreferro de ar	42
2.4.3. TC óptico	43
2.4.4. Acopladores lineares e bobinas de Rogowski	47
2.4.5. Métodos para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação	50
3. O ESTADO DA ARTE	52

3.1. MÉTODOS DE DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC	53
3.1.1. Comentários a respeito dos métodos de detecção abordados	65
3.2. MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DA SATURAÇÃO	67
3.2.1. Métodos que não estão atrelados a etapas prévias de detecção	67
3.2.2. Métodos de compensação baseados em amostras da região saturada	69
3.2.3. Métodos de compensação baseados em amostras da região não saturada.....	71
3.2.4. Comentários a respeito dos métodos de compensação abordados	74
3.3. RECURSOS DE HARDWARE DISPONÍVEIS	76
4. MÉTODO DE DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC.....	82
4.1. MÉTODO DA FUNÇÃO PRIMEIRA DIFERENÇA DO FILTRO DE LANCZOS DE BAIXO RUÍDO.....	83
4.2. NOVO MÉTODO DE DETECÇÃO DE SATURAÇÃO PROPOSTO	91
4.2.1. Os filtros de Savitzky-Golay	91
4.2.2. Uso do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay na detecção de saturação do TC	102
4.2.3. Cálculo do limiar teórico	105
4.2.4. Fator de margem adaptativo.....	108
4.2.5. Síntese do método proposto	112
5. MÉTODO DE COMPENSAÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC.....	116
5.1. FILTRO LS	119
5.2. FILTRO DE KALMAN	123
5.3. FILTRO DE KALMAN SEM PERFUME.....	125
5.3.1. A UT.....	126
5.3.2. Os modelos de observação de estado utilizados.....	129
5.3.3. O algoritmo do UKF.....	130
5.4. COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS LSF, KF E UKF	132
5.5. EFEITOS DOS DESVIOS DE FREQUÊNCIA NO LSF	138

6. RESULTADOS E DISCUSSÕES	146
6.1. DESEMPENHO DO MÉTODO DE DETECÇÃO PROPOSTO	146
6.2. DESEMPENHO DO MÉTODO DE COMPENSAÇÃO PROPOSTO	153
6.2.1. Cenário 1 - falta simétrica com saturação moderada	157
6.2.2. Cenário 2 - falta simétrica com saturação severa	160
6.2.3. Cenário 3 – falta com assimetria mediana	162
6.2.4. Cenário 4 – falta com assimetria mediana e burden com elevado fator de potência	164
6.2.5. Cenário 5 – falta com assimetria máxima	165
7. CONSIDERAÇÕES FINAIS	168
7.1. CONCLUSÕES.....	168
7.2. PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS	170
REFERÊNCIAS	172
APÊNDICE A - MODELOS DE TC E SEP UTILIZADOS	185
A.1. SIMULADOR DE TC NO MATLAB.....	185
A.2. RTDS	186
APÊNDICE B - EFEITOS DA REAMOSTRAGEM NA SNR	190
APÊNDICE C - ROTINA PARA ESTIMAR A SNR DESENVOLVIDA EM MATLAB	194

1. INTRODUÇÃO

1.1. PREÂMBULO

Os sistemas elétricos de potência (SEPs) compreendem estações geradoras de energia elétrica, subestações, linhas de transmissão e sistemas de distribuição, possuindo a função de suprir os consumidores com energia elétrica, segundo determinados requisitos de confiabilidade, disponibilidade, segurança e custos. Para viabilizar o cumprimento adequado de sua função, é necessário que os SEPs interajam com sistemas auxiliares de medição, monitoramento, controle e proteção. Tais sistemas vêm assumindo um papel cada vez mais importante para o setor elétrico, na medida em que vem crescendo a necessidade de integração, a capacidade e a complexidade dos SEPs, impulsionadas pelo papel cada vez mais estratégico da energia elétrica no desenvolvimento mundial.

Promovendo a “comunicação” entre estes dois “mundos”, se situam os transformadores para instrumentos (TIs), dos quais fazem parte os transformadores de potencial (TPs), os transformadores de potencial capacitivos (TPCs) e os transformadores de corrente (TCs). Os TIs são responsáveis por coletar as tensões e correntes dos SEPs e transformá-las em níveis adequados para utilização em equipamentos e dispositivos destinados à medição, monitoramento, controle e proteção. Assim sendo, o funcionamento adequado dos TIs é fundamental para que os SEPs operem de forma efetiva, uma vez que as correntes e tensões coletadas em diversos pontos constituem uma fonte primária de informações a serem processadas e partir das quais serão tomadas importantes decisões de gerenciamento da rede.

Especificamente em relação aos sistemas de proteção, o desempenho dinâmico dos relés no cumprimento de suas funções de forma seletiva e precisa está intimamente ligado à qualidade dos sinais entregues pelos TIs. Os erros provocados por estes, mesmo que transitórios, podem gerar um grande impacto nos sistemas de proteção, gerando operações indevidas, retardos indesejados ou até mesmo recusa de atuação, acarretando danos ou outras consequências severas nos SEPs (TZIOUVARAS et al, 2000). Particularmente no caso dos TCs, é desejável que a corrente que flui pelo seu circuito secundário represente uma réplica da corrente do circuito primário, porém em escala reduzida. Desta forma, pode-se, através da observação da corrente do secundário, ter acesso a quaisquer informações referentes à

corrente do primário. Entretanto, o descumprimento, por algum motivo, da desejada relação de proporcionalidade entre as ditas correntes pode fazer com que o dispositivo conectado ao TC perceba uma corrente equivocada, provocando sua operação indevida e podendo desencadear problemas de grandes proporções no fornecimento de energia elétrica.

1.2. OS TCS CONVENCIONAIS E O PROBLEMA DA SATURAÇÃO DO NÚCLEO

Os TCs convencionais, constituídos de núcleo ferromagnético e cujo princípio de funcionamento baseia-se na Lei de Faraday, já existem há mais de um século. No banco de dados do Escritório Europeu de Patentes (*European Patent Office - EPO*), que congrega aproximadamente oitenta e nove milhões de documentos de patente de praticamente todos os países do mundo, a patente mais antiga cujo título contém a expressão "Current Transformer" é a da General Electric Company (1901) que, naquele tempo ainda era presidida por seu fundador, Thomas Alva Edison. A partir daí, milhares de outras patentes foram depositadas por diversas empresas e inventores, ao exemplo da patente da Rayleigh Instruments Limited (2011) que se refere a um TC trifásico destinado à operação em alta tensão. A Figura 1 foi extraída da patente da General Electric e a Figura 2 foi extraída da patente da Rayleigh Instruments. Como se pode observar, muito pouco mudou em relação aos TCs convencionais até os dias de hoje, no que tange ao seu princípio de funcionamento e até mesmo aos projetos construtivos.

Os TCs convencionais são projetados para trabalhar em sistemas de corrente alternada (CA) senoidal. Neste caso, quando o TC opera em condições que permitam que a curva Indução Magnética x Campo Magnético (curva $B \times H$) de seu núcleo se mantenha em uma região linear, pode-se normalmente aproximar a corrente instantânea do primário, a qualquer tempo, pelo produto da corrente instantânea do secundário pela relação de transformação do TC (RTC), sendo esta igual à relação entre o número de espiras do secundário e o número de espiras do primário do equipamento. Equivalentemente, do ponto de vista fasorial, pode-se considerar que o fasor de corrente do primário é aproximadamente proporcional ao fasor de corrente do secundário, ocorrendo erros de aproximação tanto de módulo quanto de fase. Em geral, tais erros estão relacionados a aspectos construtivos do TC e, felizmente, a tecnologia e o material ferromagnético utilizados nestes equipamentos

permitem que os erros de módulo e fase se situem em faixas de valores aceitáveis e previsíveis em suas especificações técnicas (MEDEIROS FILHO, 1997).

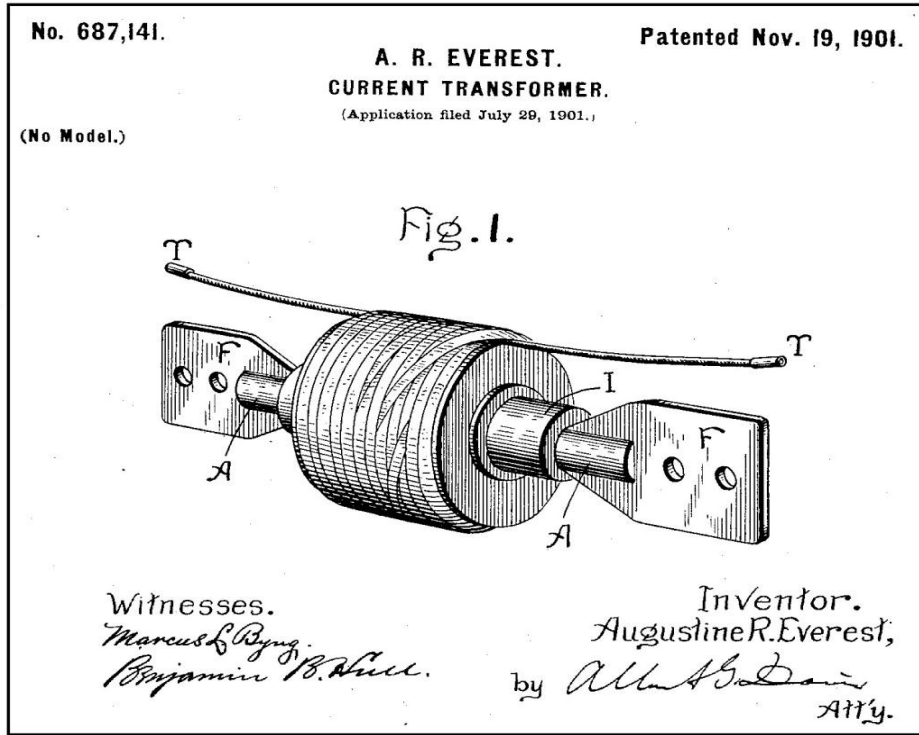


Figura 1 - TC da General Electric patentado em 1901.

Fonte: GENERAL ELECTRIC COMPANY, 1901

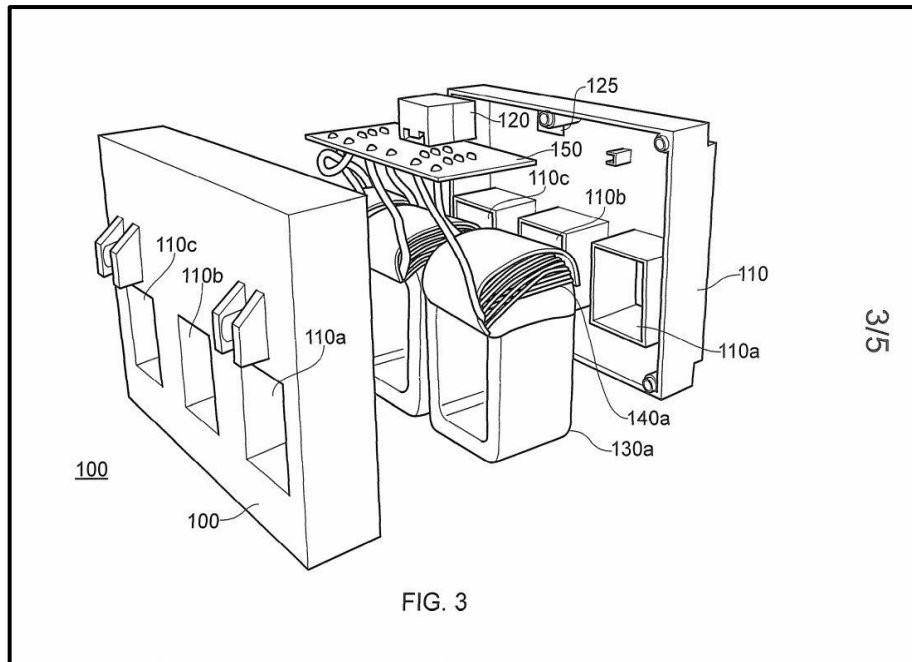


Figura 2 - TC da Rayleigh Instruments patentado em 2011.

Fonte: RAYLEIGH INSTRUMENTS LIMITED, 2011

Por outro lado, a escolha inadequada do TC a ser utilizado pode fazer com que o mesmo opere fora das suas especificações na ocorrência de eventos transitórios no SEP. Nestes casos, o TC pode ser levado a operar em condições que levem a curva $B \times H$ de seu núcleo à região de saturação magnética, ou seja, em situações nas quais o aumento do campo magnético (H) causado pelo aumento da corrente do primário não se reflita em um aumento proporcional da indução magnética (B) no núcleo e, portanto, deixando de gerar uma corrente elétrica no secundário que responda proporcionalmente à corrente do primário. Conseqüentemente, ocorre uma distorção da forma de onda da corrente observada no secundário em comparação àquela que, em condições de linearidade, deveria ser uma réplica em escala reduzida da corrente do primário.

1.3. EFEITOS DA SATURAÇÃO DOS TCS NOS SISTEMAS DE PROTEÇÃO

A distorção da corrente do secundário do TC devido à saturação de seu núcleo pode gerar inúmeros problemas em relação ao já mencionados sistemas de medição, monitoramento, controle e proteção dos SEP. O principal motivo, facilmente constatável, se dá em função da distorção reduzir o valor eficaz da corrente do secundário que, em condições ideais, deveria ser igual ao valor eficaz da corrente do primário dividido pela relação de transformação do TC. Assim sendo, os dispositivos alimentados pelo secundário do TC percebem um valor eficaz de corrente que não corresponde à realidade do que está ocorrendo no SEP, ficando impossibilitados de cumprir suas tarefas de forma adequada. Além da redução do valor eficaz, a distorção provoca mudanças no espectro de frequências da corrente, podendo acarretar outros efeitos indesejáveis que variam de acordo com os métodos implementados nos algoritmos dos dispositivos situados a jusante do TC, tais como erros de estimação na fase do fasor de corrente secundária.

O escopo do presente trabalho refere-se especificamente à saturação de TCs destinados à proteção. Neste campo técnico, a saturação pode causar problemas na operação dos relés, relacionados abaixo (GUERRA; MOTA, 2007):

a) O relé opera quando não deveria operar

Esta situação ocorre normalmente em dispositivos de proteção diferencial. A seletividade dos arranjos destinados à proteção diferencial pode ficar comprometida com a saturação dos TCs, levando os relés a atuarem de forma indevida para curtos-circuitos externos à zona de proteção e afetando a segurança dos sistemas de proteção (SOLAK; REBIZANT; KLIMEK, 2012).

b) O relé opera com atraso, ou até mesmo nem opera, quando deveria operar

A redução do valor eficaz da componente CA da corrente de falta durante a saturação dos TCs tem um efeito direto na resposta dos relés de sobrecorrente. Dependendo da severidade da saturação, podem ocorrer atrasos nos tempos de disparo. Em situações mais extremas, o relé pode até mesmo não ser sensibilizado em uma condição de falta (COELHO, 2011).

O trabalho de Barbosa (2010) ressalta que a saturação dos TCs constitui um grave problema na proteção diferencial dos transformadores de potência. O relé diferencial pode atuar indevidamente na ocorrência de faltas externas, tirando desnecessariamente o transformador de operação, prejudicando a disponibilidade do suprimento de energia do SEP. Nawikavatan et al (2009) avaliaram os efeitos da saturação de três tipos de TCs (C200, C400 e C800) na performance do relé diferencial SEL-587, fabricado pela Schweitzer Engineering Laboratories, concluindo que as características de operação do relé ficam fortemente afetadas pela saturação dos TCs. Outra questão bastante problemática pode ocorrer em sistemas de proteção diferencial de barramentos, podendo um barramento inteiro ser desligado indevidamente por uma falta externa, caso o TC ligado ao circuito sob defeito entre em saturação (EISSA, 2012).

Smith e Hunt (2013) destacam que a saturação dos TCs pode promover um desajuste entre as curvas de operação dos relés de sobrecorrente e as curvas de dano dos equipamentos a serem protegidos. Este desajuste expõe tais equipamentos a condições anormais de operação, podendo provocar inoperância indesejada do SEP. Coelho (2011) avaliou o comportamento do relé SEL-351-S, fabricado pela Schweitzer Engineering Laboratories, nas funções de proteção de sobrecorrente instantânea (função 50) e temporizada

inversa (função 51), em situações envolvendo a saturação do TC. Nos casos de saturação severa, a resposta do relé foi fortemente afetada.

A saturação dos TCs também produz efeitos indesejados nos relés de distância. Os erros, introduzidos pela saturação, no valor eficaz e na fase da corrente podem causar um aumento significativo na impedância estimada por estes dispositivos, resultando em imprecisões relacionadas à localização das faltas, problemas de subbalcance e atrasos na operação. Segundo Smith e Hunt (2013), a seletividade e a coordenação da proteção podem ficar comprometidas, impedindo o objetivo de isolar a região mais restrita possível do SEP quando há ocorrência de um distúrbio.

Diante dos inquestionáveis efeitos causados pela saturação dos TCs nos sistemas de proteção, surge a necessidade de desenvolver soluções para a mitigação de tais efeitos, contribuindo para o funcionamento adequado e eficaz dos dispositivos responsáveis por garantir que os componentes do SEP operem dentro das suas condições normais de trabalho.

1.4. MOTIVAÇÃO

O impacto da saturação dos TCs na atuação eficiente dos dispositivos de proteção tem alavancado estudos em todo o mundo, no sentido de encontrar alternativas tecnológicas que se sobreponham a esta questão. Alternativas aos TCs convencionais, que não apresentem o problema da saturação, já existem no mercado e serão abordadas neste trabalho ao longo do capítulo 2, mas ainda existem limitações técnicas e econômicas a serem superadas para a sua adoção sistemática. Por outro lado, algumas alternativas de arranjos envolvendo equipamentos auxiliares e complementares aos TCs convencionais visando suavizar ou eliminar o processo de saturação, também abordadas no capítulo 2, tendem a aumentar a complexidade das instalações, gerando inconvenientes de custo e manutenção.

Diante deste cenário, a alternativa de desenvolver um algoritmo, passível de implementação em um relé de proteção, para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs, se mostrou uma opção interessante e um desafio estimulador, tendo sido a principal motivação para a realização deste trabalho.

1.5. OBJETIVOS

O presente trabalho tem por objetivo geral desenvolver um método para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs de proteção que se sobreponha às limitações apresentadas pelos métodos atualmente conhecidos. Esta tese segue a linha da pesquisa realizada e publicada em trabalhos recentes (SCHETTINO, 2012; SCHETTINO et al, 2013, 2014; UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA, 2013) e teve nestes trabalhos o seu ponto de partida.

Dois lacunas deixadas pelo estado da arte foram abordadas em profundidade, a saber: a influência do ruído e a influência dos desvios na frequência de operação do SEP, tanto na etapa de detecção da saturação quanto na etapa da compensação de seus efeitos. Portanto, um objetivo específico do presente trabalho é desenvolver um método de detecção de saturação que seja robusto à presença de ruído no sinal da corrente secundária. Outro objetivo específico é desenvolver um método de compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs que seja capaz de amenizar a influência dos desvios de frequência.

1.6. CONTRIBUIÇÕES DA TESE

A mitigação da influência do ruído tem sido timidamente abordada em alguns estudos acerca do tema em questão, encontrando-se ainda espaço para aperfeiçoamentos e desenvolvimentos de novas técnicas. Um ponto de originalidade do trabalho aqui desenvolvido reside exatamente nesta matéria. Um novo método adaptativo de detecção, baseado em uma família de filtros denominados filtros de Savitzky-Golay e bastante robusto em relação ao ruído, foi desenvolvido, implementado e comparado com o estado da arte. Além disso, no que tange à etapa de compensação dos efeitos causados pela saturação, diversas técnicas de estimação de parâmetros fasoriais já existentes foram adaptadas às condições peculiares do problema a ser solucionado, implementadas e comparadas entre si, tendo-se desenvolvido um método de compensação baseado na técnica que apresentou a melhor harmonização entre efetividade e esforço computacional.

Além disso, não foram encontradas publicações científicas que tratassem da influência dos desvios de frequência de operação do SEP nos métodos de compensação dos

efeitos causados pela saturação existentes. Entretanto, o presente estudo demonstrou que a ocorrência de desvios de frequência, mesmo dentro da tolerância permitida para o setor elétrico, pode afetar o desempenho de tais métodos. Assim sendo, outro ponto de originalidade a ser destacado na pesquisa ora apresentada refere-se à proposição de uma técnica de mitigação da influência dos desvios de frequência de operação do SEP no método de compensação dos efeitos causados pela saturação desenvolvido, visando promover um aperfeiçoamento do seu desempenho.

É importante ressaltar que o novo método de detecção de saturação do TC desenvolvido e proposto neste trabalho pode fornecer informações sobre a ocorrência de saturação não somente ao método de compensação aqui proposto. Ele também pode ser aplicado a inúmeros outros esquemas de proteção que contemplem lógicas específicas a serem adotadas na presença de saturação nos TCs, como a proteção diferencial de equipamentos e barramentos. Tais esquemas adotam a modificação seletiva de parâmetros, limiares ou da curva de operação do relé mediante a ocorrência de saturação e, portanto necessitam de um método de detecção associado para fornecer informações que subsidiem a tomada de decisões. (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2000; SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC, 2000; XUJI ELECTRIC CO LTD; XUCHANG XJ SOFTWARE TECHNOLOGY CO LTD, 2013).

Por fim, cabe salientar a respeito do foco de todo o trabalho desenvolvido no que tange à sua aplicabilidade prática. Procurou-se desenvolver soluções que exigem esforços computacionais compatíveis para serem agregados aos atuais algoritmos embarcados nos dispositivos de proteção. Além disso, considerou-se o aproveitamento das operações de filtragem e pré-processamento de tais dispositivos. Assim sendo, acredita-se que as soluções aqui apresentadas possuem um grande potencial de inovação.

1.7. ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta tese foi dividida em mais seis capítulos, cujo conteúdo é descrito sucintamente a seguir:

O Capítulo 2 foi dedicado à apresentação do fenômeno da saturação dos TCs, visando a sua compreensão e o provimento de conceitos básicos que permeiam todo o restante do presente trabalho. Além disso, foi feito um levantamento das formas divulgadas pela

comunidade científica e pela indústria para evitar ou, ao menos minimizar, a saturação dos TCs, bem como soluções alternativas ao uso dos TCs convencionais atualmente existentes.

O levantamento do estado da arte relacionado a técnicas de detecção e de compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs foi alvo do Capítulo 3. Neste capítulo foi apresentado um detalhado levantamento bibliográfico dos métodos existentes, bem como o apontamento das suas limitações. Além disso, foi realizado um levantamento dos recursos de hardware existentes nos dispositivos de proteção de alguns dos principais fabricantes mundiais, visando subsidiar as informações relacionadas à delimitação dos requisitos disponíveis aos novos métodos de detecção e de compensação desenvolvidos nos capítulos subsequentes.

O Capítulo 4 é dedicado ao desenvolvimento do novo método de detecção de saturação proposto no presente trabalho. Toda base teórica e o desenvolvimento analítico do novo método proposto são apresentados. O problema do ruído é abordado e uma solução adaptativa é proposta. Testes preliminares indicam um aperfeiçoamento atingido.

O método de compensação dos efeitos causados pela saturação do TC foi o alvo do Capítulo 5. Uma apresentação de importantes formas de estimação fasorial foi efetuada, tendo sido adaptadas, implementadas e testadas sob a ótica da saturação dos TCs e da presença de ruído. Após a estipulação de critérios de escolha, foi desenvolvido um algoritmo de compensação baseado no método selecionado. Por fim, foi elaborada uma técnica para suavizar os efeitos dos desvios de frequência, e tal técnica foi incorporada ao algoritmo desenvolvido.

No Capítulo 6, os algoritmos de detecção e de compensação, objetos dos capítulos anteriores, foram agregados e submetidos a sinais de corrente gerados por inúmeras simulações de falta simuladas pelo RTDS. Os resultados conduziram a uma discussão minuciosa, subsidiando informações para a validação do método proposto.

O Capítulo 7 teceu considerações a respeito do trabalho desenvolvido, apresentando conclusões e também sugestões para trabalhos futuros que possam dar continuidade a esta linha de pesquisa.

2. A SATURAÇÃO DO NÚCLEO DO TC E AS SOLUÇÕES PARA MITIGAÇÃO DE SEUS EFEITOS

Neste capítulo são abordados temas visando a compreensão do fenômeno da saturação do núcleo do TC, bem como dos fatores que nela influenciam, com o objetivo de subsidiar o estudo específico a ser desenvolvido nos capítulos posteriores. Além disso, algumas soluções existentes para suavizar os efeitos da saturação e também as soluções alternativas ao uso dos TCs convencionais também serão apresentadas, com o intuito de fornecer uma abordagem qualitativa abrangente deste campo técnico.

2.1. PADRÕES NACIONAIS E INTERNACIONAIS RELACIONADOS AOS TCS

Os TCs são fabricados em função do seu campo de utilização, sendo divididos em dois grupos: TCs para serviço de medição e TCs para serviço de proteção. O núcleo é constituído de materiais de alta permeabilidade magnética, como o aço silício de grão orientado, para aprimorar a linearidade da curva de magnetização quando a corrente do primário situa-se no entorno da corrente nominal de projeto. Nos TCs de medição, o projeto é otimizado para que se atinja uma elevada exatidão na faixa nominal de operação. Entretanto, tais dispositivos entram em saturação após a corrente primária atingir cerca de cinco vezes a corrente nominal (ABNT, 2015; IEC, 2012; IEEE, 2008).

Os TCs de proteção, por sua vez, são projetados de forma a resultar em equipamentos que podem suportar vinte vezes a corrente alternada nominal do primário sem entrar em saturação. Tal capacidade é normalmente conseguida com o aumento da seção transversal do núcleo. Por outro lado, há uma perda na exatidão, obviamente controlada para que esta se encontre dentro de uma faixa predeterminada e ainda aceitável para os padrões de proteção (ABNT, 2015; IEC, 2012; IEEE, 2008). A característica aproximadamente linear do TC de proteção para uma ampla faixa de correntes do primário é fundamental, uma vez que a função dos dispositivos de proteção é exatamente atuar em situações anormais e transitórias, como as causadas por curtos-circuitos, que normalmente elevam consideravelmente as correntes do SEP.

No Brasil, a terminologia e as especificações dos TCs são determinadas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) através da NBR 6856 (ABNT, 2015), respectivamente. Além disso, a NBR 10021 (ABNT, 2010) normatiza as características elétricas e construtivas dos TCs para utilização em sistemas com tensão até 36,2 kV.

Os padrões internacionais estabelecidos pelas entidades *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) e *International Electrotechnical Commission* (IEC) para esses equipamentos também são comumente utilizados como referência. O padrão internacional IEEE C57.13-2008 (IEEE, 2008) trata dos requisitos dos transformadores de instrumentos. Já o padrão IEEE C37.110-2007 (IEEE, 2008) e seu complemento IEEE C37.110-2007 / Cor 1-2010 (IEEE, 2011) especificam aplicações dos TCs utilizados em proteção. O padrão IEC 61869-1 (IEC, 2007) trata dos requisitos gerais dos TIs enquanto o padrão IEC 61869-2 (IEC, 2012) aborda especificamente requisitos relacionados aos TCs, tanto em regime permanente quanto em regime transitório.

As principais definições relacionadas à terminologia e às especificações dos TCs presentes nas normas e padrões citados, como corrente nominal, relação de transformação, classe de exatidão, carga nominal do secundário (*burden*), tensão secundária nominal, curva de excitação, fator de sobrecorrente e fluxo remanescente, dentre outras, foram detalhadamente abordadas nos trabalhos de Bandeira (2004), Coelho (2011), Santos (2011) e Schettino (2012). Portanto, devido à vasta fonte de consultas disponível, tal terminologia será utilizada, no presente trabalho, sem a preocupação de definições formais explícitas.

2.2. FATORES QUE INFLUENCIAM NA SATURAÇÃO DOS TCS

A ocorrência de faltas no SEP, que dá origem a elevadas correntes circulando no circuito primário do TC, constitui-se na principal causa de saturação de seu núcleo. Entretanto, outros fatores podem contribuir direta ou indiretamente para acarretar, ou mesmo agravar, a condição de saturação. Para o entendimento dos fatores que influenciam na saturação dos TCs será necessário o conhecimento básico a respeito do comportamento transitório da corrente elétrica em um SEP quando há ocorrência de uma falta, abordado a seguir.

Quando ocorre uma falta em uma linha com acoplamento entre fases e admitância *shunt* desprezíveis, alimentada em CA com frequência angular ω , a corrente elétrica (i_p) passa a ser composta de uma componente CA com amplitude ($I_{pf\ max}$) normalmente bem superior à da corrente nominal, acrescida de uma componente CC exponencialmente amortecida. A amplitude inicial da componente CC depende da fase da tensão no ponto de falta no instante em que esta ocorre (denominada ângulo de incidência da falta e representada por α), podendo, no máximo, chegar ao valor de $I_{pf\ max}$. Já a constante de tempo (τ), que determina o amortecimento da componente CC, está relacionada com a impedância vista pelo gerador até o ponto de falta, denominada impedância de falta ($Z_f = R_f + j\omega L_f$). A equação que representa o comportamento transitório da corrente de falta é (CHRISTOPOLOUS; WRIGHT, 1999):

$$i_p(t) = I_{pf\ max} \cdot [\text{sen}(\omega t + \alpha) - \text{sen}(\alpha) \cdot \exp(-t/\tau)], \quad (2.1)$$

sendo $\tau = \frac{L_f}{R_f} = \frac{1}{\omega} \frac{X_f}{R_f}$.

Supondo o pior caso, que ocorre na situação de maior assimetria da falta, representada por $\alpha = \pi/2$ (valor teórico supondo $\omega L_f \gg R_f$ e instante inicial do curto circuito ocorrido quando a tensão do gerador passa pelo zero) e substituindo este valor em (2.1), tem-se:

$$i_p(t) = I_{pf\ max} \cdot [\cos(\omega t) - \exp(-t/\tau)]. \quad (2.2)$$

A Figura 3 foi obtida através do simulador de TC implementado em MATLAB, baseado no modelo desenvolvido pelo IEEE Power System Relaying Committee (PSRC), a ser abordado mais detalhadamente na Seção 2.3. Simulou-se a ocorrência de uma falta ao final do primeiro ciclo, o que elevou a amplitude da componente CA da corrente do primário de 1 pu para 20 pu ($I_{base} = 300\sqrt{2}$ A). Considerou-se o caso de maior assimetria ($\alpha = \pi/2$), com $\tau = 16,67$ ms e $\omega = 377$ rad/s, conforme Equação (2.2). A linha tracejada representa a

corrente do primário do TC (i_p) e a linha cheia representa a corrente do secundário (i_s), em caso de saturação do núcleo.

Como se pode observar, a saturação do núcleo do TC faz com que i_s não se assemelhe à i_p , em determinados intervalos de tempo ao longo da ocorrência da falta. As regiões da curva nas quais a corrente secundária apresenta distorção em relação à corrente primária serão chamadas doravante, por simplificação de linguagem, de regiões saturadas, estando representadas na Figura 3. Já as regiões nas quais a forma de onda da corrente secundária assemelha-se à da corrente primária serão denominadas de regiões não saturadas, estando também representadas na Figura 3. Nota-se também que, em um único ciclo, alternam-se regiões saturadas e não saturadas. Quanto maior a proporção da região saturada em relação à duração total do ciclo, diz-se que mais severa é a saturação.

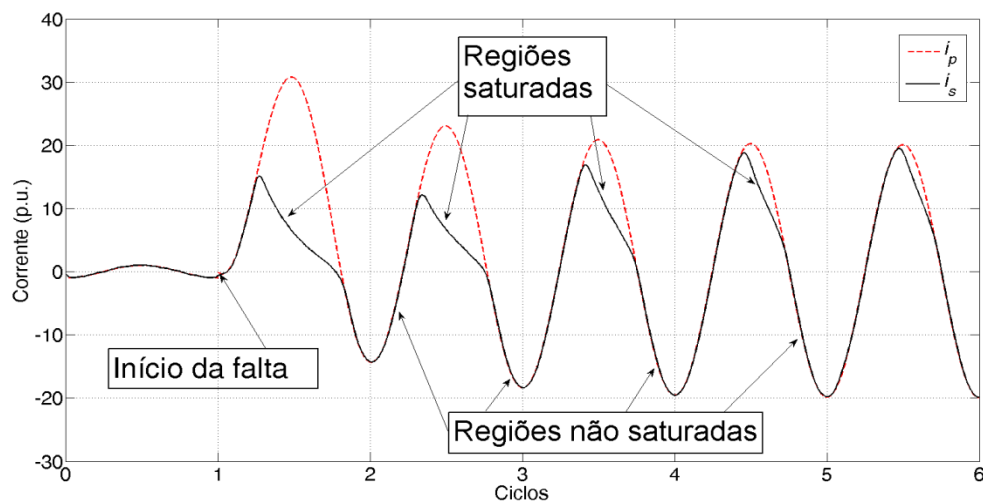


Figura 3 - Corrente secundária distorcida devido à saturação do TC

Tendo em mente o comportamento da corrente elétrica durante as faltas, são enumerados a seguir os fatores que influenciam na saturação dos TCs, citados aqui de forma simplificada e objetivando mera contextualização, baseado em informações oriundas de uma vasta literatura que aborda o tema com grande profundidade, destacando-se os trabalhos de Bandeira (2004), Christopolous e Wright (1999), Coelho (2011), Santos (2011), Schettino (2012), Warrington (1969) e Wright (1968).

a) Componente CA da corrente de falta

Quanto maior a amplitude da componente CA da corrente de falta, ou mais especificamente, quanto maior o fator de corrente de falta (FCF), que é a relação entre a amplitude da componente CA da corrente de falta ($I_{pf\ max}$) e a amplitude da corrente nominal de operação do SEP ($I_{p\ max}$), maior é a tendência de saturação do TC.

b) Componente CC da corrente de falta

O fluxo magnético originado no núcleo do TC pela presença de uma componente CC de decaimento exponencial na corrente de falta é a principal causa da saturação dos TCs de proteção. A componente CC da corrente de falta influencia na saturação de duas maneiras: Primeiramente, quanto maior a amplitude da componente CC, ou seja, quanto mais assimétrica é a falta, maior é a tendência de saturação do TC. Além disso, quanto maior a relação X_f / R_f , maior será a constante de tempo de amortecimento (τ), maior também será a tendência de saturação do TC.

c) Carga do circuito secundário do TC (*burden*)

A carga conectada ao secundário do TC, ou *burden*, constituída de dispositivos como relés, dispositivos eletrônicos Inteligentes – ou *intelligent electronic devices* (IEDs), etc., influencia diretamente na saturação. O *burden* nominal do TC é especificado em função da corrente secundária máxima que ele deve suportar. De forma geral, submeter o circuito secundário do TC a um *burden* superior ao *burden* nominal poderá fazer com que ele entre em saturação precocemente. Além disso, o fator de potência do *burden* influencia na forma de onda assumida pela corrente do secundário nas regiões saturadas. Quanto maior o fator de potência, mais abrupto é o decaimento da corrente do secundário nessas regiões. Para ilustrar este fato, a Figura 4 mostra duas simulações de saturação do TC após a ocorrência de uma falta ao final do primeiro ciclo. Na Figura 4(a) utilizou-se um *burden* indutivo (fator de potência 0,5), típico de um relé eletromagnético. Na Figura 4(b) utilizou-se um *burden* praticamente resistivo (fator de potencia 0,95), típico de um relé

numérico (HOOSHYAR; SANAYE-PASAND; DAVARPANAH, 2012). Vale ainda ressaltar que os relés numéricos e IEDs possuem *burdens* consideravelmente menores que os relés eletromecânicos, o que é benefício para fins de não saturação.

d) Fluxo remanescente no interior do núcleo

O fluxo remanescente no interior do núcleo do TC (φ_{rem}), imediatamente anterior à ocorrência de uma falta, pode influenciar diretamente no processo de saturação. 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 de falta. Entretanto, na ocorrência de faltas sucessivas separadas por um curto intervalo de tempo, como ocorre na operação de religadores, o fluxo remanescente pode potencializar o surgimento da saturação ou torná-la mais severa.

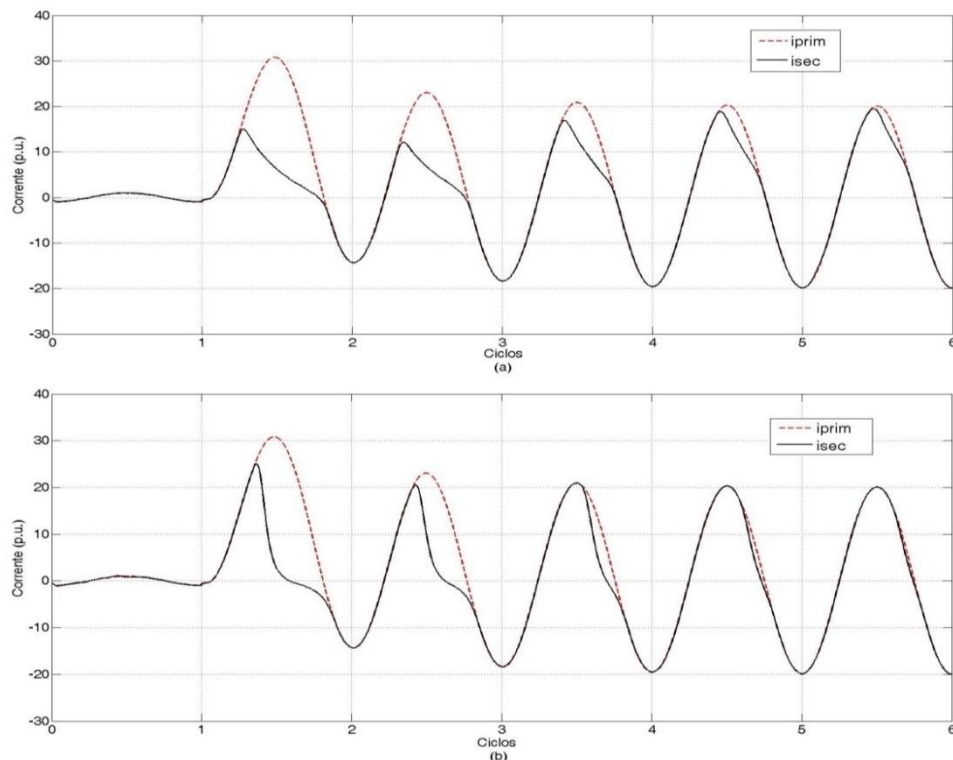


Figura 4 - Influência do fator de potência do burden na saturação do TC

(a) fator de potência 0,5; (b) fator de potência 0,95.

Por fim, é importante compreender que todos os fatores interagem entre si e que estes são relativizados às especificações do TC a ser analisado. Por exemplo, se um determinado TC de proteção possui relação de transformação 300:5, significa que ele não deverá entrar em saturação para correntes primárias CA de até 6.000 A (20 vezes a corrente nominal do primário, ou 20 x 300 A, conforme NBR 6856 (ABNT, 2015)), desde que seja respeitado o seu *burden* nominal, que não haja a ocorrência de componentes CC com decaimento exponencial na corrente de falta e que o fluxo remanescente do seu núcleo seja desprezível. Entretanto, dependendo do *burden*, do surgimento de componentes CC com decaimento exponencial ou da existência de fluxo remanescente considerável, ele poderá entrar em saturação com correntes primárias bem menores que 6.000 A.

2.3. MODELOS ESTÁTICOS E DINÂMICOS DOS TCS CONVENCIONAIS

De forma geral, o comportamento dos TCs é similar ao dos transformadores de dois enrolamentos e diversos estudos destinados a entender e modelar o seu comportamento, tanto em regime permanente quanto em distúrbios transitórios, estão amplamente presentes na literatura. Estes modelos são baseados em parâmetros do TC, normalmente disponibilizados por seus fabricantes em suas especificações técnicas.

Além disso, uma informação relevante é que, no campo dos transformadores, é comum representar as relações eletromagnéticas no interior do núcleo através de grandezas elétricas correspondentes, que são normalmente mais fáceis de serem medidas em ensaios. Para campos variantes no tempo em regime permanente, o valor eficaz da tensão no terminal secundário do TC, que é governada pela lei de Faraday, é proporcional ao fluxo magnético. Já a corrente de excitação, 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 a corrente de excitação, denominada curva de excitação do TC, apresenta características similares à curva $B \times H$.

2.3.1. Modelo Estático

O comportamento do TC em regime permanente está normalmente associado ao seu funcionamento em uma região linear da curva de magnetização. Nesta situação, modelos matemáticos estáticos de representação são apresentados, destacando-se trabalhos de Christopolous e Wright (1999), Warrington (1969) e Wright (1968). Tais modelos são baseados em parâmetros elétricos e magnéticos do TC e, dependendo do grau de aproximação desejado, são propostos modelos completos ou simplificados. Através destes modelos é possível relacionar os erros de aproximação, tanto de módulo como de fase, aos parâmetros do TC. Diagramas fasoriais com a representação das grandezas elétricas do primário e do secundário do TC, nos quais são também representados os erros, são apresentados por Christopolous e Wright (1999) e Orhac (1992). A previsibilidade precisa conferida à modelagem estática do TC permite a implementação de mecanismos de compensação de erros em seus projetos construtivos, sendo tal compensação suficiente, na maioria dos casos, desde que sejam respeitadas as condições de operação determinadas em suas especificações técnicas (MEDEIROS FILHO, 1997). Diversos mecanismos de compensação de erros em regime permanente utilizados pela indústria são abordados por Christopolous e Wright (1999).

2.3.2. Modelo Dinâmico

O modelo estático do TC não se aplica às situações nas quais há saturação de seu núcleo. Nestes casos, há a necessidade do desenvolvimento de um modelo dinâmico, que também leve em consideração as características não lineares do núcleo eletromagnético e a sua influência na interação entre as grandezas elétricas do primário e do secundário do TC. Por tratar-se de um problema sem solução analítica, o modelo dinâmico do TC só é possível através de soluções numéricas, no domínio do tempo, das equações diferenciais que governam os fenômenos eletromagnéticos e elétricos. Os simuladores dinâmicos de TC podem, portanto, ser desenvolvidos em ferramentas computacionais de cálculo e programação, em programas de simulação dedicados, baseados no programa de transientes eletromagnéticos (*Electromagnetic Transients Program* – EMTTP), como o EMTDC©, da Manitoba HVDC Research Inc. e o ATP© (*Alternative Transients Program*), ou em sistemas de software e

hardware dedicados à simulação de sistemas de potência em tempo real, como o Simulador Digital em Tempo Real (*Real Time Digital Simulator – RTDS*©), da RTDS Technologies Inc.

A acurácia dos modelos dinâmicos na representação dos TCs reais está intimamente ligada ao modelo da curva de magnetização adotado e existem inúmeras publicações estabelecendo, aprimorando, implementando, validando e comparando modelos, para obtenção do grau de precisão adequado ao objeto do estudo a ser realizado. A seguir, são apresentados sucintamente os resultados do levantamento do estado da arte no campo de modelagem dos TCs, com o intuito de subsidiar as decisões a respeito da escolha dos modelos adotados no desenvolvimento do presente trabalho.

Jiles e Atherton (1986) apresentaram uma teoria para explicar e modelar o comportamento dinâmico do mecanismo de histerese de materiais ferromagnéticos. A curva de magnetização é representada por uma equação de estado de primeira ordem parametrizada, cujos parâmetros podem ser obtidos de um laço experimental de histerese do material, através de algoritmos desenvolvidos para aproximações e minimização de erros. O modelo desenvolvido parte da curva de magnetização inicial e leva em consideração questões como saturação, coercividade, remanescência e perdas por histerese. Devido à sua relativa simplicidade e eficiência, o modelo de Jiles-Atherton é ainda amplamente utilizado para a representação de núcleos ferromagnéticos em diversas aplicações da física e da engenharia. Annakkage et al (2000) desenvolveram um modelo dinâmico de TC baseado no modelo de Jiles-Atherton, fazendo comparações entre os resultados experimentais e as simulações do modelo em um EMTP. Foi introduzida uma modificação, especificamente nos parâmetros governados pela função de Langevin, de tal forma a obter melhores resultados nos casos em que a *burden* é pequeno, como acontece no caso dos relés numéricos. Segundo os autores, a modificação também tornou o modelo mais eficiente para as situações que envolvem elevado fluxo magnético remanescente, normalmente desencadeado pelo religamento rápido do sistema ou pela ocorrência de faltas sucessivas em um curto intervalo de tempo. Liu, Huang e Chen (2007) implementaram em EMTP o modelo de Jiles-Atherton e compararam os resultados com dados reais obtidos do sistema de potência de Taiwan, obtendo bons resultados de validação.

O grupo de trabalho C-5 do subcomitê de proteção de sistemas do IEEE PSRC publicou (TZIOUVARAS et al, 2000) um guia prático para auxiliar na escolha dos modelos dinâmicos adequados de TCs e TPs a serem utilizados em EMTP, analisando simplificações que podem ser efetuadas sem sacrificar a acurácia dos resultados de simulação. Foram validados cinco modelos comumente utilizados em EMTPs, incluindo os de indutâncias não

lineares (denominados tipo 93, 94 e 96) e o de Jiles-Atherton. As simulações foram comparadas com dados reais e, de maneira geral, todos os modelos apresentaram boa fidelidade de representação. Outra validação experimental do modelo de indutâncias não lineares tipo 96 em EMTP foi efetuada por Kezunovic, Fromen e Phillips (1994), cujas simulações foram comparadas a ensaios de laboratório com três tipos diferentes de TCs de proteção. Os autores também constataram boa acurácia do modelo analisado frente aos dados reais extraídos dos ensaios.

Um simulador dinâmico de TC foi desenvolvido em Microsoft® Excel® por Swift (2001), baseado em um modelo proposto pelo IEEE PSRC. Neste modelo, além dos parâmetros estáticos do TC, é necessário conhecer o valor da tensão de saturação do secundário e o valor da inclinação da curva de excitação do TC na região saturada, no intuito de aproximar tal curva por uma função em cada ponto, durante a evolução temporal da magnetização do núcleo. O simulador baseado no modelo do IEEE PSRC é prático e eficiente, gerando os valores instantâneos da corrente do secundário de uma forma precisa, baseado no conhecimento das especificações do TC, do *burden* e da corrente do primário, e por isso vem sendo amplamente utilizado no desenvolvimento de estudos relacionados aos TCs. A única desvantagem deste método é que o fluxo remanescente deve ser informado como parâmetro inicial. Ele não é calculado pelo modelo em função das características do núcleo e do tempo morto de religamentos automáticos. O modelo desenvolvido pelo IEEE PSRC foi utilizado nos trabalhos de Coelho (2011) e Schettino (2012), nas fases de desenvolvimento das metodologias, através de implementações em MATLAB. Smith e Hunt (2013) também utilizaram o modelo do IEEE PSRC em seu trabalho, especificamente através da ferramenta Excel® desenvolvida por Swift (2001).

Uma abordagem mais aprimorada da curva de magnetização pode ser necessária em casos bastante específicos e particulares, como nos estudos envolvendo religamento rápidos e sucessivos ou outras situações extremas, além dos casos em que as simulações são destinadas a auxiliar no projeto de TCs. Rezaei-Zare et al (2008) desenvolveram um minucioso modelo dinâmico de TC baseado na teoria de Preisach que, ao contrário da teoria de Jiles-Atherton, propõe modelagem diferente para a os laços de histerese de menor e maior amplitudes. Os autores implementaram o modelo desenvolvido em EMTDC, comparando-o com o modelo do IEEE PRSC e com o modelo de indutância não linear tipo 96, através de testes de laboratório. Os resultados apontaram uma deficiência nos modelos IEEE PRSC e de indutância não linear tipo 96 nas situações envolvendo reenergizações sucessivas do TC provocadas por religamentos rápidos. Outro modelo aprimorado de TC, levando em

consideração modelagens diferentes para os laços de histerese de menores e maiores amplitudes, foi proposto por Guerra e Mota (2007) e comparado ao modelo baseado na teoria de Preisach, através de testes de laboratório. Os resultados obtidos foram satisfatórios para os dois modelos, com a vantagem de que o modelo proposto pelos autores possui uma formulação simples, demandando esforço computacional menor que o modelo baseado na teoria de Preisach. Por fim, um modelo baseado em uma família de loops de histerese desenvolvido em linguagem C é apresentado por Shu e Zang (2011). Tal modelo mostrou-se consistente sob uma análise teórica.

Em suma, o levantamento do estado da arte da modelagem dinâmica de TCs aponta para o fato de que os modelos correntemente disponíveis em EMTP e RTDS apresentam acurácia suficiente para a representação da maioria das situações práticas envolvendo os distúrbios nos SEP. Entretanto, alguns casos específicos podem necessitar de modelagem mais aprimorada, sobretudo quando ocorrem sucessivas reenergizações do núcleo ferromagnético, elevando o fluxo remanescente a valores demasiadamente elevados.

Para o desenvolvimento do presente trabalho, foram usados dois modelos dinâmicos de TCs. O primeiro, desenvolvido em MATLAB conforme o modelo proposto pelo IEEE PSRC, foi utilizado ao longo do desenvolvimento e dos testes básicos dos algoritmos desenvolvidos. O segundo, correspondente ao modelo CTV2 pertencente à biblioteca disponível no software de gerenciamento e desenvolvimento do RTDS, denominado RSCAD, versão 4.003, baseado na curva de excitação do TC, foi utilizado na série de testes efetuados através das simulações de faltas no SEP, em tempo real, realizadas no RTDS. As supostas deficiências de tais modelos nas situações de reenergizações sucessivas foram contornadas incluindo, nos testes, cenários nos quais um fluxo remanescente elevado foi considerado como um dos parâmetros de entrada. Maiores detalhes a respeito das premissas consideradas nos modelos utilizados bem como das faixas de valores adotadas para os parâmetros de entrada estão descritos no Apêndice A.

2.4. SOLUÇÕES PARA A MITIGAÇÃO DOS EFEITOS DA SATURAÇÃO

A especificação, seleção e utilização do TC adequado às necessidades e características particulares de cada sistema de proteção é, indubitavelmente, um pré-requisito fundamental para evitar ou, ao menos, atenuar a saturação desses dispositivos. As normas

nacionais e internacionais citadas anteriormente, na Seção 2.1, estipulam padrões mínimos a serem seguidos no intuito de selecionar o TC adequado à necessidade específica de cada ponto do SEP no qual se deseja conhecer a corrente elétrica trafegante.

Além da normatização, diversos estudos têm sido efetuados para auxiliar na seleção dos TCs a serem utilizados nos projetos dos sistemas de proteção, como, por exemplo, o trabalho desenvolvido por Smith e Hunt (2013). Neste trabalho, o critério de seleção dos TCs é avaliado sob a ótica dos conceitos de coordenação e seletividade. Entretanto, segundo os autores, a ocorrência de situações não previstas em projeto ou a ampla faixa de variação das correntes oriundas de distúrbios elétricos que pode ocorrer em determinados pontos das redes de transmissão e distribuição muitas vezes levam à necessidade de TCs superdimensionados, o que pode se tornar inviável na prática, por questões de custo ou até mesmo de espaço. Elevadas correntes ensejam núcleos ferromagnéticos de grandes dimensões, por vezes incompatíveis com as dimensões dos locais destinados à instalação dos TCs.

Considerando que a escolha do TC cujo núcleo ferromagnético nunca sature nem sempre é economicamente ou tecnicamente viável, algumas alternativas são abordadas a seguir.

2.4.1. Arranjos envolvendo TCs convencionais

Diversos estudos têm sido desenvolvidos à procura de soluções que evitem a saturação dos núcleos dos TCs convencionais, envolvendo circuitos auxiliares e outros tipos de arranjos que visam manter o fluxo magnético no interior dos núcleos dentro de uma faixa que garanta a operação linear. Algumas destas soluções desenvolvidas são apresentadas a seguir.

Na patente da Hitachi Ltd (2001), é proposta a introdução de um fluido com propriedades eletromagnéticas em um ou mais entreferros presentes no núcleo do TC. Na medida em que aumenta o fluxo no interior do núcleo, o fluido se movimenta no sentido de introduzir uma relutância decrescente ao circuito magnético, de tal forma a produzir uma permeabilidade magnética total crescente, evitando a saturação do núcleo. Entretanto, a estrutura complexa do núcleo aumenta os custos de produção e manutenção do TC. Além

disso, a solução proposta não se aplica ao extenso parque de TCs convencionais que já se encontra atualmente instalado nos SEP.

Já a patente de Iwasaki Fumio (2004) propõe o uso de um TC com enrolamento terciário e um circuito eletrônico para impedir a saturação de seu núcleo. O princípio de funcionamento proposto é de injetar uma corrente no enrolamento terciário que produza um fluxo eletromagnético proporcional ao fluxo gerado pela corrente circulante no primário, porém em sentido contrário, com o objetivo de reduzir o fluxo resultante, mantendo-o abaixo dos patamares de saturação. A corrente a ser injetada é produzida por um circuito eletrônico baseado na integral da tensão do enrolamento secundário, que, de acordo com a Lei de Faraday, é proporcional ao fluxo magnético. As desvantagens deste arranjo são claras, na medida em que é necessário um TC com enrolamento terciário, pouco utilizado e de custo mais elevado do que o TC de dois enrolamentos. Além disso, agrega-se a propagação do erro gerada pela modificação do fluxo magnético resultante no interior do núcleo, bem como o custo e a complexidade do circuito eletrônico para gerar a corrente a ser injetada.

A patente da General Electric Company (2008) divulga um arranjo envolvendo dois TCs. O primeiro TC, localizado no ponto do SEP onde se deseja medir a corrente, possui uma relação de transformação tal que a corrente elétrica nominal do secundário seja bem inferior aos 5 A utilizados como padrão de mercado. Um circuito auxiliar leva a corrente do secundário do primeiro TC para alimentar o primário de um segundo TC, situado em um ponto distante do SEP, que eleva a corrente nominal para a faixa dos 5 A, compatível com a alimentação dos dispositivos de proteção. A Figura 5, extraída da patente em questão, mostra o conceito introduzido por tal documento.

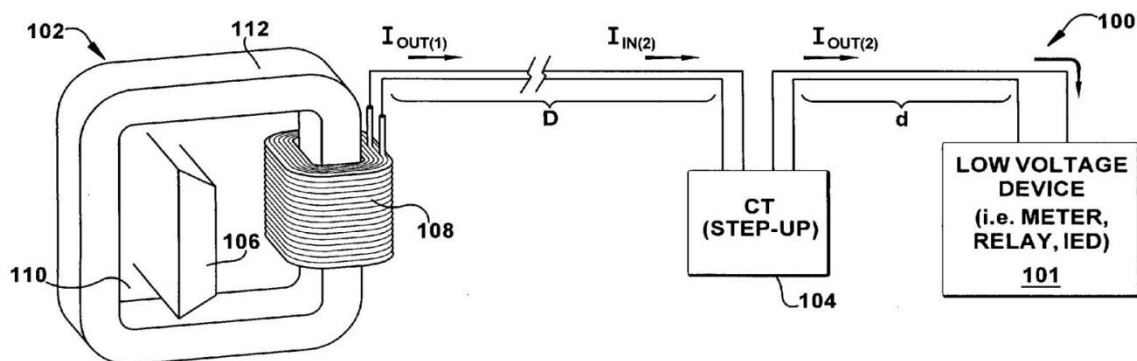


Figura 5 – Arranjo envolvendo dois TCs

Fonte: GENERAL ELECTRIC COMPANY (2008)

Este arranjo possui duas vantagens importantes: primeiramente, os baixos níveis de corrente gerados no secundário do primeiro TC geram pouca perda no circuito auxiliar que interliga o SEP aos dispositivos de proteção, diminuindo os erros gerados por tais perdas. Além disso, o volume do circuito magnético total do processo é composto pela soma dos volumes dos núcleos dos dois TCs do arranjo, que podem ser dimensionados de tal forma a prevenir a saturação, sem o inconveniente da ocupação de um grande volume único. Entretanto, o inconveniente do custo continua existindo, uma vez que são necessários dois TCs para efetuar o trabalho antes realizado por um único TC.

O trabalho de Davarpanah, Sanaye-Pasand e Iravani (2013a, 2013b) propõe uma solução de hardware destinada a suprimir a saturação do TC. Um resistor é inserido em série no circuito secundário, através de uma chave eletrônica controlada baseada em Transistor Bipolar de Porta Isolada, ou *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), bidirecional, exatamente nos intervalos de tempo em que a tensão instantânea nos terminais do secundário do TC possui polaridade contrária à da sua componente CC. A inserção controlada do resistor eleva o *burden*, gerando no núcleo do TC uma componente de fluxo em sentido contrário ao fluxo normal gerado pela corrente de falta, contribuindo para a redução do fluxo resultante e consequentemente, evitando a saturação do núcleo. Os autores testaram o dispositivo em diversas condições transitórias, alcançando resultados satisfatórios. Entretanto, observa-se ser necessário o conhecimento de diversas grandezas decisórias para a determinação dos instantes de chaveamento, algumas delas relacionadas à derivada da corrente secundária, que é extremamente afetada pelo ruído. Além disso, há uma implicação de complexidade e custo, aliada à inviabilidade de embarcar o dispositivo desenvolvido em um relé devido às elevadas correntes dissipadas no resistor e no IGBT.

2.4.2. TC com entreferro de ar

A introdução de um entreferro de ar no núcleo ferromagnético é uma forma utilizada para melhorar a linearidade da resposta do TC, além de diminuir o fluxo remanescente. Por outro lado, as seções de entreferro provocam a redução da permeabilidade magnética do conjunto, podendo ser necessário compensar tal fato com um aumento das dimensões do núcleo. Tal aumento produz um aumento no comprimento do enrolamento secundário, que deve ser compensado por um aumento na seção do condutor utilizado para

que não haja aumento da resistência elétrica do enrolamento secundário. Além disso, os núcleos com entreferro acrescentam complexidade ao processo construtivo do TC, podendo influenciar diretamente nos custos de fabricação. Portanto, os TCs com entreferro são normalmente mais caros do que os TCs convencionais com a mesma capacidade (ELMORE, 2004).

Os TCs com entreferro são regulados pela IEC 61869-2 (IEC, 2012), que os subdivide nos tipos TPY e TPZ de acordo com limites de exatidão estabelecidos em regime transitório. Apesar da desvantagem inicial relacionada ao custo, o uso dos TCs com entreferro tem se tornado mais comum em aplicações que demandem TCs com maior faixa de resposta linear e/ou menor fluxo remanescente.

2.4.3. TC óptico

Em um TC convencional, a força eletromotriz (fem) que surge nos terminais do enrolamento secundário é proporcional à taxa de variação temporal do fluxo magnético em seu núcleo, fenômeno amplamente conhecido no campo do eletromagnetismo como Lei de Faraday. Outro fenômeno físico distinto, descoberto pelo mesmo Michael Faraday em 1845 e publicado um ano depois (FARADAY, 1846) forneceu subsídios para o desenvolvimento dos transdutores magneto-ópticos de corrente (ou *magneto-optic current transducers* - MOCTs), também conhecidos como TC ópticos. Tal fenômeno, denominado posteriormente efeito Faraday pela comunidade científica, é a rotação ocorrida pelo plano de polarização da luz quando esta se propaga em um meio sob a incidência de um campo magnético (\mathbf{H}) paralelo à direção de propagação. A Figura 6 ilustra o conceito do efeito Faraday.

O ângulo de rotação de Faraday (θ_f) é proporcional à intensidade do campo magnético (H) e depende também da natureza do meio de propagação, podendo ser expresso pela equação

$$\theta_f = VHL \quad (2.3)$$

na qual o corpo com propriedades magneto-ópticas, através do qual a luz se propaga, é denominado elemento de Faraday, V (rad/A) é a constante de Verdet, relacionada ao material

que constitui o elemento de Faraday e L é o comprimento do elemento de Faraday na direção de propagação da luz.

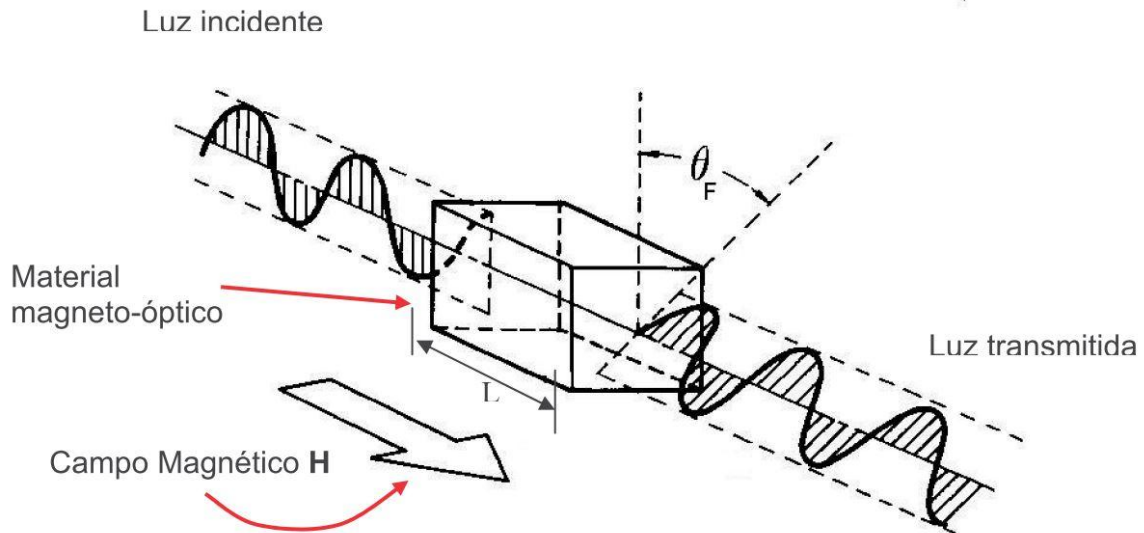


Figura 6 – O Efeito Faraday

Fonte: LIMA (2009)

Inicialmente, o efeito Faraday foi utilizado para compreender e modelar a propagação das ondas eletromagnéticas em meios anisotrópicos, particularmente na ionosfera Terrestre submetida ao seu campo magnético natural (RIBEIRO, 2009). Posteriormente, com o avanço das tecnologias de fabricação e medição relacionadas aos dispositivos ópticos, foi possível medir indiretamente a corrente elétrica geradora de um campo magnético através da medição precisa do ângulo de rotação de Faraday, graças às relações de linearidade entre as grandezas. A General Electric Company (1963) patenteou o primeiro dispositivo baseado no efeito Faraday para medição de corrente elétrica em SEP de alta tensão, cujo esquema é mostrado na Figura 7, embora o termo “transformador de corrente óptico”, ou “*optical current transformer*” tenha sido primeiramente utilizado somente sete anos depois pela Alsthom-Savoisienne (1970). Estas informações foram extraídas de buscas realizadas no banco de patentes da EPO, já citado anteriormente.

A partir da década de 1970, os fabricantes de equipamentos dos Estados Unidos, da Europa e principalmente do Japão dedicaram-se ao desenvolvimento da tecnologia de fabricação dos TCs ópticos. A partir da década de 1990, tal tecnologia já estava consolidada e os TCs ópticos se tornaram uma opção tecnicamente confiável, embora o seu uso pelas empresas do setor elétrico não tenha demonstrado crescimento compatível, em função dos

elevados custos e do conservadorismo notadamente existente nesse campo técnico, principalmente na área de proteção.

No Japão, uma pesquisa cooperada entre a Tokyo Electric Power Company e Toshiba Corporation (SAWA et al, 1990), objetivando validar e disseminar a utilização dos TIs ópticos no setor elétrico, promoveu diversos testes comparativos, em diversas situações de utilização, concluindo que tais equipamentos eram confiáveis e tecnicamente viáveis. Além disso, foram destacadas duas vantagens dos TCs ópticos em relação aos TCs convencionais: a inexistência de saturação eletromagnética, devido à linearidade inerente ao efeito Faraday e a facilidade de isolamento elétrico, com conseqüente redução do volume total ocupado pelos TCs de alta tensão.

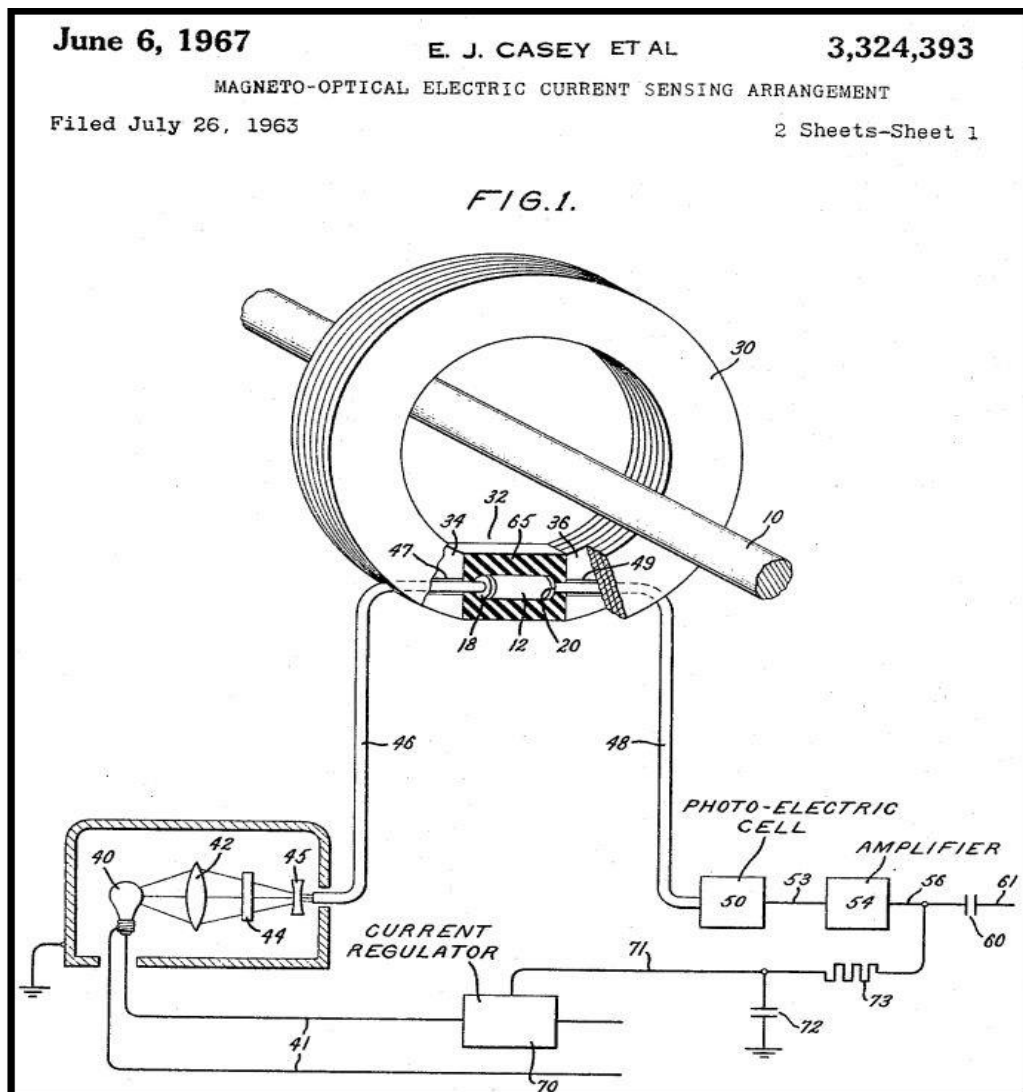


Figura 7 - o precursor do TC óptico para alta tensão

Fonte: GENERAL ELECTRIC COMPANY (1963)

Os estudos de aprimoramento da tecnologia dos TCs ópticos continuaram a se desenvolver, a exemplo das patentes depositadas pela NGK insulators (1989), que desenvolveu um TC óptico para medição simultânea da corrente em sistemas com múltiplos condutores por fase, pela Toshiba Corporation (1994), que promoveu aperfeiçoamentos objetivando reduzir a influência das variações de temperatura comportamento do elemento de Faraday e pela Hitachi e Tokyo Electric Company (2011), que promoveu aperfeiçoamentos destinados à mitigação dos erros de medição relacionados ao stress mecânico do elemento de Faraday.

Atualmente, os TCs ópticos atingem com facilidade as classes de exatidão exigidas pelas normas nacionais e internacionais, possuindo, adicionalmente, as seguintes vantagens:

- O TC óptico é menor e mais leve que o TC convencional, para a mesma relação de transformação e mesmo nível de isolamento. Esta característica permite o melhor aproveitamento de espaço nas torres e quadros das subestações, além da maior facilidade de manuseio na instalação e na manutenção de tais dispositivos.
- Em relação à segurança, a ausência de óleo como fluido isolante e da necessidade de manter em curto circuito o secundário do TC não utilizado para evitar o surgimento de elevadas tensões, torna os TCs ópticos menos susceptíveis a acidentes durante os processos de instalação e manutenção de tais dispositivos.
- Uma vez que o fenômeno da saturação eletromagnética não ocorre nos TCs ópticos, o comportamento linear de tais dispositivos para uma ampla faixa de correntes elétricas constitui-se em uma grande vantagem quando comparados aos TCs convencionais.

Entretanto, os TCs ópticos ainda apresentam custos elevados de aquisição, em função da multiplicidade de grandezas envolvidas no processo de transdução. Em contrapartida, o TC convencional possui a construção bem mais simples e não necessita alimentação auxiliar. Além disso, nos TCs ópticos, os níveis de tensão e corrente gerados no secundário são muito baixos, sendo necessário o uso de conversores eletrônicos que

amplificam tais sinais para o atingimento de valores aceitáveis pelos sistemas de proteção e medição padrões, aumentando os custos e a complexidade da instalação.

Lima (2009) fez um estudo aprofundado sobre as viabilidades técnica e econômica do uso dos TIs ópticos pelas empresas do setor elétrico brasileiro. O autor observou que tais equipamentos ainda são pouco utilizados no Brasil, tendo seu início ocorrido somente a partir dos anos 2000. Segundo pesquisa realizada pelo autor através de entrevistas com profissionais atuantes no setor elétrico na área de instrumentação, foi constatado que grande parte desses profissionais desconhecia ou não confiava nos TIs ópticos. Além disso, uma situação peculiar ao setor elétrico de modo geral é que o parque tecnológico instalado é muito diversificado, sendo composto por equipamentos de várias gerações e de tecnologias diferentes convivendo simultaneamente. Além disso, os inúmeros TCs convencionais em uso nas instalações atuais possuem vida útil elevada, não havendo, em geral, previsibilidade de investimentos para substituição de tais dispositivos visando mera atualização tecnológica.

Apesar de ser uma solução viável, ou até mesmo por vezes a solução mais recomendável, a ser considerada nos novos projetos de sistemas de proteção nos SEPs, ainda existe uma barreira econômica para viabilizar a substituição dos inúmeros TCs convencionais já instalados nos SEPs ao redor do mundo por TCs ópticos. Muitos, inclusive, são estruturalmente associados a disjuntores ou outros dispositivos de manobra e proteção, o que demandaria a substituição de todo o equipamento.

2.4.4. Acopladores lineares e bobinas de Rogowski

Os acopladores lineares são basicamente indutores mútuos com núcleo de ar ou outro material não ferromagnético e, por isso, são dispositivos capazes de manter uma relação basicamente linear entre a corrente a ser mensurada e a corrente a ser utilizada pelos dispositivos de proteção ou medição. Porém, justamente pelo fato de utilizarem materiais com permeabilidade magnética relativa próxima da unidade, a potência transmitida à bobina secundária é extremamente baixa. Assim sendo, é necessário utilizar uma interface eletrônica entre a bobina secundária e os dispositivos de proteção, que possua uma impedância de entrada extremamente alta e especificações de saída compatíveis com tais dispositivos (WARD; EXON, 1993). Apesar de não apresentarem o problema da saturação, como é o caso

dos TCs convencionais, os acopladores lineares possuem algumas desvantagens, como (SKENDZIC; HUGHES, 2013):

- Grande dependência da geometria do núcleo e da posição do condutor primário;
- Sensibilidade a campos magnéticos externos, gerando interferência eletromagnética;
- Necessidade da interface eletrônica entre o indutor e o dispositivo de proteção.

Em função das desvantagens apresentadas, os acopladores lineares estão em desuso, tendo o seu uso restrito a alguns poucos esquemas de proteção de unidades com terminação múltipla, como na proteção de barramentos. Neste caso, inúmeras pequenas correntes de saída devem ser somadas e comparadas com uma grande corrente de entrada. O uso de TCs convencionais nestas condições não é recomendado, pois cada TC apresentaria um erro de conversão diferente, pelo fato de cada um trabalhar em uma região diferente da curva de saturação, podendo interferir no resultado do balanço e conseqüentemente, no funcionamento adequado do relé de proteção (CHRISTOPOLOUS; WRIGHT, 1999).

Outro tipo de acoplador linear é conhecido como bobina de Rogowski, que recebeu este nome em função das pesquisas desenvolvidas e da patente depositada por Walter Rogowski (1912), a respeito de um aparato para medir o potencial magnético entre quaisquer dois pontos de um circuito magnético. Rogowski estimava a integral da tensão nos terminais de uma bobina com núcleo de borracha através de medições em um galvanômetro balístico e a relacionava ao fluxo no interior do circuito magnético.

O esquema para a medição da corrente elétrica em um condutor através de uma bobina de Rogowski pode ser visto na Figura 8. É necessário, através de uma interface, efetuar a integração da tensão nos terminais da bobina, pois ela é proporcional à taxa de variação temporal da corrente primária. Além disso, o resultado da integração deve ser posteriormente proporcionalizado e amplificado para a utilização pelos dispositivos de proteção, uma vez que a baixa permeabilidade magnética do núcleo limita bastante a transferência de energia do condutor primário para a bobina (WARD; EXON, 1993).

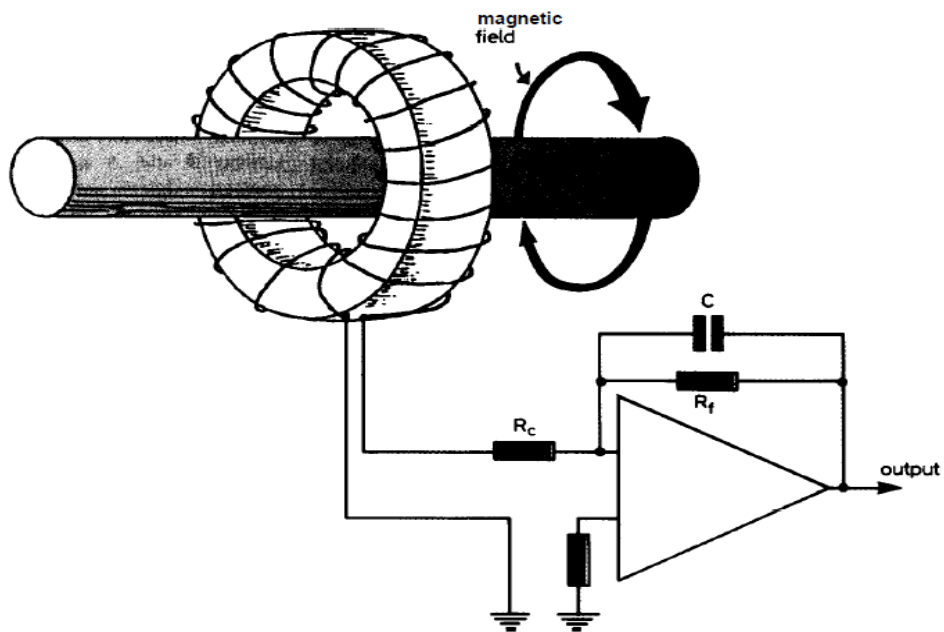


Figura 8 – bobina de Rogowski e o integrador

Fonte: WARD E EXON (1993)

Skendzic e Hughes (2013) publicaram um estudo aprofundado sobre o uso de bobinas de Rogowski para aquisição de corrente em sistemas de proteção. A Tabela 1 aponta as principais vantagens e desvantagens das bobinas de Rogowski. Segundo tais autores, aplicações práticas da tecnologia baseada na bobina de Rogowski na área de proteção têm aumentado constantemente, apesar da taxa de adoção ainda permanecer baixa, principalmente devido ao excelente desempenho, alta confiabilidade e baixos custos fornecidos pelos TCs convencionais. Entretanto, os autores ressaltam que, com o advento dos microprocessadores modernos, as bobinas de Rogowski estão ganhando um impulso adicional, uma vez que os relés microprocessados possuem a capacidade de trabalhar com sinais elétricos de baixíssima potência e realizar os cálculos de integração e normalização sem a necessidade de hardware complementar.

Tabela 1 – Vantagens e Limitações da bobina de Rogowski

Vantagens	Limitações
<p>Sem saturação, linear e não afetada pela CC.</p> <p>Eletricamente segura quando aberta.</p> <p>Potencial para menor custo.</p> <p>Menor tamanho e peso.</p> <p>Ampla faixa dinâmica.</p> <p><i>Burden</i> referido ao primário muito baixo.</p> <p>Sem erro da corrente de magnetização.</p>	<p>Ressonância da bobina.</p> <p>Baixa sensibilidade e blindagem.</p> <p>Estabilidade da temperatura.</p> <p>Implementação do integrador.</p> <p>Ampliação do ruído de baixa frequência.</p> <p>Sensibilidade à posição do condutor, limitação na rejeição de campos externos e tolerância de fabricação.</p> <p>Incapacidade para lidar com cargas múltiplas.</p>

Fonte: SKENDZIC E HUGHES (2013), MODIFICADO PELO AUTOR

2.4.5. Métodos para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação

O desenvolvimento da microeletrônica digital e do processamento digital de sinais tem possibilitado a sua aplicação em diversas áreas tecnológicas, viabilizando a solução de diversas questões através de técnicas de manipulação dos sinais para a extração de informações relevantes.

No campo da proteção, os atuais relés microprocessados utilizam sistemas embarcados com inúmeros algoritmos de monitoramento para identificar e registrar a ocorrência de eventos, efetuar cálculos, comparar resultados e tomar decisões, muitas vezes integradas ao compartilhamento de informações remotas através de canais de comunicação. Em consonância com a programabilidade e o poder de processamento inerente aos relés atuais, muitos métodos têm sido desenvolvidos para a detecção e a compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs, com o objetivo de incorporá-los nesses dispositivos. O principal objetivo é incorporar ao relé a capacidade de identificar a ocorrência de saturação do TC e de adotar as medidas necessárias para que a sua atuação seja imune às distorções provocadas pela saturação.

Frente às outras soluções já expostas para mitigar os efeitos da saturação, a grande vantagem dos algoritmos embarcados nos relés está relacionada ao custo, uma vez que há um aproveitamento dos recursos de hardware existentes no próprio relé. Além disso, métodos eficientes colaboram para a continuidade do uso do imenso parque de TCs convencionais atualmente existente nos sistemas de proteção, além de viabilizar a sua utilização em novos projetos, contribuindo ainda mais para a racionalização de investimentos. O grande desafio, entretanto, é desenvolver métodos que atinjam o grau de confiabilidade desejado pelo setor de proteção, que é tradicionalmente rigoroso na análise da viabilidade de incorporação de novas tecnologias e ferramentas.

Em função de se tratar exatamente do escopo desta tese, o levantamento do estado da arte tanto dos métodos de detecção de saturação quanto dos métodos de compensação dos efeitos causados por ela será apresentado detalhadamente no próximo capítulo.

3. O ESTADO DA ARTE

O presente capítulo apresenta o resultado de uma aprofundada pesquisa, que objetivou delimitar o estado da arte em relação aos métodos de detecção de saturação em TCs, bem como em relação aos métodos de compensação dos efeitos causados pela saturação nos sistemas de proteção.

As técnicas atuais para compensação da saturação do TC direcionam-se basicamente em duas vertentes estratégicas para extrair os parâmetros desejados da corrente primária através da curva de corrente secundária distorcida. Tais vertentes serão mais bem compreendidas com o auxílio da Figura 9, na qual se mostra o detalhamento de um ciclo de corrente secundária após a ocorrência de uma falta nas condições já estipuladas na Seção 2.2.

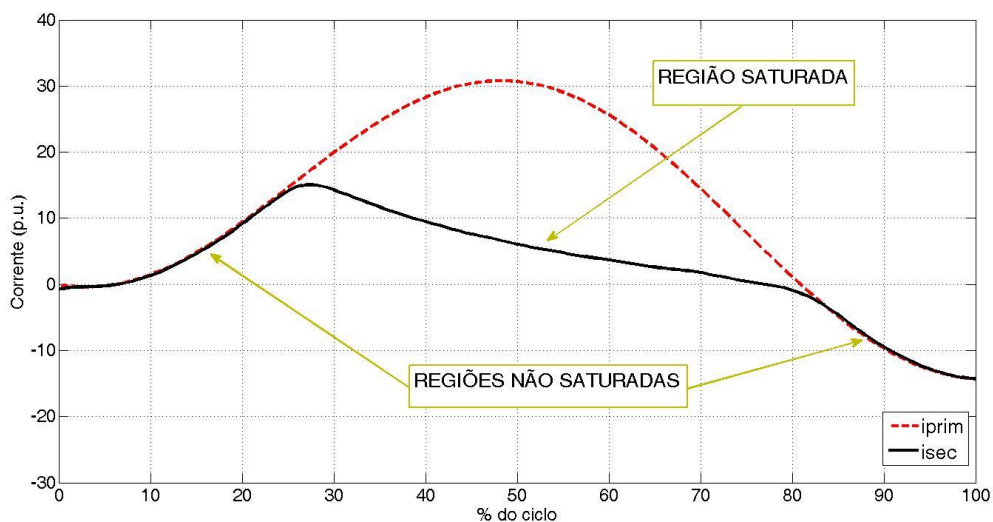


Figura 9 - Detalhamento de um ciclo da corrente secundária saturada

A primeira vertente consiste em desenvolver técnicas para estimar a corrente primária (linha tracejada) baseada na observação das amostras do sinal da corrente secundária (linha cheia) e de sua evolução temporal ao longo do ciclo, contemplando pontos tanto de regiões saturadas quanto de regiões não saturadas. Para isso, é necessário conhecer o comportamento não linear do TC através de modelagem matemática ou, alternativamente, utilizar técnicas de inteligência computacional para "aprender" sobre o seu comportamento. A partir daí, os métodos existentes visam simular a função inversa do TC, recuperando as informações da corrente primária.

Apesar da existência de diversos trabalhos científicos utilizando essa metodologia, há um consenso atual de que as soluções encontradas apresentam um ponto negativo em comum, relacionado à sua incapacidade de generalização. Isso ocorre porque existe uma imensa gama de TCs no mercado, cada um deles possuindo características técnicas diferentes e, portanto, diferentes parâmetros de modelagem (como impedâncias dos enrolamentos e curva de magnetização), além do fato de que o *burden* e o fluxo remanescente variam caso a caso, em função dos dispositivos conectados ao circuito secundário e das características da falta. Portanto, as particularidades de cada aplicação obrigam a execução de etapa preliminar de parametrização que dificulta, ou até inviabiliza, o uso comercial de tais soluções. Mesmo assim, devido à importância científica e didática, tais métodos de compensação da saturação foram incluídos na revisão bibliográfica efetuada.

Outra vertente seguida para efetuar a compensação da saturação consiste na utilização de amostras somente das regiões não saturadas, ou alternativamente, somente das regiões saturadas, uma vez que o sinal é governado por equações distintas em cada uma das duas regiões. Nestes casos, uma etapa prévia de detecção dos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas passa a possuir um papel fundamental no processo, pois possibilita a delimitação precisa das ditas regiões.

Assim sendo, para cobrir todo o escopo da matéria de que trata a presente tese, foi efetuado um levantamento de artigos científicos patentários e não patentários relacionados tanto à detecção da saturação quanto da compensação dos seus efeitos. Por questões didáticas, primeiramente são apresentados os trabalhos relacionados às técnicas de detecção e, em seguida, os trabalhos relacionados à compensação. Alguns trabalhos abordam os dois temas e foram comentados na Seção correspondente à sua contribuição mais relevante.

3.1. MÉTODOS DE DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC

Asea Brown Boveri AB (1991)

Nesta patente é apresentado um método e um dispositivo destinados a efetuar a detecção da saturação do TC, que utilizam a combinação simultânea de critérios relacionados aos valores instantâneos da corrente secundária e da sua derivada primeira. Este método destaca-se pela percepção do inventor ao fato de que o comportamento da derivada primeira

pode sinalizar a presença da saturação e pode ser considerado um dos primeiros métodos baseados em filtros derivativos, também denominados métodos derivativos.

Yong-Cheol Kang e Sang-Hee Kang (2001)

O documento de patente depositado pelos autores divulga outro método derivativo para detecção de saturação de TCs baseado na observação de funções diferença do sinal da corrente secundária. Eles se valeram do fato de que as discontinuidades na derivada primeira do sinal de corrente secundária, ocorridas pela sua mudança de comportamento entre as regiões saturadas e não saturadas nos pontos de transição, provocam conseqüentemente picos nas derivadas de ordem superior. Assim sendo, os picos nas derivadas de segunda e terceira ordem do sinal de corrente indicam os pontos cuja detecção é desejada.

Os autores propuseram então a criação de funções primeira, segunda e terceira diferença (*del1*, *del2* e *del3*, respectivamente) da corrente secundária i_s , que são as versões discretizadas correspondentes às derivadas primeira, segunda e terceira das funções contínuas, obtidas através do método matemático das diferenças finitas (BURDEN; FAIRES, 2008), definidas por

$$del1[n] = i_s[n] - i_s[n-1] \quad (3.1a)$$

$$del2[n] = del1[n] - del1[n-1] \quad (3.1b)$$

$$del3[n] = del2[n] - del2[n-1] \quad (3.1c)$$

e que podem ser reescritas, em função das amostras de corrente do secundário, da seguinte forma:

$$del1[n] = i_s[n] - i_s[n-1] \quad (3.2a)$$

$$del2[n] = i_s[n] - 2i_s[n-1] + i_s[n-2] \quad (3.2b)$$

$$del3[n] = i_s[n] - 3i_s[n-1] + 3i_s[n-2] - i_s[n-3] \quad (3.2c)$$

Após a publicação da patente, este método foi divulgado em outros trabalhos (KANG; KANG; CROSSLEY, 2003; KANG; OK; KANG, 2004), com mais detalhamentos, alguns aperfeiçoamentos e testes de desempenho baseados em sinais gerados por EMTP. Dentre os aperfeiçoamentos, foi proposta a inserção de uma etapa preliminar de filtragem

anti-aliasing através de um filtro Butterworth de 2ª ordem, que produz um efeito secundário de amenizar a influência do ruído no sinal de corrente secundária. Além disso, equações com o cálculo dos limiares (*thresholds*), acima dos quais as funções segunda e terceira diferença indicam os pontos de início e fim de saturação, foram divulgadas.

A detecção da saturação através das funções segunda ou terceira diferença constitui-se em um método extremamente simples, envolvendo um esforço computacional bastante reduzido, além de não depender de características particulares do TC, como a curva de magnetização, o fluxo remanescente, impedâncias do enrolamento secundário e o *burden*. Por este motivo, tal método passou a ser amplamente utilizado na comunidade científica (como será notado no decorrer deste capítulo), com o objetivo de delimitar as regiões saturadas e não saturadas, tendo servido ainda como base para o desenvolvimento de diversos métodos de compensação da saturação.

Li, Li e Aggarwal (2002)

Ao contrário do método de Kang e Kang (2002), que se baseia em uma ferramenta de análise temporal do sinal, este trabalho apresenta um método para detecção de saturação utilizando análise espectral multirresolução, através da versão da transformada *wavelet* (ou *wavelet transform* - WT) desenvolvida para sinais discretos no tempo, denominada transformada *wavelet* discreta (ou *discrete wavelet transform* - DWT). A WT é uma ferramenta bastante utilizada em análise de sinais não estacionários, em diversas áreas da engenharia, física e outras ciências da natureza, pois permite que se obtenha uma decomposição espectral do sinal localizado no tempo com um nível de resolução que contempla desde componentes de baixas frequências até altas frequências (ALTAISKY, 2005). A WT é basicamente uma convolução do sinal que se deseja analisar com uma família de funções obtidas de uma *wavelet* básica, por deslocamentos e dilatações. A DWT pode ser vista também como a submissão do sinal a um banco de filtros digitais multiníveis intercalados por operações de decimação (*downsampling*), sendo que as saídas dos filtros correspondem aos níveis de detalhe do sinal.

O método de Li, Li e Aggarwal (2002) baseia-se no fato de que a mudança abrupta de comportamento do sinal de corrente nos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas gera picos nas saídas dos filtros a partir do primeiro nível de detalhe. Assim sendo, a escolha adequada de um limiar, de tal forma que o valor absoluto do sinal do primeiro nível de detalhe ultrapasse tal limiar nos pontos de início e fim de saturação,

possibilita a sua detecção. Os autores escolheram a família wavelet Daubechies 4 (DB4), implementando o método e obtendo excelentes resultados para sinais isentos de ruído.

A partir daí, uma técnica baseada em regressão não linear é utilizada para compensar os efeitos da saturação utilizando os parâmetros do fasor da componente CA da corrente de falta estimados na parte “saudável” do ciclo (região não saturada).

Os autores não mencionaram no referido trabalho a respeito do desempenho do método considerando sinais ruidosos, tanto no processo de detecção quanto no de compensação.

Alstom (2002)

O método proposto nesta patente baseia-se em uma associação de dois critérios a serem simultaneamente satisfeitos. O primeiro critério está relacionado à comparação de um valor instantâneo estimado de corrente secundária ao valor real da amostra, sendo tal estimação efetuada baseando-se em uma predição através de um modelo de extrapolação matemática senoidal autorregressivo de segunda ordem. Quando o valor absoluto da diferença entre os valores estimado e real ultrapassa um limiar, considera-se satisfeito o primeiro critério de detecção. O segundo critério baseia-se na estimação do fluxo magnético do núcleo do TC, que é proporcional à integral da corrente secundária, e na sua comparação com dois limiares, um positivo e outro negativo. Para tornar o segundo critério independente das características do TC, os referidos limiares são definidos de forma adaptativa, em função dos máximos e mínimos atingidos pela integral da corrente secundária em condições de regime permanente. Entretanto, há a necessidade da inserção de uma margem nesses limiares, relacionada ao fluxo remanescente, sendo esta margem estipulada em função da classe do TC em questão.

Os inventores não sugerem uma taxa de amostragem nem mencionam a influência do ruído no comportamento do método de detecção proposto, descrevendo apenas um estágio prévio de filtragem *anti-aliasing* que elimina interferência harmônica.

Lin et al (2006)

O trabalho publicado pelos autores utiliza ferramentas de Morfologia Matemática (MM) para detectar a saturação do TC. A MM é uma ferramenta não linear de processamento e análise de sinais capaz de retratar o perfil de uma função n-dimensional, através da extração de componentes contendo características que se tem a intenção de ressaltar. As técnicas de MM foram inicialmente desenvolvidas para atuar no processamento de imagens, mas também

foram adaptadas a sinais variantes no domínio do tempo, com o objetivo de ressaltar características transitórias em meio ao comportamento previsível do sinal, tal como ocorre com a corrente secundária durante a saturação do TC. Os autores usam especificamente um operador denominado gradiente morfológico multirresolução (GMM), que consiste em efetuar uma operação de diferenciação combinada a filtros morfológicos e é capaz de apontar mudanças repentinas no sinal.

Apesar da MM ser uma transformação não linear baseada apenas em operações de adição e subtração acompanhadas da extração de máximos e mínimos de conjuntos discretos, para contrapor a influência do ruído no operador GMM foi necessária a utilização de recursos de expansão do conjunto de elementos estruturantes, promovendo um aumento do esforço computacional para patamares bem superiores aos métodos de detecção baseados em filtros derivativos.

El-Naggar e Gilany (2007)

A detecção e a compensação da saturação do TC são efetuadas, neste trabalho, através de um filtro digital dinâmico capaz de efetuar a estimação dos parâmetros da equação analítica do sinal de corrente secundária, baseada em um conjunto de amostras conhecidas. Primeiramente, é desenvolvido um modelo de estado baseado na expansão em série de Taylor de 3ª ordem da equação analítica da corrente secundária nas regiões não saturadas. Em seguida, um filtro de Kalman é implementado para efetuar a estimação dos parâmetros desejados. Desta forma, a detecção da saturação é conseguida pela observação, a cada nova amostra, da discrepância entre o valor da corrente secundária real e o valor calculado com base nos parâmetros estimados. Os autores consideraram a ocorrência da saturação quando a diferença entre os ditos valores ultrapassa 10% da corrente calculada.

Uma vez detectada a saturação, as amostras posteriores da corrente distorcida são desconsideradas, sendo estas substituídas por amostras calculadas com base nos parâmetros já estimados na etapa anterior, efetuando-se, desta forma, a compensação da saturação.

Os valores necessários à inicialização dos estados e às matrizes de covariância foram obtidos através de técnicas de mínimos quadrados, ou *least squares* (LS). Além disso, foi proposta uma simplificação no desenvolvimento do filtro de Kalman, no que diz respeito a considerar as matrizes de covariância constantes, para reduzir o esforço computacional de cálculo. Segundo os autores, esta consideração não influenciou significativamente na eficiência do método.

O método foi implementado em MATLAB e validado para sinais simulados de faltas em SEPs, no mesmo software, utilizando um modelo de TC com curva de magnetização particionada em três segmentos linearizados. Diversos cenários de falta e frequências de amostragem (1, 2 e 5 kHz) foram utilizados. Os autores constataram que tanto a acurácia da estimação quanto a eficiência do método aumentam com o aumento da frequência de amostragem. Estudos sobre a influência do ruído não foram apresentados pelos autores na referida publicação.

Lu, Smith e Wu (2008)

A MM também foi utilizada por Lu, Smith e Wu (2008) para desenvolver outro método de detecção da saturação do TC. Os autores utilizaram elementos estruturantes que representam características senoidais e os operadores básicos de dilatação e erosão, conhecidos da teoria de MM, aplicados a uma janela de observação móvel do sinal da corrente. Cada amostra central da janela é então comparada com o seu valor estimado por um operador morfológico que é a média dos valores de dilatação e erosão resultantes do uso de elementos estruturantes com comprimentos diferentes. Quando esta comparação resulta em uma diferença considerável entre a amostra real e a estimada, presume-se que a janela observada possua características morfolologicamente diferentes de uma senoide, indicando a ocorrência de saturação do TC.

O método foi implementado em MATLAB e testado em sinais de corrente secundária de TCs operando em saturação, simulados em EMTP, livres de ruído.

Hooshyar e Sanaye-Pasand, 2011

Os autores desenvolveram um método para detecção de saturação baseado no fato que as formas de onda da corrente secundária nas regiões não saturada e saturada são bem diferentes. Primeiramente, uma janela de amostragem é posicionada entre dois pontos em que o sinal de corrente possua o mesmo valor, contendo em seu interior um ponto de máximo local. A primeira metade das amostras da janela é então utilizada para efetuar a estimação do valor da amostra imediatamente anterior à janela, enquanto a segunda metade das amostras da janela é utilizada para estimar a amostra imediatamente posterior à janela. Os autores utilizam para tais estimações um algoritmo baseado no método dos erros mínimos quadrados, ou *least error squares* (LES). Caso o sinal de corrente não esteja afetado pela saturação do TC, espera-se que os valores estimados possuam praticamente o mesmo valor, uma vez que os sinais senoidais são simétricos. Mesmo nos casos de faltas possuindo componente CC com

decaimento exponencial, tais valores continuam próximos, uma vez que as constantes de tempo dos SEPs são normalmente bem superiores a um ciclo de operação. Entretanto, caso a janela de amostragem contemple pontos tanto de uma região saturada quanto de uma região não saturada, haverá uma divergência nos valores estimados, indicando haver um ponto de transição entre tais regiões no interior da janela.

Para a detecção exata dos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas é necessário posicionar uma janela de amostragem toda vez que um ponto de máximo local é detectado, variando seu comprimento de um valor mínimo (escolhido pelos autores como 15% do ciclo) a um valor máximo (50% do ciclo), em passos de 1% do ciclo (totalizando 36 janelas), observando o comportamento do valor da diferença entre as ditas estimações, calculado a cada janela de comprimento diferente.

Os autores implementaram o método proposto em software e em hardware, em sinais simulados em EMTP para diversos tipos de faltas e condições de saturação, amostrados a uma taxa de 4 kHz após uma etapa inicial de filtragem *anti-aliasing*, atestando seu bom desempenho na detecção da saturação. Entretanto, a necessidade de duas estimações a cada janela de amostragem de comprimento diferente, associada à grande quantidade de janelas, torna o esforço computacional envolvido no método proposto bastante superior aos métodos baseados em filtros derivativos.

Ajaei et al (2011)

Os autores propõe um método de detecção e compensação dos efeitos da saturação baseado na observação da saída de um filtro que estima os parâmetros do fasor de corrente utilizando o método LES. A saturação é detectada pela observação do grau de convergência do algoritmo na estimação do valor eficaz da componente CA fundamental da corrente secundária. Nas regiões não saturadas, a similaridade do modelo matemático utilizado com a forma de onda real da corrente faz com que a convergência do algoritmo seja rápida, provocando uma saída estável do filtro de estimação. Por outro lado, nas regiões saturadas, a saída do filtro desestabiliza, uma vez que a distorção do sinal de corrente provoca uma incompatibilidade entre a forma de onda real e o modelo matemático utilizado. Uma vez detectados os pontos de transição entre as regiões não saturadas e saturadas, os valores de saída do mesmo filtro LES, imediatamente anteriores aos instantes detectados, são utilizados para a etapa de compensação da saturação, possibilitando a reconstrução do sinal da corrente secundária.

A taxa de aquisição de amostras utilizada na implementação do filtro foi de 4 kHz, equivalente a 80 amostras por ciclo para uma frequência de operação de 50 Hz. A janela móvel de amostras utilizadas na entrada do filtro foi equivalente a 3 ms, correspondendo a 1/5 de ciclo, ou 16 amostras. O método foi testado utilizando sinais de corrente distorcida gerados por EMTP. Estudos em relação ao comportamento do método proposto na presença de ruído não foram mencionados no trabalho.

Bak et al (2012)

Neste trabalho, os autores estabelecem um critério para detecção da saturação utilizando, como ponto de partida, um vetor tridimensional de correntes, cujas componentes são as correntes instantâneas de cada uma das três fases. Eles partem do fato que, em regime permanente, este vetor permanece sempre em um mesmo plano, girando no tempo e descrevendo uma curva circular fechada. Assim sendo, o produto vetorial do vetor atual pelo vetor atrasado de algumas amostras tem como resultado um vetor perpendicular ao dito plano, que tende a permanecer imóvel enquanto durar o regime permanente. Por outro lado, no instante em que se inicia a saturação do TC, este vetor perpendicular ao plano sofre súbitas variações de módulo e direção. Assim sendo, os autores propõe a observação de sua derivada espacial para detectar os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas.

A influência das características magnéticas do TC nos limiares utilizados para a detecção foi ressaltada no trabalho, constituindo-se de um fato dificultador da utilização do método em situações práticas. Além disso, a influência do ruído não foi mencionada pelos autores.

Hooshyar, Sanaye-Pasand e Davarpanah (2012)

Este método derivativo baseia-se no fato de que o sinal da corrente de falta, composto de uma componente senoidal somada à componente CC com decaimento exponencial, possui uma simetria “quase” par em torno do eixo definido em seus pontos de máximo ou mínimo, para a faixa de valores de constantes de tempo observadas comumente nos SEPs. Esta simetria intensifica-se ainda mais na função segunda diferença, pois, devido à sua intrínseca característica passa-alta, a componente CC é praticamente eliminada. É definida uma função variância da segunda diferença, que é uma medida do grau de assimetria da função em relação aos pontos de máximo ou de mínimo. Quando a saturação do TC ocorre, esta simetria é quebrada fazendo com que o valor da função variância da segunda diferença

ultrapasse um limiar pré-estabelecido baseado no comportamento da função para situações de não saturação.

Os testes apresentados mostraram bons resultados de detecção, independente dos parâmetros do TC como *burden*, fluxo remanescente e curva de magnetização. Além disso, o comportamento do método frente a fatores como a constante de tempo de decaimento e o ruído foi investigado pelos autores, atingindo bons resultados ao se considerar faixas de variação destes fatores encontradas comumente em situações reais. Para realização dos testes, foram gerados sinais em EMTP, com frequência de amostragem de 1 MHz, acrescidos de ruído Gaussiano branco (ou *white Gaussian noise* - WGN) com relação sinal-ruído (ou *signal-to-noise-ratio* - SNR) de 25 dB e 30 dB. Após este estágio, o sinal foi submetido a um filtro passa-baixa *anti-aliasing* Butterworth de 2ª ordem e, em seguida, foi reamostrado a uma frequência de 2,5 kHz.

A despeito dos bons resultados obtidos pelos autores para as referidas SNRs, cabe aqui observar que o processo de decimação (reamostragem do sinal a uma frequência inferior à frequência de amostragem original) efetuado após a inserção do ruído interfere na base de comparação em relação a outros métodos nos quais não há decimação entre as etapas de inserção do ruído e de execução dos algoritmos de detecção e de correção da saturação. Com efeito, o processo de decimação faz com que a potência do ruído inserido se reduza consideravelmente. No Apêndice B está demonstrado que a imunidade do método de detecção e compensação proposto e atestado pelos autores, para SNRs de 25 dB e 30 dB, equivale a SNRs de 51 dB e 56 dB, respectivamente, considerando um processo similar de geração de sinal, porém sem a etapa da decimação.

Hooshyar e Sanaye-Pasand (2012)

Neste trabalho, os autores desenvolvem um processo para detecção e compensação da saturação do TC, através da extração da componente DC da corrente de falta, baseado em método de estimação LES associado a uma tabela de consulta, ou *lookup table* (LUT) calculada previamente (*off-line*). De forma similar ao trabalho de Ajaei et al (2011), a estimação LES é efetuada com base em uma janela que se desloca a cada nova amostra obtida, permitindo a predição do valor da amostra subsequente de corrente do secundário do TC. Esta predição, comparada ao valor real da próxima amostra, oferece um parâmetro decisório para indicar detecção da saturação do TC. Além disso, o próprio valor resultante da rotina de estimação (imediatamente anterior à saturação, dentro da região "saudável" do sinal de corrente) permite que seja efetuada a compensação da saturação.

Segundo os autores, para sinais sem ruído, janelas de cerca de 1/10 de ciclo foram suficientes para efetuar adequadamente a correção e a compensação da saturação. Entretanto, a presença de ruído exigiu um crescimento da janela para a manutenção do erro em valores aceitáveis.

Novamente, os testes foram realizados com sinais gerados em EMTP, com frequência de amostragem de 1 MHz, acrescidos de WGN com SNR de 30 dB, submetidos posteriormente a filtragem *anti-aliasing* e, em seguida, à reamostragem a uma frequência de 2 kHz. Cabe aqui salientar as mesmas questões apontadas anteriormente, em relação à metodologia de geração dos sinais ruidosos utilizada pelos autores para realização dos testes, que envolveu uma decimação após a inserção do ruído (Apêndice B).

Santos et al (2013)

Os autores apresentam um método de detecção de saturação que tem como ponto de partida as funções diferenças do sinal de corrente secundária *del1*, *del2* e *del3*, definidas conforme Equações (3.2a-c). Entretanto, ao invés de detectar a saturação pela observação isolada das funções diferenças, como proposto anteriormente por Kang e Kang (2002), os autores inter-relacionaram a carga de informação contida em tais funções através dos planos cartesianos formados pelas amostras *del1 versus del2* e *del3 versus del2*. A detecção da saturação pode ser efetuada pela observação das distâncias euclidianas entre dois pontos consecutivos de cada um dos referidos planos, uma vez que estas ultrapassam determinados limiares no entorno dos pontos de início e fim da saturação. Os limiares propostos pelos autores são calculados em função das distâncias anteriores à ocorrência da saturação.

O método proposto foi implementado em MATLAB e testado com sinais gerados em EMTP e amostrados a uma frequência de 5760 Hz, equivalente a 96 amostras por ciclo para uma frequência de operação de 60 Hz. Os autores também investigaram a eficiência do método para o caso de sinais ruidosos, obtendo bons resultados para SNRs acima de 56 dB.

Shandong University of Science and technology (2012)

A transformada de Hilbert-Huang, ou *Hilbert-Huang transform* (HHT) é a base do método proposto nesta patente. A HHT é uma técnica de decomposição de sinais em tempo e frequência desenvolvida especialmente para análise de sinais não estacionários e não lineares. Ao contrário da decomposição de Fourier, que utiliza bases ortogonais definidas *a priori* (senoides parametrizadas em amplitude e frequência), a HHT utiliza funções de base definidas *a posteriori*, denominadas funções de modo intrínseco, ou *intrinsic mode functions* (IMFs).

As IMFs são extraídas empiricamente de um conjunto de dados do sinal, através de um método denominado decomposição empírica de modos, ou *empirical mode decomposition* (EMD). Uma vez obtidas as IMFs, uma análise espectral de Hilbert (ou *Hilbert spectral analysis* - HSA) pode ser realizada, calculando-se as frequências instantâneas das IMFs e representando o sinal através de uma distribuição de energia-tempo-frequência, denominada espectro de Hilbert (HUANG; LONG; SHEN, 1996).

O método de detecção baseia-se inicialmente em uma etapa prévia *off-line* de determinação das IMFs através do método EMD, utilizando um conjunto de dados anteriormente adquirido em condições reais de operação do TC. A partir daí, as IMFs são utilizadas para a efetuação da HSA do sinal atual, sendo calculadas as frequências instantâneas a cada nova amostra aquisitada. Por fim, uma lógica de comparação é instituída para determinar a ocorrência da saturação através da evolução temporal do espectro de Hilbert.

Os autores descrevem adicionalmente uma forma de implementação do método em hardware com uma frequência de amostragem de 4 kHz. O comportamento do método proposto na presença de ruído não é abordado no referido documento.

South China University of Technology (2013)

A patente em questão propõe um método de detecção de saturação que reúne ferramentas de WT e MM, com o objetivo de aperfeiçoar a imunidade ao ruído. Uma técnica para obtenção do gradiente morfológico do sinal de corrente, a cada amostra, baseado na teoria wavelet, gera um sinal de saída detalhado que contém informações sobre transientes do sinal original, porém com bastante interferência de ruído. Em seguida, são utilizados filtros morfológicos utilizando os operadores de dilatação e erosão, acompanhados da transformada morfológica *top-hat*, cuja saída corresponde a um sinal que destaca os pontos de início e fim de saturação pela ocorrência de picos de valor nestes pontos.

Os autores implementaram o método proposto em software e apresentaram bons resultados referentes a testes realizados com sinais gerados em EMTP, utilizando-se uma taxa de amostragem de 4 kHz. Entretanto, tais testes não contemplaram sinais contaminados por ruído. Além disso, deve-se considerar o elevado esforço computacional exigido pelas diversas etapas que envolvem o processo de detecção proposto.

Kang et al (2014)

Neste trabalho, a detecção da saturação é efetuada através de DWT, utilizando bancos de filtro de dois níveis e a *wavelet* Daubechies 2 (DB2). Entretanto, os autores inserem um filtro Butterworth de 2ª ordem passa-alta na saída do segundo nível de detalhe (após a primeira decimação), para destacar os picos do sinal resultante, que correspondem aos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. O método foi implementado em software e testado utilizando-se sinais gerados por EMTP, amostrados a uma frequência de 1920 Hz. Nenhuma menção à influência de ruído é abordada pelos autores.

Schettino et al (2014)

Este trabalho trata de um método derivativo de detecção de saturação, desenvolvido com o objetivo de lidar com sinais ruidosos de uma maneira mais eficaz que os métodos derivativos convencionais. Foi escolhido como ponto de partida um filtro desenvolvido por Lanczos (1956), que tem como principal característica o fato de ser um filtro derivativo de primeira ordem que atenua o ruído do sinal. Tal filtro ficou conhecido na comunidade científica como filtro diferenciador de Lanczos de baixo ruído (HAMMING, 1998). A partir daí, para acentuar os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas, foi criado o filtro cujos coeficientes são obtidos através da função primeira diferença do filtro de Lanczos de baixo ruído. A observação da saída deste filtro, quando a entrada corresponde ao sinal de corrente secundária, permite localizar com precisão os pontos de início e fim de saturação do TC.

Visando a elevação da robustez do método proposto em relação ao ruído, os autores desenvolveram também as equações para o cálculo do limiar mais adequado a ser utilizado no processo de detecção, em função da SNR e das características do filtro *anti-aliasing* utilizado no estágio anterior à conversão Analógico-Digital (A/D).

O sistema foi implementado em MATLAB e validado com sinais gerados em RTDS e posteriormente acrescidos de ruído com SNR de até 40 dB. Foi utilizada uma taxa de amostragem de 10 kHz e um filtro Butterworth de segunda ordem passa-baixa *anti-aliasing* com frequência de corte de 500 Hz. O método foi comparado com métodos baseados nas funções segunda e terceira diferença, tendo-se obtido avanços significativos em relação à imunidade ao ruído.

Chothani e Bhalja (2014)

Os autores definem um índice de detecção de saturação baseado na função quarta diferença da corrente secundária. Tal índice é calculado a cada nova amostra e comparado a um limiar para detectar os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. O limiar, por sua vez, adquire um caráter adaptativo, pois depende da amplitude da componente fundamental da corrente, que é estimada a cada nova amostra através de um algoritmo de Fourier. Além disso, os autores sugerem a introdução de um fator de segurança, dependente das características do filtro passa-baixa *anti-aliasing* utilizado, não sendo divulgada qual a forma de obtenção de tal fator. Uma vez detectadas as amostras pertencentes à região não saturada, é utilizado um algoritmo de estimação, baseado em transformada de Fourier modificada para trabalhar com janelas de tamanho reduzido, para efetuar a compensação da saturação.

O método foi inicialmente implementado em MATLAB com uma taxa de amostragem de 4 kHz, seguida de uma etapa de filtragem *anti-aliasing* com um filtro Butterworth passa-baixa com frequência de corte de 300 Hz. Foram realizados testes utilizando sinais gerados em EMTP e adicionados de ruído Gaussiano branco, com SNR de 20, 30 e 40 dB. Entretanto, os autores não informam em que taxa de amostragem tais sinais são gerados e tampouco se há decimação no processo posterior de aquisição do sinal ruidoso.

Por fim, foram efetuados testes de laboratório utilizando sinais de corrente secundária provenientes de TCs reais, induzidos à saturação. O método de detecção é comparado com a detecção via DWT proposta por Hong e Chang-Chian (2008), tendo sido relatados avanços significativos em relação a este método.

3.1.1. Comentários a respeito dos métodos de detecção abordados

Os métodos de detecção de saturação baseados em decomposições em tempo e frequência, como a WT e a HHT (LI; LI; AGGARWAL, 2002; HONG; CHANG-CHIAN, 2008; SHANDONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY, 2013; KANG et al, 2014) se mostram eficazes para sinais livres de ruído. Entretanto, a presença de ruído pode demandar detalhamentos mais apurados na decomposição, e um alto grau de esforço computacional pode advir desta necessidade. No trabalho de Schettino (2012), o método proposto por Li, Li e Aggarwal (2002), que se baseia na observação de picos no sinal do

primeiro nível de detalhe, foi testado e teve sua capacidade de detecção bastante prejudicada, considerando sinais de corrente secundária distorcida contaminados por WGN com SNR igual ou inferior a 50 dB. Os sinais correspondentes ao segundo e ao terceiro níveis de detalhe também foram analisados, constatando-se a necessidade de processamento adicional para efetuar a detecção da saturação por intermédio de tais sinais. O método de Kang et al (2014) propõe um filtro passa-alta para amplificar os picos do segundo nível de detalhe e acentuar a capacidade de detecção, mas a solução proposta deve potencializar a influência do ruído. Os demais métodos abordados, de Hong e Chang-Chian (2008) e Shandong University of Science and Technology (2013), envolvendo respectivamente WT e HHT, não fazem menção a disposições destinadas a mitigar a influência do ruído.

Segundo Hooshyar, Sanaye-Pasand e Davarpanah (2012), os métodos baseados na utilização e adaptação das ferramentas de MM para efetuar a detecção da saturação (LIN et al, 2006; LU; SMITH; WU, 2008; JI et al, 2011) são bastante influenciáveis pelo ruído. Para contrapor a esta influência, a solução encontrada por Lin et al (2006) adiciona esforço computacional elevado, comprometendo a viabilidade da utilização de tal método embarcado em relés de proteção numéricos. Os demais métodos de detecção baseados em MM, de Lu, Smith e Wu (2008) e Ji et al (2011), não contemplam a presença de ruído nem apresentam soluções destinadas a mitigar a sua influência. Ainda, o sistema misto que utiliza WT e MM proposto na patente depositada pela South China University of Technology (2013) também apresenta o inconveniente relacionado ao esforço computacional elevado.

Os métodos derivativos originalmente propostos (ASEA BROWN BOVERI AB, 1991; SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, 1997; YONG-CHEOL KANG; SANG-HEE KANG, 2002; KANG; KANG; CROSSLEY, 2003; KANG; OK; KANG, 2004) são bastante versáteis, no que diz respeito à independência em relação aos parâmetros elétricos, magnéticos e construtivos do TC, do SEP e do circuito de proteção, além de requererem baixos recursos de hardware. Entretanto, tais métodos são altamente influenciáveis pelo ruído presente no sinal de corrente secundária. No trabalho de Schettino (2012), foi demonstrado que as funções diferença (3.2a-c), utilizadas nos métodos derivativos em questão possuem uma característica inerentemente passa-alta, promovendo uma amplificação do ruído de alta frequência e comprometendo a utilização de tais métodos em sinais imersos em ruído elevado. Testes com as funções segunda e terceira diferença foram efetuados e a capacidade de detecção ficou amplamente prejudicada em sinais com SNR igual ou inferior a 50 dB.

O aperfeiçoamento nos métodos derivativos existentes, bem como a proposição de novos métodos derivativos, foram os focos de diversos trabalhos recentes. O sistema híbrido

proposto por Stachel e Schegner (2009) acrescenta etapas ao processo de detecção que elevam consideravelmente o esforço computacional. Já a proposta de Santos et al (2013) de inter-relacionar as funções diferença, apesar de promover um aperfeiçoamento no processo de detecção sem elevar consideravelmente o esforço computacional, obteve êxito para sinais com baixos níveis de ruído, não tendo alcançado, entretanto, um resultado efetivo para sinais com SNR inferior a 56 dB, segundo os resultados divulgados pelos próprios autores. Por fim, os métodos derivativos propostos por Schettino et al (2014) e Chothani e Bhalja (2014) parecem ser os que melhor se comportaram do ponto de vista do compromisso entre o esforço computacional, a imunidade ao ruído e a independência em relação aos parâmetros elétricos, magnéticos e construtivos do TC, do SEP e do circuito de proteção.

3.2. MÉTODOS DE COMPENSAÇÃO DA SATURAÇÃO

Os métodos de compensação dos efeitos causados pela saturação foram subdivididos, conforme explicitado anteriormente, em: métodos não estão atrelados a etapas prévias de detecção dos pontos de transição, uma vez que utilizam conjuntos de amostras do sinal de corrente independente da região a qual pertencem (saturada ou não saturada) e; métodos que necessitam do processo de detecção prévio, sendo estes últimos adicionalmente subdivididos de acordo com a localização das amostras do sinal de corrente a serem utilizadas (região saturada ou região não saturada).

3.2.1. Métodos que não estão atrelados a etapas prévias de detecção

Kang et al (1996) e Kang et al (1997)

Os autores propõe um método de compensação baseado no conhecimento prévio da curva do fluxo magnético *versus* corrente de magnetização do TC (equivalente à curva de excitação). Além disso, é necessário o conhecimento prévio da impedância do *burden* e da impedância do enrolamento secundário do TC. O sistema foi implementado em hardware e testado com base em simulações de saturação obtidas em EMTP. São utilizadas taxas de amostragem de 32, 64 e 128 amostras por ciclo. Para reduzir o ruído inerente ao EMTP, foi

introduzido um filtro *anti-aliasing* Butterworth de 2ª ordem. Os autores apontam para um aumento do erro na medida em que há uma redução da taxa de amostragem.

McGraw-Edison Company (1998)

A publicação patentária em questão confere propriedade industrial a um método e um equipamento para corrigir as distorções da corrente secundária de TCs operando em saturação, utilizando uma rede neural artificial (RNA). A RNA é treinada para obedecer à função de transferência inversa do núcleo do TC, ou seja, a RNA “aprende” as características não lineares do TC na etapa de treinamento e reconstrói a forma de onda distorcida da corrente secundária, baseada nas características aprendidas. Os autores utilizam 32 amostras de corrente distorcida pertencentes a uma janela de observação temporal, equivalente a um ciclo, como entrada da rede, produzindo uma saída igual ao valor instantâneo da corrente secundária já compensada. Na etapa de treinamento, são utilizados sinais gerados em EMTP, considerando um único conjunto de parâmetros do TC e uma série de situações de falta. A influência do ruído na eficiência do método e do equipamento propostos não é discutida neste trabalho.

Posteriormente, os mesmos inventores publicaram um artigo (YU et al, 2001) descrevendo a implementação em MATLAB do método proposto no documento patentário, apresentando os resultados obtidos em testes realizados com sinais gerados por EMTP. Novamente, não foi contemplada a influência do ruído na eficiência do método.

Saha et al (2001)

Os autores propõe uma solução de compensação, através de RNA, similar à proposta por Yu et al (2001). Adicionalmente, alguns estudos adicionais sobre a convergência do treinamento e o desempenho do método de compensação foram explanados, principalmente em relação à estrutura da rede e à quantidade de neurônios em cada camada.

Khorashadi-Zadeh e Sanaye-Pasand (2006)

Este método propõe a compensação da distorção da corrente secundária novamente utilizando uma RNA. Os autores geram um conjunto de treinamento mais amplo que os conjuntos utilizados nos trabalhos anteriormente descritos, de forma a melhor representar os diferentes parâmetros que influenciam na saturação do TC, como a constante de tempo, o ângulo de falta, o fluxo remanescente, o *burden* e a magnitude da corrente de falta. Entretanto, como nos métodos anteriormente discutidos, o modelo do TC utilizado no

EMTP para gerar os dados permaneceu inalterado na geração do conjunto de treinamento. Além disso, não foram feitas considerações acerca da influência do ruído na eficiência do método proposto.

Rebizant e Bejmert (2007)

Além de implementar um método de compensação da corrente secundária baseada em RNAs, similar aos outros métodos já apresentados que utilizam esta mesma técnica de inteligência computacional, os autores apresentam adicionalmente um algoritmo de evolução genética para otimizar a estrutura da RNA em relação aos resultados pretendidos. Novamente, o modelo do TC utilizado permaneceu fixo na geração de cada conjunto de treinamento e o ruído não foi considerado.

3.2.2. Métodos de compensação baseados em amostras da região saturada

Kang et al (2004)

O método de compensação proposto neste trabalho também se baseia no conhecimento prévio da curva do fluxo magnético x corrente de magnetização do TC, da impedância do *burden* e da impedância do enrolamento secundário do TC, como nos trabalhos anteriores de Kang et al (1996) e Kang et al (1997). Entretanto, os autores conseguiram tornar o método independente do fluxo remanescente ao introduzir uma etapa de detecção do início da saturação, através do método da segunda diferença, conforme descrito em Kang, Ok e Kang (2004). O processo de compensação inicia-se tão logo seja detectada a saturação, ou seja, dentro da região saturada. Assim sendo, o fluxo remanescente pode ser obtido da curva do fluxo magnético *versus* corrente de magnetização no ponto em que foi detectada a saturação. Um sistema de compensação foi implementado em hardware e testado com sinais gerados em EMTP, utilizando uma taxa de 64 amostras por ciclo e um filtro *anti-aliasing* Butterworth de 1ª ordem.

Hong e Chang-Chian (2008)

O método apresentado efetua a detecção da saturação através de DWT, com o objetivo de distinguir as regiões saturadas e não saturadas. A partir daí, um algoritmo baseado em inteligência artificial, que combina Lógica Fuzzy e nove RNAs, efetua a compensação da

saturação estimando a corrente secundária a cada nova amostra. O método foi implementado em MATLAB e em um FPGA (*field-programmable gate array*), a uma taxa de 128 amostras por ciclo, ocorrendo uma espécie de decimação na escolha dos dados de entrada do algoritmo de compensação, no intuito de melhorar a eficiência do processo de treinamento. Como nos outros métodos já expostos baseados em inteligência artificial, o conjunto de treinamento contempla uma ampla gama de parâmetros de falta, mas continua associado a um único modelo de TC. Os autores não fazem menção a possíveis alterações de desempenho do método por influência de ruído.

Lee, Yoo e Kang (2011)

Neste trabalho, a amplitude e a fase da componente fundamental CA da corrente de falta são estimadas com base na região saturada. O modelo não linear do TC é simplificado pela linearização da sua curva de excitação após o joelho, sendo que a inclinação da referida curva representa a indutância de magnetização. Com essa simplificação, é possível encontrar um modelo linear que relacione as amostras de corrente secundária pertencentes à região saturada e os parâmetros da curva de corrente na região saturada. A partir daí, tais parâmetros podem ser facilmente estimados utilizando a técnica LS. A detecção da saturação, necessária para distinguir as regiões saturadas e não saturadas da curva de corrente, é efetuada através do método da terceira diferença descrito em Kang, Ok e Kang (2004). Novamente, os autores não abordam a influência do ruído no trabalho, mitigando somente o ruído gerado pelo EMTP com um filtro *anti-aliasing* Butterworth passa-baixa de segunda ordem. A taxa de amostragem utilizada foi de 64 amostras por ciclo.

Pereira et al (2012)

O método apresentado é destinado a TCs com enrolamento terciário. A ideia é similar ao da patente japonesa de Iwasaki Fumio (2004), já abordada na Subseção 2.4.1. Entretanto, ao invés de construir um circuito para injetar no terciário uma corrente que se oponha ao fluxo e previna a saturação, como realizado na referida patente, o método em questão estima a corrente de excitação baseado na leitura da tensão do terciário e na sua integração no tempo. Posteriormente, a corrente de excitação é somada à corrente distorcida do secundário, obtendo-se uma forma de onda livre dos efeitos da saturação do núcleo do TC. Os autores realizaram testes em laboratório em um TC com enrolamento terciário, para dois tipos diferentes de *burden*, obtendo resultados satisfatórios.

3.2.3. Métodos de compensação baseados em amostras da região não saturada

Siemens Aktiengesellschaft (1997)

Esta patente revela um dispositivo cuja função é efetuar a correção da distorção do sinal corrente secundária, causado pela saturação do TC. Primeiramente, um conversor A/D faz a amostragem da corrente secundária do TC. Em seguida, um detector de saturação baseado no comportamento do gradiente do sinal da corrente secundária (equivalente à sua derivada primeira) encontra os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. Por fim, as amostras da corrente nas regiões saturadas são descartadas e substituídas por valores estimados por um filtro adaptativo LS, que utiliza as amostras de corrente pertencentes às regiões não saturadas e o modelo matemático do sinal de corrente nestas regiões para realizar a estimação. Desta forma, o sinal de corrente disponibilizado na saída do dispositivo encontra-se livre de distorções, podendo alimentar diretamente um dispositivo de proteção.

No referido documento são citadas implementações com taxas de amostragem de 1 kHz a 4 kHz, sendo definidas também as faixas correspondentes para os limiares utilizados no processo de detecção. Nenhuma menção à interferência do ruído é feita pelos inventores.

Pan, Vu e Hu (2004)

Os autores propõe um método para compensação dos efeitos da saturação que parte de dois pressupostos: primeiramente, que entre a ocorrência da falta e o início da primeira região saturada da curva de corrente há um intervalo de pelo menos $1/6$ de ciclo; em segundo lugar, que a cada ciclo exato após a ocorrência da falta há garantia de que o TC esteja operando na região não saturada por pelo menos mais $1/6$ de ciclo. Assim sendo, as amostras de corrente secundária, correspondentes a duas janelas temporais de $1/6$ de ciclo e separadas por um ciclo exato, são usadas para a estimação dos parâmetros fasoriais da corrente, através de técnica de estimação linear. O método foi implementado em MATLAB e testado através de sinais gerados por EMTP, com taxa de amostragem de 32 amostras por ciclo. Efeitos relacionados a ruído não foram considerados.

Wiszniewski, Rebizant e Schiel (2008)

O método desenvolvido utiliza amostras das regiões não saturadas para estimar a amplitude e a fase da componente CA da corrente secundária. São necessárias quatro amostras consecutivas anteriores ao início de uma região saturada, além do conhecimento da derivada de primeira ordem da função no ponto médio entre as amostras e da adoção de simplificações relacionadas à linearização, para estimar os parâmetros desejados. Opcionalmente, é descrito um método para corrigir até três amostras do sinal de corrente após a ocorrência da saturação, baseado no cálculo das derivadas de primeira, segunda e terceira ordem no ponto imediatamente anterior e na extrapolação através de série de Taylor. A extrapolação tem o objetivo de estender a região não saturada para os casos de saturação severa, na qual a região não saturada não possui amostras suficientes para viabilizar o processo de estimação.

A detecção dos pontos de início da saturação se dá através da análise do comportamento derivada terceira, da mesma forma como no método da terceira diferença descrito em Kang, Ok e Kang (2004). Os pontos de fim da saturação, por outro lado, são encontrados presumindo-se que a integração da curva de corrente ao longo da região saturada é proporcional ao incremento do fluxo magnético, que é igual a zero. Tal suposição, entretanto, desconsidera o fenômeno da histerese.

Foram realizados testes de desempenho do método através de simulações computacionais, com sinais isentos de ruído. Os autores ressaltam que a magnitude dos erros de compensação está diretamente relacionada à taxa de amostragem utilizada.

Stachel e Schegner, 2009

Neste trabalho, a estimação do fasor da componente CA da corrente de falta é efetuada utilizando amostras das regiões não saturadas, através de um processo de ajuste (*fitting*) da curva ao seu modelo matemático, utilizando técnicas de LS. Os autores utilizam o algoritmo de otimização de Levenberg-Marquardt, implementando-o em MATLAB. Entretanto, sua convergência está diretamente relacionada com o número de amostras disponíveis, além da qualidade dos valores iniciais escolhidos para os parâmetros e do nível de ruído presente no sinal de corrente.

Os autores efetuam a detecção da saturação em dois passos. Primeiramente, para a delimitação da faixa de tempo em que há regiões saturadas alternadas a regiões não saturadas, é utilizada a combinação do método da segunda diferença (KANG; OK; KANG, 2004) e do monitoramento da presença da 2ª harmônica, através de análise no domínio da frequência,

utilizando a transformada discreta de Fourier (ou *discrete Fourier transform*, DFT). Em seguida, para o encontro dos pontos exatos onde se iniciam as regiões saturadas é utilizada a comparação entre a estimação LS e o valor real da corrente secundária em cada amostra. Quando este valor ultrapassa certo limiar pré-estabelecido, encontra-se o ponto desejado. Por outro lado, os pontos onde as regiões saturadas terminam são associados aos pontos onde o fluxo magnético no núcleo atinge os valores mínimos locais, sendo tal fluxo estimado pela integração da corrente secundária, assim como proposto por Wiszniewski, Rebizant e Schiel (2008).

Nam et al (2009)

Os autores propõem um sistema híbrido para extrair a componente CC da corrente de falta e estimar os parâmetros da componente CA. Nos casos em que não ocorra saturação, é utilizado um método baseado em somas parciais. Por outro lado, quando a saturação é detectada, um algoritmo baseado em LS multi-estágio passa a ser utilizado para estimar o fasor da componente CA da corrente de falta, através de amostras do sinal de corrente de duas regiões não saturadas sucessivas, separadas por uma região saturada. O método de detecção de saturação utilizado para a delimitação das regiões saturadas e não saturadas é o da terceira diferença, desenvolvido por Kang, Ok e Kang (2004). O sistema é testado através de sinais de falta gerados em EMTP, amostrados a uma taxa de 3.840 Hz, equivalente a 64 amostras por ciclo, considerando a frequência da rede de 60 Hz. Para a atenuação do ruído proveniente do EMTP e prevenção dos erros relacionados à sobreposição de espectros (*aliasing*), foi introduzido um estágio inicial de filtragem passa-baixa através de um filtro Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 960 Hz.

Ji et al (2011)

Os autores apresentam um método multi-estágio para compensação da saturação, baseado nas amostras do sinal de corrente de regiões não saturadas. Primeiramente, a estimação dos parâmetros da componente CC da corrente de falta é realizada através da solução de um problema de otimização formulado no espaço de fases. Em seguida, a componente CC é removida do sinal e, por fim, a compensação da saturação é realizada em cada amostra da região saturada através de um algoritmo que ajusta a distância Euclidiana entre a referida amostra e uma amostra correspondente da região não saturada tomada como referência. Neste artigo, a detecção dos pontos de início e fim da saturação, para a delimitação das regiões saturadas e não saturadas, é efetuado através de um filtro morfológico multi-

escala. O método foi implementado em MATLAB e submetido a correntes de falta geradas também em MATLAB, tendo sido desconsiderada a presença de ruídos de qualquer natureza.

Schettino et al (2013)

Neste método, a detecção dos pontos de início e fim da saturação, para delimitação das regiões saturadas e não saturadas é efetuado através da função da terceira diferença de Kang, ok e Kang (2004). Uma vez isoladas as amostras do sinal de corrente da primeira região não saturada após a ocorrência da falta, o problema da estimação fasorial para compensação da saturação é resolvido através de estimadores lineares. Além disso, é desenvolvida uma técnica para a seleção de amostras da janela temporal, no intuito de encontrar a melhor relação entre a acurácia e o esforço computacional. O método foi implementado em MATLAB e testado com sinais gerados em RTDS, acrescidos de ruído com SNRs até 60 dB.

3.2.4. Comentários a respeito dos métodos de compensação abordados

Percebe-se que muitos dos métodos desenvolvidos (HONG; CHANG-CHIAN, 2008; KANG et al, 1996, 1997, 2004; KHORASHADI-ZADEH; SANAYE-PASAND, 2006; MCGRAW-EDISON COMPANY, 1998; REBIZANT; BEJMERT, 2007; SAHA et al, 2001) partem da premissa do conhecimento prévio de informações específicas e particulares a respeito das características do TC, como a curva de excitação, fluxo remanescente e impedância da bobina secundária, além de serem também influenciados pelo *burden*. Tais métodos apresentam uma grande limitação para implementação em escala comercial relacionada à capacidade de generalização, pois demandaria uma parametrização específica (ou treinamento específico, no caso das redes neurais e outras técnicas de inteligência computacional) para cada situação, além de alterações necessárias a cada alteração no *burden*. Uma solução para superar tal limitação foi apresentada por Lee, Yo e Kang (2011), no qual a impedância de magnetização é um parâmetro estimado pelo próprio método. Entretanto, isto só foi conseguido pela linearização da curva de excitação, o que, por outro lado, provoca erros inerentes à simplificação do modelo. Outra solução, proposta por Pereira et al (2012) sobrepõe o problema pela extração das informações do comportamento dinâmico do TC através do monitoramento da tensão no seu enrolamento terciário. Entretanto, TCs com

enrolamento terciário são incomuns e mais caros, tornado a aplicação do método demasiadamente particular.

Outras formas adotadas para realizar a compensação da saturação do TC isolam inicialmente as regiões não saturadas do sinal da corrente secundária. A partir daí, técnicas de processamento de sinais baseadas na teoria da estimação de parâmetros são aplicadas para extrair as informações necessárias do sinal considerando exclusivamente nas amostras das regiões não saturadas. A grande vantagem destes métodos de compensação de saturação reside no fato de que, nas regiões não saturadas o comportamento do TC é praticamente linear e, portanto, independente de suas características. Assim sendo, tais métodos tornam-se praticamente imunes às características do TC e demais fatores que influenciam na saturação. Por outro lado, outros problemas e limitações podem advir, dependendo da técnica utilizada para reconstruir o sinal de corrente. O Método proposto por Wiszniewski, Rebizant e Schiel (2008) é extremamente influenciado pelo ruído, uma vez que ele utiliza funções diferença para calcular as derivadas de primeira, segunda e terceira ordem, necessárias à extrapolação por série de Taylor. Os métodos de Pan, Vu e Hu (2004) e Nam et al (2009) podem necessitar de dados posteriores à primeira região saturada, podendo gerar atrasos indesejáveis na operação do relé, principalmente em Extra Alta Tensão (EAT), onde os sistemas de proteção devem tomar decisões em menos de um ciclo (HOOSHYAR; SANAYE-PASAND, 2012). Diversos outros métodos propostos (AJAEI et al, 2011; EL-NAGGAR; GILANY, 2007; HOOSHYAR; SANAYE-PASAND, 2012; JI et al, 2011; LI; LI; AGGARWAL, 2002; SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT, 1997; STACHEL; SCHEGNER, 2009; SCHETTINO et al, 2013) são baseados em técnicas de estimação LS, com o objetivo de estimar os parâmetros que melhor ajustem o sinal de corrente a um modelo matemático predeterminado. As variações entre os métodos propostos residem normalmente nos modelos matemáticos e nos tipos de algoritmos de estimação utilizados pelos autores. A análise do comportamento destes métodos em relação ao ruído foi, na maioria dos casos, desconsiderada. Além disso, nenhum autor considerou a influência de desvios de frequência de operação do SEP nos resultados obtidos.

3.3. RECURSOS DE HARDWARE DISPONÍVEIS

Além do conhecimento dos métodos de detecção e compensação de saturação que compõe o estado da arte, é também necessário conhecer alguns dos recursos de hardware atualmente disponíveis, uma vez que o objetivo da presente tese é desenvolver um método que seja implementável em dispositivos de proteção existentes. Assim sendo, foi realizado um levantamento acerca dos recursos de hardware dos relés e IEDs de alguns dos principais fabricantes mundiais (ABB, General Electric, Schweitzer e Siemens) a fim de auxiliar na confecção dos requisitos do projeto e tornar factível a implementação do algoritmo. Cabe salientar que esta Seção não objetiva delimitar o estado da arte dos dispositivos de proteção numéricos, visando tão somente apontar algumas das características presentes em dispositivos de mercado que apontem para a viabilidade de suportar algoritmos embarcados. Portanto, por simplificação, apenas recursos de hardware relevantes ao desenvolvimento da aplicação proposta neste trabalho foram abordados.

As arquiteturas dos relés variam de acordo com o fabricante, mas possuem diversos pontos em comum. A Figura 10, por exemplo, representa os módulos componentes dos relés da General Electric, da linha ALPS (Advanced Line ProtectionTM System), evidenciando as conexões externas e interconexões entre os módulos (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2004).

O módulo magnético (*magnetics module*) recebe as tensões e correntes oriundas dos TPs e TCs externos. Ele contém transdutores internos, responsáveis por converter tais tensões e correntes em valores compatíveis com o conversor A/D e outros circuitos microeletrônicos dos relés. A corrente, por exemplo, é convertida do padrão de entrada de 1 A ou 5 A para saídas da ordem de grandeza de miliamperes. Em alguns relés, a corrente é convertida em tensão, compatível com as entradas do conversor A/D. Além disso, o módulo magnético é responsável por promover o desacoplamento elétrico entre os circuitos externo e interno e também possui uma EEPROM (*electrically-erasable programmable read-only memory*) com informações pré-armazenadas de ganhos e calibrações. (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2004). Tradicionalmente, os relés microprocessados incorporam módulos magnéticos, nos quais podem ser utilizados acopladores lineares ou bobinas de Rogowski com esta finalidade, prevenindo o risco de saturação eletromagnética (SKENDZIC; HUGHES, 2013). Atualmente, o desacoplamento elétrico tem sido realizado por opto-acopladores.

Os sinais de tensão e corrente vindos do módulo magnético são então processados pelo módulo de processamento ANI (*analogical interface*), responsável por efetuar a aquisição e conversão A/D dos sinais, disponibilizando-os para os outros módulos de processamento do relé. A etapa de conversão A/D é precedida por estágio compreendendo um filtro *anti-aliasing* analógico passa-baixa, cujo principal objetivo é restringir a largura de banda do sinal original, eliminando a sobreposição de espectros durante a amostragem. Normalmente, para esta finalidade, é utilizado um filtro analógico Butterworth de segunda ordem (REBIZANT; WISZNIEWSKI; SZAFRAN, 2011).

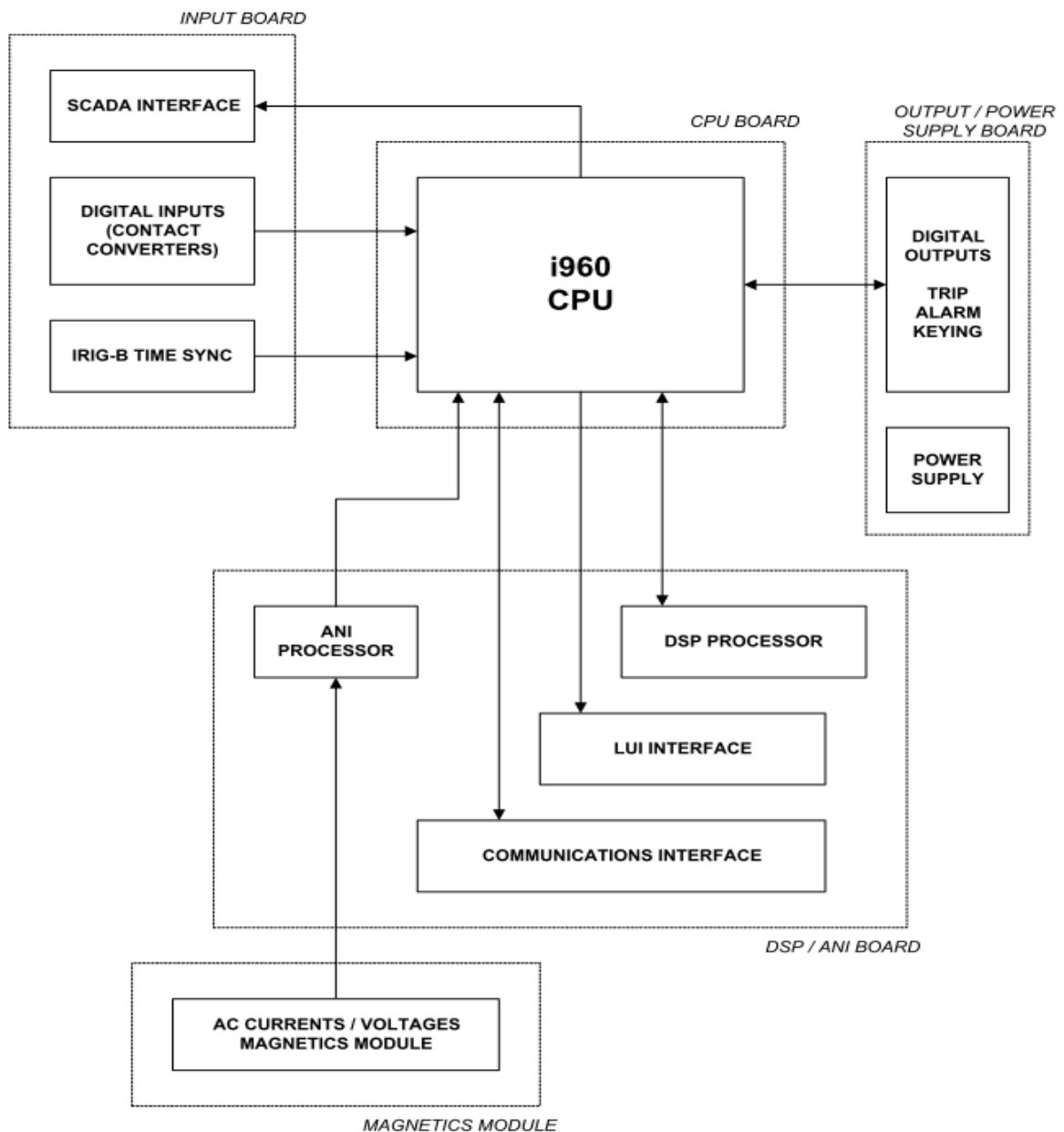


Figura 10 – Diagrama mostrando a interconexão entre os módulos dos relés ALPS, da GE.

Fonte: GENERAL ELECTRIC COMPANY (2004)

O módulo de processamento digital de sinais (*digital signal processing* – DSP) é o local onde é efetuada a maioria dos cálculos numéricos do relé. Ele normalmente é composto por um processador de sinais dedicado, além de toda a circuitaria de suporte, como memórias, portas lógicas e controladores. Ele também efetua os cálculos das transformadas de Fourier dos sinais digitalizados pelo módulo ANI, para transformá-los em grandezas fasoriais, disponibilizando os resultados nos barramentos de comunicação para serem utilizados pela lógica de proteção. As capacidades do processador de sinais e da memória utilizada dependem das funções incorporadas ao relé, variando de acordo com o fabricante e o modelo do equipamento. A título de exemplo, a linha ALPS da GE utiliza um DSP Texas TMS320C52 (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2004).

Por fim, o módulo de processamento principal é o responsável por operacionalizar todo o esquema lógico de proteção do relé, além de gerenciar os barramentos internos de dados e endereços e de coordenar as funções de comunicação, disparo, testes e alarmes, impressão, armazenamento de dados de falta e oscilografias, dentre outras. O módulo de processamento principal conta com uma CPU, além de memórias, controladores, barramentos e demais circuitos auxiliares. As capacidades de processamento, armazenamento e controle também dependem das funções incorporadas ao relé, e variam de acordo com o fabricante e o modelo do equipamento. A linha ALPS da GE, por exemplo, utiliza uma CPU intel 960, com arquitetura RISC (*reduced instruction set computer*) de 32 bits (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2004).

Devido ao principal foco do presente trabalho, que está relacionado ao desenvolvimento de um método de detecção e compensação da saturação que seja mais robusto à presença de ruído que os métodos existentes, duas características de hardware são fundamentais para a obtenção dos resultados: a filtragem *anti-aliasing* e a taxa de amostragem. O filtro passa-baixa *anti-aliasing* comumente presente nos dispositivos de proteção produz um efeito de atenuar a energia do ruído e a presença de componentes harmônicas na etapa de aquisição dos sinais, contribuindo para melhorar consideravelmente tanto os processos de detecção quanto o de estimação. Por outro lado, a taxa de amostragem tende a influenciar diretamente no desempenho dos métodos de compensação de saturação. O aumento da taxa de amostragem conduz ao aumento da resolução temporal da janela de observação, produzindo uma redução nos erros de estimação comumente associados aos métodos de compensação de saturação existentes (EL-NAGGAR; GILANY, 2007; KANG et al, 1996, 1997; WISZNIEWSKI; REBIZANT; SCHIEL, 2008).

A Figura 11 mostra o diagrama de blocos da aquisição de sinais do relé de proteção de sobrecorrente SIPROTEC 5 da Siemens (SIEMENS ATIENGESELLSCHAFT, 2013).

O processo de aquisição de sinais começa com um filtro *anti-aliasing* passa-baixa acompanhado de um conversor A/D sigma-delta de 24 bits, que utiliza uma frequência de amostragem de 16 kHz, equivalente a 320 amostras por ciclo para uma frequência de operação do sistema de 50 Hz. A partir daí, os sinais de tensão e corrente amostrados passam por uma etapa de correção, na qual são ajustadas amplitude, fase e constante de tempo dos transdutores internos. Em seguida, os sinais são reamostrados a 8 kHz, sendo esta a frequência de amostragem básica a que se referem diversos processos, como o cálculo dos valores eficazes e a gravação das faltas. Entretanto, para a maioria das aplicações de proteção, frequências de amostragem bem inferiores são suficientes (por exemplo, 20 amostras por ciclo de 50 Hz, ou 1 kHz). Nestes casos, o relé realiza reamostragens das grandezas envolvidas. O objetivo principal das reamostragens é reduzir o esforço computacional do processamento paralelo das aplicações sem perder a acurácia dos cálculos (SIEMENS ATIENGESELLSCHAFT, 2013).

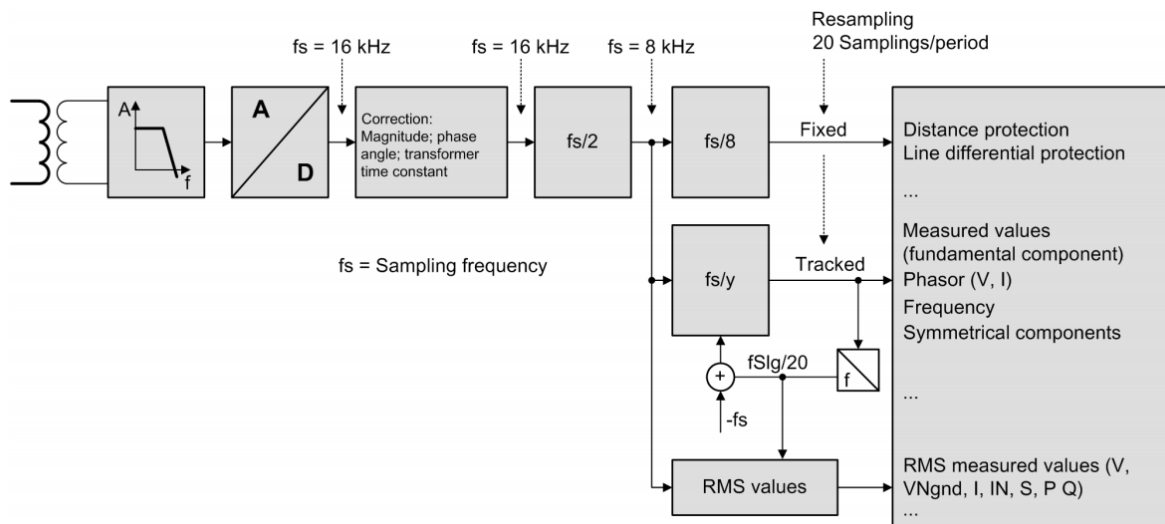


Figura 11 - aquisição de sinais do relé Siemens SIPROTEC 5

Fonte: SIEMENS ATIENGESELLSCHAFT (2013)

Existem, no mercado, dispositivos de proteção com as mais variadas taxas de amostragem para aquisição de sinais de tensão e corrente. O constante avanço dos conversores A/D e dos processadores de sinais têm possibilitado taxas de amostragens cada vez mais elevadas. Entretanto, os fabricantes sempre procuram otimizar a relação entre a

necessidade de taxa de amostragem e o esforço computacional, por questões de custos. Certas funções de proteção e monitoramento, como as destinadas a estimações e a tomada de decisões em meio à ocorrência de transientes, exigem altas taxas de amostragem. Outras funções utilizam algoritmos que respondem bem mesmo a baixas taxas de amostragem.

Os sistemas de proteção da Schweitzer, modelos SEL-351A e SEL-311C, fazem a aquisição das tensões e correntes a uma taxa de 128 amostras por ciclo, após a etapa inicial de filtragem com filtro passa-baixa com frequência de corte de 3 kHz e atenuação de 3 dB. Após, a aquisição, os sinais podem ser reamostrados até a taxa mínima de 16 amostras por ciclo, dependendo da necessidade do algoritmo a ser executado. Já os sistemas de proteção, controle e automação do mesmo fabricante, modelos SEL-421, SEL-451-5, SEL-411L fazem a aquisição dos sinais à taxa de 8 kHz, equivalente a 160 amostras por ciclo a uma frequência de operação de 50 Hz, e possuem o mesmo filtro *anti-aliasing* anterior. Estes modelos também utilizam o recurso da reamostragem para reduzir o esforço computacional, de acordo com cada função de proteção incorporada. O relé modelo SEL-751A, do mesmo fabricante, específico para proteção de alimentadores, faz a aquisição dos sinais a uma taxa de 16 amostras por ciclo do SEP, executando as lógicas de proteção de sobrecorrente (instantânea e de tempo-inverso), subtensão e sobretensão sem reamostragem (SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC, 2000, 2007, 2009, 2010, 2011a, 2011b).

A ABB possui uma vasta gama de dispositivos de proteção, desde os de uso específico até modelos multifuncionais mais sofisticados, classificados como IEDs, destinados à proteção e controle de sistemas de geração, transmissão e sub-transmissão. O relé de sub/sobretensão modelo RXEDK 2H faz a aquisição dos sinais a uma frequência de 1 kHz, ou 20 amostras por ciclo de 50 Hz. O relé de proteção diferencial de corrente modelo LCB II, a aquisição é realizada a 3.4 kHz, correspondendo à 68 amostras por ciclo. Já a linha Relion® de IEDs da ABB, família 650, faz a aquisição dos sinais a uma taxa de 200 amostras por ciclo do SEP, enquanto a família 670 utiliza uma taxa de amostragem de 240 amostras por ciclo (ABB INC, 1997, 2002, 2014).

Nos relés da General Electric, da linha ALPS, os sinais de tensão e corrente são adquiridos a uma taxa de 64 amostras por ciclo do SEP. A mesma taxa de amostragem é utilizada no sistema de proteção de distância modelo D30. Já no modelo D90^{Plus}, a taxa de amostragem é de 256 amostras por ciclo do SEP, sendo que o recurso da reamostragem adaptada às necessidades dos algoritmos de proteção também está presente neste dispositivo (GENERAL ELECTRIC COMPANY, 2004, 2013a, 2013b).

Por fim, cabe salientar que os dispositivos de proteção mais modernos possuem formas de compensação de erros produzidos por desvios ocorridos na frequência de operação do SEP. As duas maneiras mais comuns para solucionar esta questão são:

- Reamostragem com frequência variável – Neste caso, a frequência de operação do SEP é rastreada e a reamostragem dos sinais é efetuada a uma frequência variável, que é um múltiplo inteiro predeterminado da frequência atualizada do SEP. Desta forma, o número de amostras por ciclo mantém-se constante, não ocorrendo erros relevantes relacionados ao desvio de frequência.
- Reamostragem com frequência fixa – Neste caso, a reamostragem do sinal é efetuada a uma frequência fixa que é um múltiplo inteiro da frequência nominal do SEP. Caso haja desvio na frequência do SEP, o número de amostras por ciclo deixa de ser um múltiplo inteiro da frequência real atual do SEP. Esta, por sua vez, é estimada e os coeficientes dos filtros de estimação são corrigidos em função do valor encontrado, para compensar os erros produzidos pela amostragem.

A escolha do método de mitigação dos efeitos causados pelos desvios de frequência do SEP a ser utilizado depende do fabricante e do modelo do dispositivo de proteção, estando também relacionada com a melhor relação entre a solução adotada e o esforço computacional necessário.

O relé de sobrecorrente SIPROTEC 5 da Siemens, por exemplo, possui um sistema misto de mitigação dos efeitos causados pelos desvios de frequência do SEP. Podem ser utilizadas a reamostragem com frequência variável ou fixa, dependendo da aplicação. Na reamostragem com frequência variável, a frequência de operação do SEP é rastreada em qualquer valor situado entre 10 e 80 Hz, enquanto a correção dos coeficientes dos filtros é realizada para desvios de até ± 5 Hz na frequência do SEP (SIEMENS ATIENGESELLSCHAFT, 2013). Já os relés da Schweitzer modelos SEL-351A, SEL-311C, SEL-421, SEL-451-5, SEL-411L adotam o sistema de reamostragem com frequência variável, efetuando o rastreamento da frequência do SEP entre 40 e 65 Hz, enquanto o modelo SEP-751A efetua o rastreamento entre 20 e 70 Hz (SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC, 2000, 2007, 2009, 2010, 2011a, 2011b).

4. MÉTODO DE DETECÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC

Neste capítulo, um novo método para detecção da saturação de TCs é desenvolvido. Tendo em vista a análise das qualidades e deficiências da vasta relação de métodos existentes apresentada no capítulo 3, é desejável que o método proposto apresente as seguintes características básicas:

- 1) Independência em relação aos parâmetros elétricos, magnéticos e construtivos do TC, do SEP e do circuito de proteção.

Para que o método de detecção de saturação seja versátil, é desejável que ele não seja influenciado pelas características do TC, como a curva de magnetização, a impedância do enrolamento secundário e o fluxo remanescente, uma vez que tais características são particulares de cada TC e das condições de falta nas quais ele é submetido. Além disso, o método de detecção não deve ser influenciado pelas características inerentes ao SEP, como o nível de corrente de falta, a constante de tempo de decaimento da componente CC, a impedância vista até o ponto de falta e o ângulo de incidência de falta, nem pelas características do circuito de proteção, como a impedância equivalente dos dispositivos de proteção conectados ao TC (*burden*). Métodos independentes das variáveis acima mencionadas dispensam ou, ao menos, minimizam etapas de configuração e parametrização prévias, sendo mais estáveis em relação às mudanças que podem posteriormente ocorrer no sistema.

- 2) Imunidade ao ruído

A presença de ruído deve ser uma preocupação constante na concepção de métodos, algoritmos e sistemas baseados em processamento de sinais. No caso em questão, é importante considerar que o ruído está presente em todos os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Além do ruído oriundo do SEP, é importante considerar que as subestações, onde normalmente estão localizados os circuitos auxiliares de proteção e medição, são ambientes extremamente propícios a interferências eletromagnéticas causadas pela operação dos dispositivos de chaveamento e manobra de alta potência (SINGH, 2009). A maioria dos relés de proteção numéricos utiliza um filtro passa-baixa analógico *anti-aliasing* como etapa

prévia à de aquisição e digitalização dos sinais (REBIZANT; WISZNIEWSKI; SZAFRAN, 2011). Tal filtragem produz o efeito secundário de atenuar o ruído e a presença de componentes harmônicas de ordem elevada nos sinais elétricos aquisitados. Entretanto, dependendo do nível de ruído existente, a etapa prévia de filtragem não é suficiente para eliminar a interferência do ruído nos resultados dos algoritmos implementados nos relés. Assim sendo, é desejável que o método de detecção de saturação possua imunidade considerável ao ruído, para que os resultados da detecção sejam confiáveis mesmo em condições desfavoráveis propiciadas por níveis elevados de ruído.

3) Esforço computacional reduzido

Um contraponto normalmente associado às duas características acima mencionadas é o esforço computacional. Via de regra, quanto mais robusto é o método, seja em relação ao ruído ou em relação à independência aos parâmetros elétricos, magnéticos e construtivos do TC, do SEP e do circuito de proteção, mais recursos de hardware são consumidos. Os recursos necessários podem ser desde taxas de amostragem mais elevadas até cálculos mais complexos envolvendo janelas de dados maiores, o que pode inviabilizar a implementação prática do método, em tempo real, nos dispositivos de proteção. Portanto, o método de detecção de saturação proposto deve procurar o melhor compromisso entre o esforço computacional e a robustez desejada.

A Seção seguinte apresenta a fundamentação matemática do filtro de Lanczos de baixo ruído (LANCZOS, 1956) e da sua aplicação na detecção da saturação dos TCs. A fundamentação apresentada é importante para a compreensão dos alicerces que embasam o novo método de detecção proposto no presente trabalho que, por sua vez, é apresentado em sequência.

4.1. MÉTODO DA FUNÇÃO PRIMEIRA DIFERENÇA DO FILTRO DE LANCZOS DE BAIXO RUÍDO

O método de detecção de saturação do TC através da função primeira diferença do Filtro de Lanczos de baixo ruído trata-se de um método derivativo proposto por Schettino et

al (2014). O objetivo do método foi desenvolver uma técnica de detecção que fosse mais robusta em relação à presença de ruído no sinal de corrente secundária do que os métodos derivativos tradicionais, que utilizam as funções diferença definidas em (3.2a-c). Todo o desenvolvimento foi baseado em uma técnica de interpolação polinomial para funções discretas, proposta por Lanczos (1956). A técnica de Lanczos endereçou-se inicialmente ao setor de aviação, de forma a solucionar o seguinte problema:

Dado um conjunto de medições da posição de uma aeronave em intervalos constantes de tempo, corrompidas por “ruído” devido às imprecisões dos instrumentos e erros inerentes ao processo de medição, como estimar sua posição, velocidade e aceleração nestes pontos de uma forma mais precisa?

Uma das soluções propostas por Lanczos (1956) foi a seguinte:

Seja o vetor \mathbf{y} , composto por $2N+1$ elementos que representam as posições medidas

$$\mathbf{y} = [y_{-N} \quad y_{-N+1} \quad \dots \quad y_{-1} \quad y_0 \quad y_1 \quad \dots \quad y_{N-1} \quad y_N]^T \quad (4.1)$$

sequencialmente, em intervalos de tempo constantes, formando uma janela temporal de amostras discretas representado pelo vetor

$$\mathbf{x} = [-N \quad -N+1 \quad \dots \quad -1 \quad 0 \quad 1 \quad \dots \quad N-1 \quad N]. \quad (4.2)$$

O objetivo inicial é encontrar um valor estimado da posição no instante zero, denominado \hat{y}_0 , que represente melhor a posição real da aeronave do que o valor medido y_0 . Tal estimativa é efetuada levando-se em consideração as informações contidas nas $2N$ posições medidas no entorno de y_0 .

A técnica é simples e consiste em encontrar um polinômio $f(x)$, de grau $m=2N-1$, que passe pelos $2N$ pontos da vizinhança de y_0 . Uma vez conhecido tal polinômio, o valor desejado pode ser estimado da seguinte forma:

$$\hat{y}_0 = f(0). \quad (4.3)$$

A Figura 12 auxilia na interpretação gráfica do método de interpolação polinomial proposto por Lanczos. Nela são mostrados, a título de exemplo, o vetor de observações

$$\mathbf{y} = [1 \quad 2 \quad 1.5 \quad 1 \quad 0.5 \quad 1 \quad 2], \quad (4.4)$$

(pontos destacados em azul), bem como o polinômio (linha cheia em vermelho) de quinto grau ($m = 5$) que passa pelos 6 pontos da vizinhança do ponto central da janela. Além disso, o ponto destacado em preto corresponde ao valor de \hat{y}_0 a ser estimado pela técnica proposta por Lanczos.

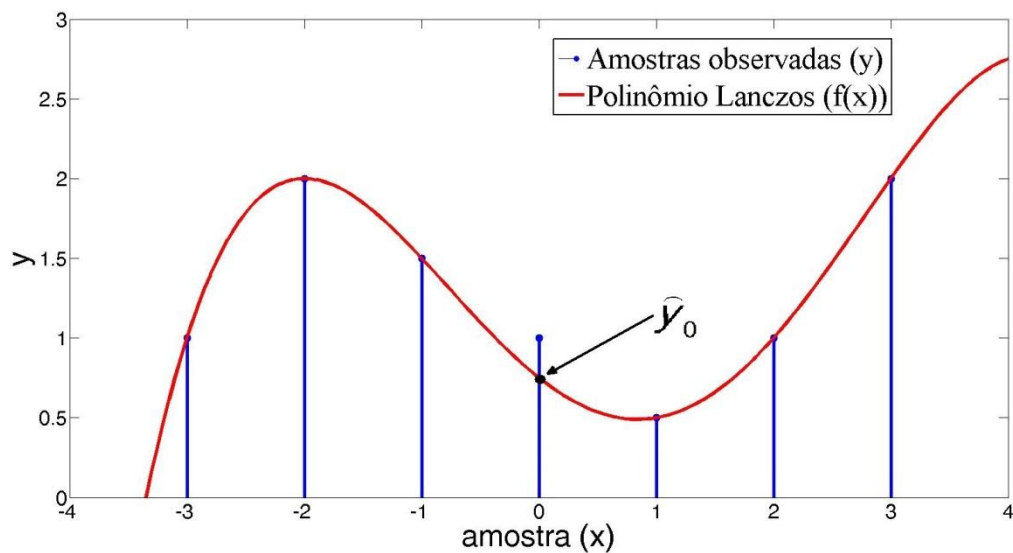


Figura 12 – Técnica de interpolação polinomial proposta por Lanczos

O desenvolvimento analítico da técnica de interpolação polinomial de Lanczos é efetuado a seguir. Seja

$$\mathbf{c} = [c_0 \quad c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_m]^T \quad (4.5)$$

o vetor formado pelos $m + 1$ coeficientes do polinômio $f(x)$, de tal forma que

$$f(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_mx^m. \quad (4.6)$$

Tais coeficientes podem ser encontrados aplicando ao polinômio a condição de passagem pelos pontos do entorno de y_0 , ou seja:

$$\begin{aligned}
 f(-N) &= c_0 - Nc_1 + N^2c_2 - \dots + (-1)^m N^m c_m = y_{-N} \\
 f(-N+1) &= c_0 - (N-1)c_1 + (N-2)^2c_2 - \dots + (-1)^m (N-1)^m c_m = y_{-N+1} \\
 &\dots \\
 f(-1) &= c_0 - c_1 + c_2 - \dots + (-1)^m c_m = y_{-1} \\
 f(1) &= c_0 + c_1 + c_2 + \dots + c_m = y_1 \\
 &\dots \\
 f(N-1) &= c_0 + (N-1)c_1 + (N-1)^2c_2 + \dots + (N-1)^m c_m = y_{N-1} \\
 f(N) &= c_0 + Nc_1 + N^2c_2 + \dots + N^m c_m = y_N .
 \end{aligned}$$

O conjunto de anterior de equações pode ser escrito matricialmente, na forma

$$\mathbf{L} \cdot \mathbf{c} = \mathbf{y}_L \quad (4.7)$$

sendo \mathbf{y}_L o vetor contendo os elementos de \mathbf{y} , excetuando-se y_0 , e sendo

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 1 & -N & N^2 & \dots & (-1)^m N^m \\ 1 & -(N-1) & (N-1)^2 & \dots & (-1)^m (N-1)^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & -1 & 1 & \dots & (-1)^m \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & (N-1) & (N-1)^2 & \dots & (N-1)^m \\ 1 & N & N^2 & \dots & N^m \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

uma matriz cuja lei de formação dos termos só depende do número de pontos N tomados à esquerda e à direita do ponto que se deseja estimar (deve-se notar que o grau m do polinômio também é definido em função de N).

Os coeficientes do polinômio $f(x)$ podem ser obtidos explicitando \mathbf{c} em (4.7), resultando na expressão

$$\mathbf{c} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{y}_L. \quad (4.9)$$

Finalmente, o valor estimado da posição no instante zero pode ser encontrado de (4.3) e (4.8) e (4.9), resultando

$$\hat{y}_0 = f(0) = c_0. \quad (4.10)$$

Analogamente, a velocidade instantânea da aeronave no ponto de interesse (\hat{v}_0) pode ser estimada pela derivada primeira do polinômio no referido ponto, ou seja,

$$\hat{v}_0 = f'(0) = c_1, \quad (4.11)$$

enquanto a aceleração instantânea (\hat{a}_0) pode ser estimada pela sua derivada segunda no mesmo ponto,

$$\hat{a}_0 = f''(0) = 2.c_2. \quad (4.12)$$

Generalizando, o valor da derivada de qualquer ordem q (sendo $q \leq m$) da função $f(x)$ no ponto de interesse está ligado ao coeficiente c_q da seguinte forma:

$$f^q(0) = \left(\frac{d^q}{dx^q} \cdot f(x) \right)_{x=0} = q! \cdot c_q. \quad (4.13)$$

Uma conotação mais ampla pode ser dada a esta questão, do ponto de vista dos filtros digitais. Pode-se notar, pela Equação (4.9), que cada coeficiente do polinômio corresponde a uma combinação linear dos elementos de \mathbf{y}_L , na qual os pesos correspondem às linhas da matriz \mathbf{L}^{-1} que, por sua vez, só dependem da quantidade de elementos de \mathbf{y}_L . Em outras palavras, o valor de um elemento de uma sequência de amostras em um ponto de interesse pode ser estimado pela passagem de $2N$ amostras vizinhas simétricas (ou seja, N à esquerda e N à direita do ponto de interesse) por um filtro FIR (*finite impulse response*) de

ordem $2N$ de coeficientes constantes. O mesmo raciocínio pode ser estendido para a estimação da derivada de qualquer ordem, menor ou igual a $2N$, no ponto de interesse.

Os coeficientes de cada um dos filtros FIR correspondem a cada uma das linhas da matriz \mathbf{L}^{-1} , dependendo de qual grandeza se deseja estimar (a função ou alguma de suas derivadas) no ponto de interesse. Deve-se observar que este filtro é não causal, uma vez que ele utiliza N amostras da vizinhança à direita do ponto de interesse. Entretanto, nas situações em que o atraso não é crítico, um mero deslocamento temporal equivalente ao tempo para aquisição de N amostras pode possibilitar a sua implementação causal.

A principal característica dos filtros acima é a de atenuar o ruído inerente às medições. Por este motivo, esta família de filtros ficou conhecida como filtros de Lanczos de baixo ruído (HAMMING, 1998). Eles podem ser aplicados a um sinal ruidoso, continuamente a cada nova amostra, para obter um efeito de suavização (*smoothing*) ou para obter um sinal correspondente a alguma de suas derivadas (filtros diferenciadores), dependendo da linha de \mathbf{L}^{-1} utilizada como coeficientes do filtro.

A título exemplificativo, filtros FIR de Lanczos de quarta ordem podem ser obtidos diretamente de (4.5), fazendo $N = 2$ e $m = 2N - 1 = 3$, obtendo-se

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 4 & -8 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

e, conseqüentemente,

$$\mathbf{L}^{-1} = \frac{1}{12} \cdot \begin{bmatrix} -2 & 8 & 8 & -2 \\ 1 & -8 & 8 & -1 \\ 2 & -2 & -2 & 2 \\ -1 & 2 & -2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

A segunda linha da matriz \mathbf{L}^{-1} revela os coeficientes do filtro diferenciador de Lanczos de baixo ruído que foi a base do trabalho de Schettino et al (2014) na concepção do método de detecção da saturação do TC. A passagem do sinal de corrente secundária $i_s[\bullet]$ pelo filtro diferenciador de Lanczos, desconsiderando a normalização e promovendo o deslocamento temporal para assegurar a causalidade, origina um sinal (*lanczos*[\bullet]), descrito por

$$lanczos[n] = -i_s[n] + 8i_s[n-1] - 8i_s[n-3] + i_s[n-4], \quad (4.16)$$

sendo n o índice das amostras.

Ainda, para intensificar a descontinuidade na derivada do sinal da corrente nos pontos de início e fim de saturação, foi criada a função primeira diferença do filtro de Lanczos ($dellan[\bullet]$) definida por:

$$dellan[n] = lanczos[n-1] - lanczos[n] \quad (4.17)$$

que, em função do sinal da corrente secundária, leva a

$$dellan[n] = i_s[n] - 9i_s[n-1] + 8i_s[n-2] + 8i_s[n-3] - 9i_s[n-4] + i_s[n-5]. \quad (4.18)$$

Em Schettino et al (2014) foi demonstrado que a função representada por (4.18) é capaz de detectar com precisão os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas do sinal da corrente secundária. A Figura 13 ilustra o processo de detecção através de $dellan$, além de sua comparação com as funções segunda e terceira diferença definidas em (3.2b) e (3.2c), respectivamente. A Figura 13(a) mostra um sinal de corrente secundária distorcido por saturação do TC (linha cheia) gerada pelo simulador de TC baseado no modelo do IEEE PSRC implementado em MATLAB (Apêndice A), acrescida de WGN com SNR de 50 dB e submetida a uma etapa prévia de filtragem *anti-aliasing* passa-baixa Butterworth de segunda ordem. Foi adotada uma taxa de amostragem de 200 amostras por ciclo, equivalente a frequência de amostragem de 12 kHz para a frequência de operação de 60 Hz. Simulou-se a ocorrência de uma falta ao final do primeiro ciclo (amostra nº 200), o que elevou a amplitude da componente CA da corrente do primário (linha tracejada vermelha) de 1 pu para 20 pu ($I_{base} = 300\sqrt{2}A$). Considerou-se o caso de maior assimetria ($\alpha = \pi/2$), com $\tau = 16.67$ ms e $\omega = 377$ rad/s, conforme Equação (1.2). A frequência de corte do filtro Butterworth foi fixada em 600 Hz. A Figura 13(b) mostra o comportamento da função $dellan$. Observa-se, com o auxílio das linhas tracejadas verticais, que $dellan$ apresenta picos correspondentes aos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas da corrente secundária. Além disso, a Figura 13(c) e a Figura 13(d) indicam que a função primeira diferença do filtro de Lanczos possui imunidade ao ruído maior que as funções diferença tradicionais.

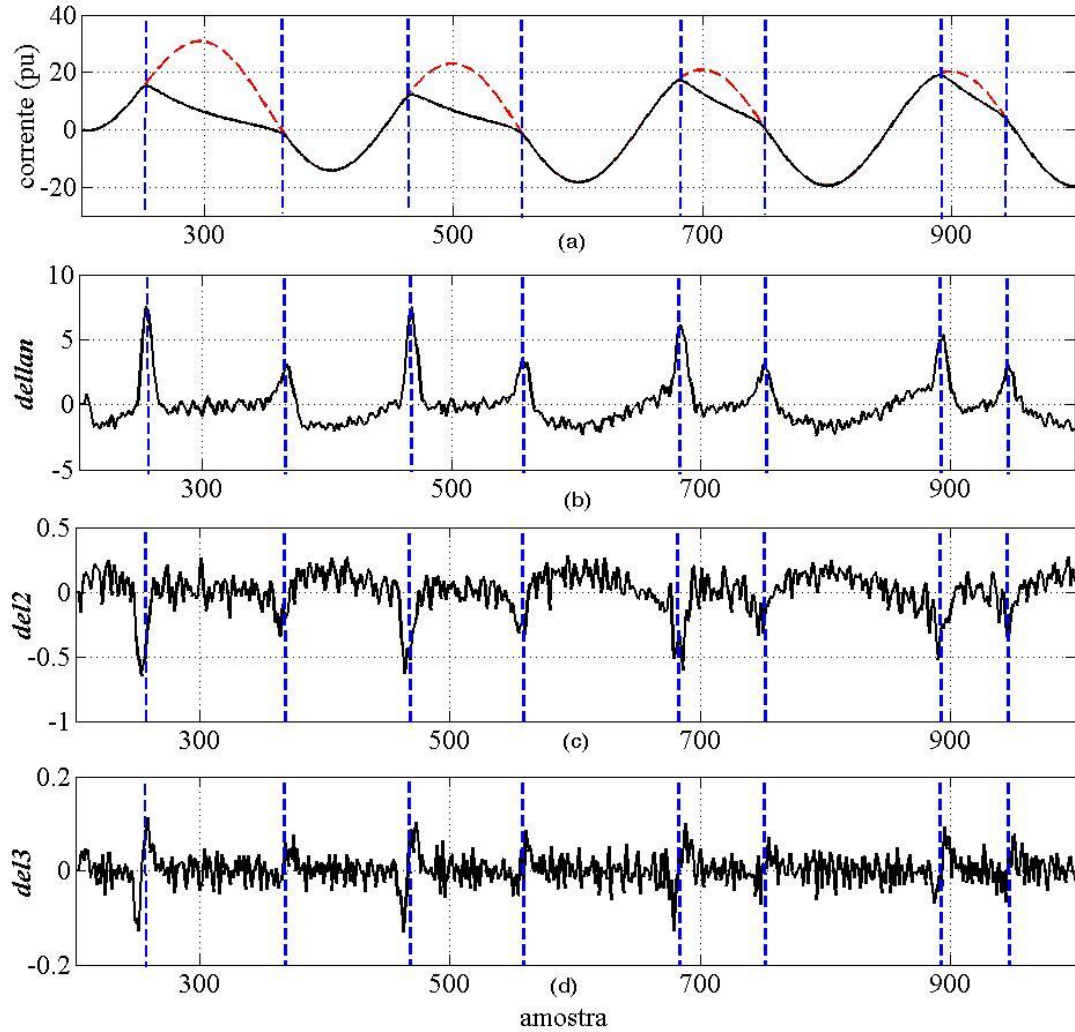


Figura 13 – Comparação entre as funções para sinais ruidosos

(a) corrente secundária distorcida acrescida de ruído, (b) função 1ª diferença do filtro de Lanczos, (c) função 2ª diferença, (d) função 3ª diferença.

Fonte: SCHETTINO et al (2014), MODIFICADO PELO AUTOR

Para viabilizar o processo de detecção foram desenvolvidas equações para o limiar (Tsh_L) e para o fator de margem (k_L), sendo este responsável por conferir adaptabilidade ao limiar ao levar em consideração a SNR do sinal. Foram obtidas as expressões

$$Tsh_L = 0,0118 \cdot k_L \cdot I_{sf \max} \quad (4.19)$$

e

$$k_L = 1 + 103,8 \cdot 10^{\frac{20}{SNR}} \cdot \sqrt{\Delta} \quad (4.20)$$

sendo $I_{sf\ max}$ a amplitude da componente CA da corrente de falta secundária e o valor de Δ está relacionado à atenuação do ruído promovido pelo filtro *anti-aliasing* passa-baixa. As demonstrações de (4.19) e (4.20), bem como os passos para o cálculo de Δ foram detalhadamente descritos em Schettino (2012) e Schettino et al (2014).

O método de detecção da saturação do TC através da função primeira diferença do filtro de Lanczos auxilia na compreensão do novo método desenvolvido no presente trabalho, na Seção a seguir.

4.2. NOVO MÉTODO DE DETECÇÃO DE SATURAÇÃO PROPOSTO

Nesta Seção, é apresentado o novo método de detecção de saturação de TCs, baseado no conceito de filtros derivativos, particularmente no filtro derivativo de segunda ordem de Savitzky-Golay. Para melhor entendimento, serão inicialmente introduzidas as técnicas de suavização e diferenciação de dados propostas por Savitzky e Golay (1964) e, em sequência, será apresentado o método de detecção proposto.

4.2.1. Os filtros de Savitzky-Golay

Uma técnica de suavização e diferenciação de dados obtidos experimentalmente e contaminados por ruído, através de interpolação polinomial, utilizando o conceito de mínimos quadrados (*least squares* - LS), foi apresentada por Savitzky e Golay (1964). O intuito inicial dos autores foi apresentar uma ferramenta de análise de dados na área da química analítica destinada à implementação nos, à época emergentes, computadores digitais. Embora o trabalho de Savitzky e Golay tenha sido considerado um "divisor de águas" na área de química analítica computacional, tendo sido eleito, pelos editores da revista *Analytical Chemistry*, o quinto mais importante artigo já publicado na revista (RIORDON; ZUBRITSKY; NEWMAN, 2000), a sua aplicação em outras áreas de processamento digital de sinais, segundo Schafer (2011), ainda é surpreendentemente incipiente. Para corroborar,

foram realizadas pesquisas na base de artigos do IEEE e na base de patentes da EPO, e as aplicações das técnicas de suavização e diferenciação de Savitzky-Golay encontradas remetem, via de regra, às áreas de processamento de imagens, biomedicina e química. Praticamente nada ainda foi produzido nas áreas de qualidade de energia, proteção e instrumentação relacionadas a Sistemas Elétricos de Potência.

O método LS teve a sua origem no início do século XIX, em estudos de Gauss e Legendre que, de forma independente, desenvolveram um método universal para tratar dados contaminados por imprecisões, baseados puramente em argumentações matemáticas. O método LS tornou-se posteriormente um dos mais importantes pilares da estatística e, além disso, mostrou-se estar em consonância e harmonia com a concepção dos fenômenos físicos (LANCZOS, 1956). Savitzky e Golay sistematizaram o uso do LS e da interpolação polinomial na análise de dados experimentais formulando o problema genérico como se segue:

Seja \mathbf{y} o vetor representativo de um conjunto de $2N+1$ valores consecutivos, oriundos da observação de um experimento, afetados por ruído, tal como definido anteriormente em (4.1) e seja $f(x)$ um polinômio de grau m (sendo $m < 2n+1$), com $m+1$ coeficientes c_i ($i=0, \dots, m$) tal como definido em (4.6). O objetivo inicial é escolher os coeficientes de forma a minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores do polinômio e os valores observados, ε , ao longo de todos os $2N+1$ pontos do intervalo a ser considerado. Sendo

$$\varepsilon(c_0, c_1, \dots, c_m) = \sum_{j=-N}^N (f(j) - y_j)^2, \quad (4.21)$$

deseja-se escolher os valores de c_i ($i=0, \dots, m$) de forma a minimizar ε . A condição de mínimos quadrados leva a um critério de otimização no qual requer-se que as derivadas parciais de ε em relação a cada um dos coeficientes do polinômio se anule, ou seja:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial c_i} = \frac{\partial}{\partial c_i} \left[\sum_{j=-N}^N (f(j) - y_j)^2 \right] = 0, \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.22)$$

O conjunto de $m+1$ equações representado em (4.22) pode ser manipulado algebricamente de forma a encontrar os $m+1$ coeficientes c_i que satisfazem o critério LS, da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \varepsilon}{\partial c_i} &= \frac{\partial}{\partial c_i} \left[\sum_{j=-N}^N (f(j) - y_j)^2 \right] \\
&= \frac{\partial}{\partial c_i} \left[\sum_{j=-N}^N \left(\sum_{k=0}^m c_k j^k - y_j \right)^2 \right] \\
&= \sum_{j=-N}^N \left[\frac{\partial}{\partial c_i} \left(\sum_{k=0}^m c_k j^k - y_j \right)^2 \right] \\
&= 2 \sum_{j=-N}^N \left[\left(\sum_{k=0}^m c_k j^k - y_j \right) j^i \right] = 0, \quad i = 0, 1, \dots, m.
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Por fim, intercambiando a ordem dos somatórios, obtém-se:

$$\sum_{k=0}^m \left[\left(\sum_{j=-N}^N j^{i+k} \right) \cdot c_k \right] = \sum_{j=-N}^N (j^i \cdot y_j), \quad i = 0, 1, \dots, m. \tag{4.24}$$

Equações do tipo (4.14) são denominadas "equações normais" para o problema de aproximação por LS (KAY, 2010; PRESS et al, 2002; SCHAFER, 2011) e o uso da notação matricial pode facilitar a visualização da solução. Seja a matriz \mathbf{A} , com $(2N+1) \times (m+1)$ elementos, definida de tal forma que:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} (-N)^0 & \dots & (-1)^0 & 1 & 1^0 & \dots & N^0 \\ (-N)^1 & \dots & (-1)^1 & 0 & 1^1 & \dots & N^1 \\ (-N)^2 & \dots & (-1)^2 & 0 & 1^2 & \dots & N^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ (-N)^m & \dots & (-1)^m & 0 & 1^m & \dots & N^m \end{bmatrix}^T \tag{4.25}$$

A mera inspeção do lado direito de (4.24) e a comparação com (4.25) permite verificar que

$$\sum_{j=-N}^N (j^i \cdot y_j) = \{\mathbf{A}^T\}_{\text{Linha } i+1} \cdot \mathbf{y} \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.26)$$

Por outro lado, tem-se que

$$\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \sum_{j=-N}^N j^{0+0} & \sum_{j=-N}^N j^{0+1} & \dots & \sum_{j=-N}^N j^{0+m} \\ \sum_{j=-N}^N j^{1+0} & \sum_{j=-N}^N j^{1+1} & \dots & \sum_{j=-N}^N j^{1+m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{j=-N}^N j^{m+0} & \sum_{j=-N}^N j^{m+1} & \dots & \sum_{j=-N}^N j^{m+m} \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

o que permite reescrever o lado esquerdo de (4.24) da forma

$$\sum_{k=0}^m \left(\sum_{j=-N}^N j^{i+k} c_k \right) = \{\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}\}_{\text{Linha } i+1} \cdot \mathbf{c} \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.28)$$

Finalmente, baseado em (4.26) e (4.28), as Equações (4.24) tomam a seguinte forma matricial:

$$(\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}) \cdot \mathbf{c} = \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{y}. \quad (4.29)$$

Assim sendo, supondo a inversibilidade da matriz $\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}$, os coeficientes do polinômio podem ser encontrados pela equação

$$\mathbf{c} = (\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{y} = \mathbf{A}^+ \cdot \mathbf{y}. \quad (4.30)$$

A Matriz \mathbf{A}^+ é denominada pseudoinversa da matriz \mathbf{A} . De forma análoga ao que foi observado na Seção 4.1 em relação ao método de interpolação de Lanczos, verifica-se, pela Equação (4.30), que cada coeficiente do polinômio corresponde a uma combinação linear dos elementos de \mathbf{y} , na qual os pesos correspondem à cada uma das linhas da matriz \mathbf{A}^+ . Tal matriz, por sua vez, só depende da quantidade de elementos de \mathbf{y} ($2N+1$) e da ordem do polinômio escolhido (m). Por fim, uma vez conhecidos os coeficientes do polinômio de

interpolação LS, pode-se estimar o valor observado em qualquer ponto do intervalo amostrado.

Particularmente, quando o ponto de interesse se encontra no centro da janela amostrada, a Equação (4.13) torna-se válida. Neste caso, tanto o valor observado quanto o valor da sua derivada, de qualquer ordem menor ou igual ao grau do polinômio, no centro da janela, podem ser estimados pela passagem dos pontos da janela amostrada por uma família de filtros FIR cujas respostas ao impulso correspondem às linhas da matriz \mathbf{A}^+ . Assim sendo, a primeira linha da matriz \mathbf{A}^+ define um filtro FIR cuja saída corresponde à estimação LS do valor observado no centro da janela, e sua aplicação em uma janela deslizante ao longo dos dados observados promove um efeito de suavização (*smoothing*). Já a segunda linha da matriz \mathbf{A}^+ define um filtro FIR cuja saída corresponde a uma estimação LS da derivada primeira do valor observado no centro da janela, sendo que a sua aplicação em uma janela deslizante ao longo dos dados observados produzirá o efeito de um filtro diferenciador de primeira ordem. A terceira linha de \mathbf{A}^+ corresponde a um filtro diferenciador de segunda ordem e assim sucessivamente. É importante destacar que, uma vez definidos o grau do polinômio e o tamanho da janela, os coeficientes dos filtros FIR permanecem constantes na medida em que a janela de amostragem se desloca no tempo, simplificando consideravelmente o uso de tais filtros para aplicações em tempo real.

O bom comportamento dos filtros de Savitzky-Golay em relação ao ruído é esperado, uma vez que, segundo Kay (2010), a abordagem da aproximação LS em sistemas bem representados por modelos lineares contaminados por ruído gaussiano leva à estimadores eficientes, ou seja, estimadores não polarizados de variância mínima (*minimum variance unbiased* - MVU) que atingem o *Cramer-Rao Lower Bound* (CRLB). Mesmo no caso de modelos não lineares, porém bem comportados, contaminados por ruído não gaussiano, os estimadores LS tendem a obter desempenho satisfatório.

Por fim, algumas questões importantes devem ser abordadas a respeito dos filtros de Savitzky-Golay.

Primeiramente, em relação à causalidade, verifica-se que os filtros de Savitzky-Golay são, a princípio, não causais, pois estimam valores contidos no centro da janela de amostragem, baseados nos valores das amostras dos pontos contidos na própria janela. Entretanto, quando o atraso não for um fator limitador, uma implementação causal pode ser efetuada por um simples deslocamento temporal. Nota-se que o atraso se torna mais relevante quanto maior o tamanho da janela escolhida. Mais especificamente, o atraso corresponde a N

amostras, que equivale ao número de amostras situadas à direita da amostra central, como pode ser visto na Equação (4.1).

Em segundo lugar, cada família de filtros de Savitzky-Golay, correspondente às linhas da matriz \mathbf{A}^+ , depende exclusivamente do tamanho da janela de observação $(2N-1)$ e do grau do polinômio (m) a ser utilizado na aproximação LS. A cada valor de m e N escolhidos obtém-se uma família composta por $m+1$ filtros FIR, cada um deles contendo $2N+1$ coeficientes. Os $m+1$ filtros correspondem a um filtro suavizador e m filtros diferenciadores, de ordem 1 até m .

Por fim, é importante notar que, para assegurar a inversibilidade da matriz $\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}$ e, conseqüentemente, a existência da matriz \mathbf{A}^+ , o grau do polinômio a ser escolhido deve ser estritamente menor que o número de pontos total da janela observada, ou seja $m < 2N+1$. Neste sentido, cabe aqui uma análise qualitativa do comportamento dos filtros em relação a este compromisso entre m e N .

Em um caso extremo, quando $m=2N$, o polinômio passa exatamente pelos $2N+1$ pontos da janela de observação, e a aproximação LS deixa de ocorrer, dando lugar à interpolação polinomial convencional. Entretanto, neste caso, como o polinômio passa exatamente pelos pontos observados, não há efeito algum de suavização do filtro. Exemplificando, tomando um polinômio de quarto grau $(m=4)$ e uma janela de 5 pontos $(2N+1=5 \Rightarrow N=2)$ a matriz \mathbf{A} definida em (4.25) torna-se

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 4 & -8 & 16 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 & 16 \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

e a sua matriz pseudoinversa \mathbf{A}^+ , que define os filtros de Savitzky-Golay, torna-se, de acordo com (4.30),

$$\mathbf{A}^+ = \frac{1}{12} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 12 & 0 & 0 \\ 1 & -8 & 0 & 8 & -1 \\ -0.5 & 8 & -15 & 8 & -0.5 \\ -1 & 2 & 0 & -2 & 1 \\ 0.5 & -2 & 3 & -2 & 0.5 \end{bmatrix}. \quad (4.32)$$

De fato, o filtro suavizador, correspondente à primeira linha de \mathbf{A}^+ , retorna exatamente o ponto central observado, não ocorrendo nenhum resultado de suavização. Outro fato curioso pode ser observado ao comparar a matriz \mathbf{L}^{-1} , que define o filtro de Lanczos, descrita em (4.15), com a matriz \mathbf{A}^+ descrita em (4.32). As linhas equivalentes aos filtros diferenciadores de primeira e terceira ordem são idênticas (lembrando que no caso do filtro de Lanczos, a observação central não é considerada). Assim sendo, pode-se considerar que o filtro diferenciador de Lanczos baseado no método definido na Seção 4.1 é um caso particular extremo do filtro de Savitzky-Golay, em que a aproximação LS deixa de ocorrer.

Por outro lado, em uma situação inversa, na medida em que o tamanho da janela de observação passa a ser consideravelmente maior que o grau do polinômio utilizado, o efeito da suavização se potencializa. Além disso, em relação aos filtros diferenciadores obtidos, a atenuação das altas frequências passa a ser também maior. A Figura 14 mostra a resposta em frequência dos filtros diferenciadores de primeira ordem de Savitzky-Golay, obtidos através de polinômios de segundo grau ($m=2$), para janelas de 5, 7, 9 e 11 amostras ($N=2, 3, 4$ e 5, respectivamente). Ainda na Figura 14, a linha tracejada mostra o filtro diferenciador de primeira ordem tradicional, baseado no método das diferenças finitas, conforme Equação (3.2a).

A característica de atenuar as componentes de alta frequência presente nos filtros diferenciadores de Savitzky-Golay sugere que estes possuam um bom comportamento em relação a sinais ruidosos. Entretanto, dependendo da aplicação, a forte atenuação pode também atenuar ou até mesmo eliminar componentes importantes do sinal. Por outro lado, o aumento do tamanho da janela está diretamente ligado a dois parâmetros de projeto que podem ser limitadores, em determinadas aplicações: o atraso do filtro e o esforço computacional. Em relação ao atraso, pode-se facilmente verificar que este corresponde a N amostras, correspondentes ao número de amostras na vizinhança à direita do ponto central. O esforço computacional também é proporcional ao tamanho da janela, uma vez que ele está diretamente relacionado ao número de coeficientes do filtro. Portanto, é importante escolher o tamanho da janela e o grau do polinômio de forma a produzir o filtro que apresente o melhor resultado para a aplicação desejada.

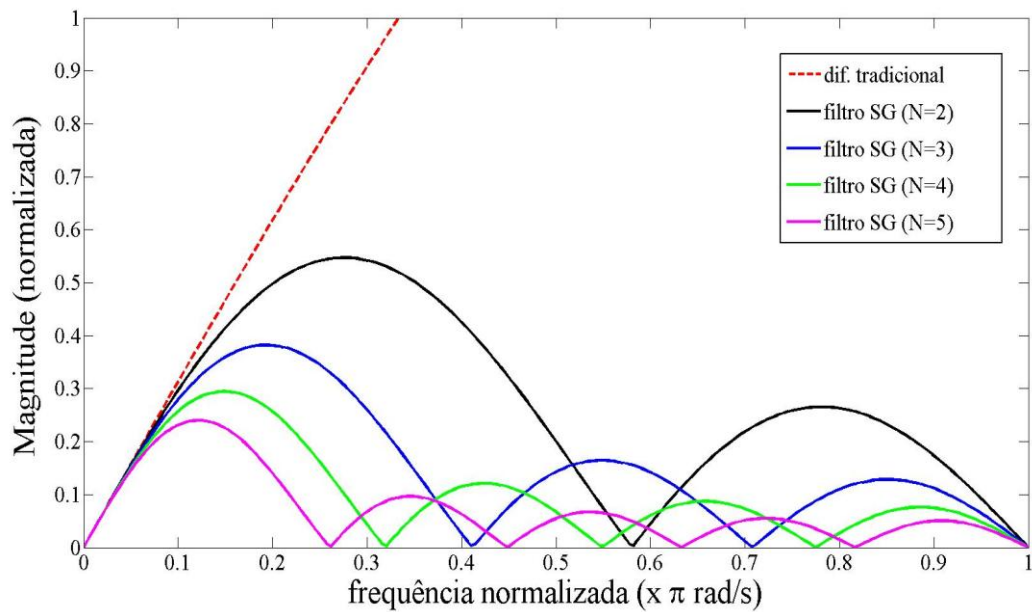


Figura 14 - Comparação entre as respostas em frequência dos filtros diferenciadores de 1ª ordem de Savitzky-Golay

Uma atenção especial será dada no presente trabalho para a família de filtros de Savitzky-Golay obtida pela aproximação LS de um polinômio de terceiro grau ($m=3$) em uma janela de 7 pontos ($2N+1=7$). A família de filtros (filtro suavizador e filtros diferenciadores de 1ª a 3ª ordem) pode ser obtida encontrando \mathbf{A} e \mathbf{A}^+ através das Equações (4.25) e (4.30), resultando em

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & -3 & 9 & -27 \\ 1 & -2 & 4 & -8 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 \\ 1 & 3 & 9 & 27 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

e

$$\mathbf{A}^+ = \frac{1}{252} \cdot \begin{bmatrix} -24 & 36 & 72 & 84 & 72 & 36 & -24 \\ 22 & -67 & -58 & 0 & 58 & 67 & -22 \\ 15 & 0 & -9 & -12 & -9 & 0 & 15 \\ -7 & 7 & 7 & 0 & -7 & -7 & 7 \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

Em seguida, utilizando (4.13) obtêm-se os seguintes filtros:

Filtro suavizador:

$$f(0) = c_0 = \frac{1}{21} \cdot [-2 \quad 3 \quad 6 \quad 7 \quad 6 \quad 3 \quad -2] \cdot \mathbf{y} \quad (4.35)$$

Filtro diferenciador de 1ª ordem:

$$f'(0) = c_1 = \frac{1}{252} \cdot [22 \quad -67 \quad -58 \quad 0 \quad 58 \quad 67 \quad -22] \cdot \mathbf{y} \quad (4.36)$$

Filtro diferenciador de 2ª ordem:

$$f''(0) = 2 \cdot c_2 = \frac{1}{42} \cdot [5 \quad 0 \quad -3 \quad -4 \quad -3 \quad 0 \quad 5] \cdot \mathbf{y} \quad (4.37)$$

Filtro diferenciador de 3ª ordem:

$$f'''(0) = 3! \cdot c_3 = \frac{1}{6} \cdot [-1 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad -1 \quad -1 \quad 1] \cdot \mathbf{y} \quad (4.38)$$

Para auxiliar na interpretação gráfica do método de aproximação polinomial LS desenvolvido por Savitzky-Golay, a Figura 15 mostra o vetor de observações

$$\mathbf{y} = [1 \quad 2 \quad 1.5 \quad 1 \quad 0.5 \quad 1 \quad 2] \quad (4.39)$$

(pontos destacados em azul), bem como o polinômio (linha cheia em vermelho) de terceiro grau cujos coeficientes foram obtidos das Equações (4.35) a (4.38). Além disso, o ponto destacado em preto corresponde ao valor estimado \hat{y}_0 da amostra central da janela, segundo o método de Savitzky-Golay. O mesmo vetor \mathbf{y} foi utilizado na Figura 12 para ilustrar a técnica de interpolação proposta por Lanczos. A comparação entre a Figura 12 e a Figura 15 ajuda a esclarecer as diferenças entre os dois métodos.

A Figura 16 ilustra um sinal senoidal contaminado por WGN com SNR de 25 dB gerado em MATLAB utilizando uma taxa de amostragem de 200 amostras por ciclo (linha vermelha), bem como o sinal resultante (linha azul) da sua passagem pelo filtro suavizador

definido na Equação (4.35). Nota-se, principalmente pela observação da região ampliada da figura (retângulo detalhado), um efeito suavizador considerável. De fato, cálculos realizados demonstram que a variância do ruído do sinal filtrado reduziu para menos da terça parte da variância do sinal de entrada, significando uma melhora da SNR de 25 para aproximadamente 31 dB.

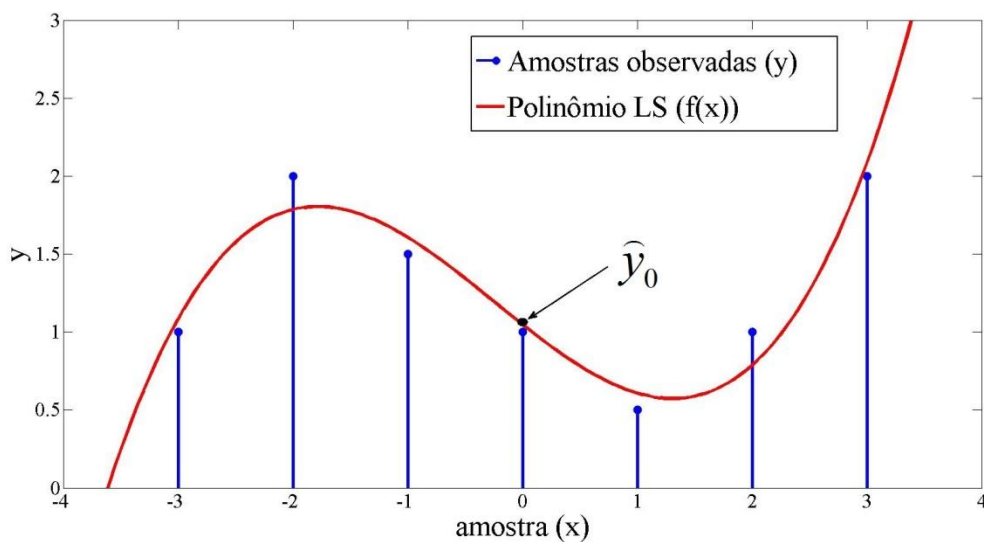


Figura 15 – Método de Savitzky-Golay de aproximação LS por polinômio

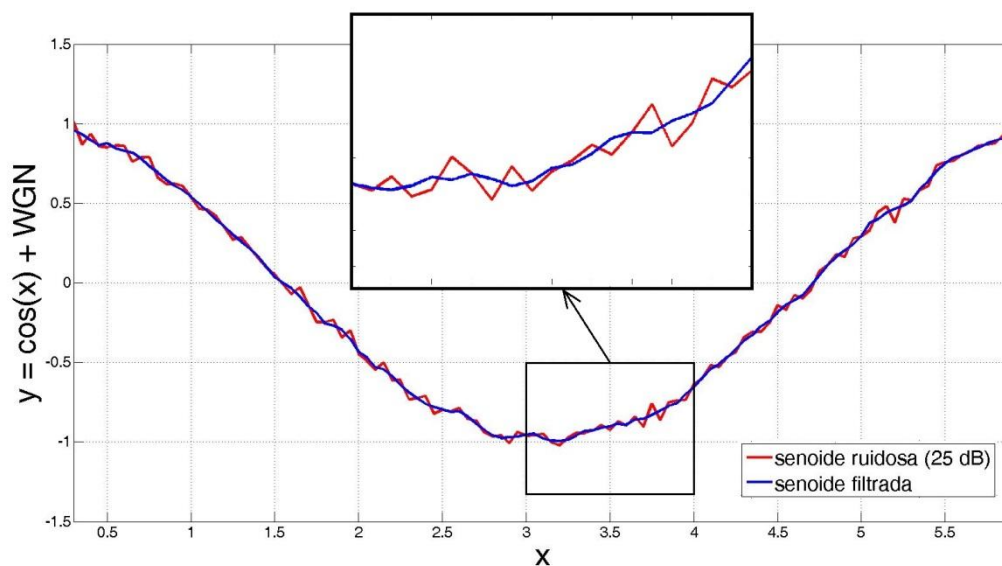


Figura 16 – Aplicação do filtro suavizador de Savitzky-Golay a uma senoide contaminada por WGN

Por fim, a Figura 17(a) mostra o mesmo sinal senoidal, porém contaminado por WGN de 43 dB. Na Figura 17(b), a derivada de primeira ordem é estimada através do filtro

diferenciador tradicional (*del1*) conforme Equação (3.2a). Já na Figura 17(c), a derivada de primeira ordem é estimada através do filtro diferenciador de primeira ordem de Savitzky-Golay (*delSG*) definido na Equação (4.24). As linhas em vermelho da Figura 17(b) e da Figura 17(c) representam a função derivada primeira para o sinal isento de ruído.

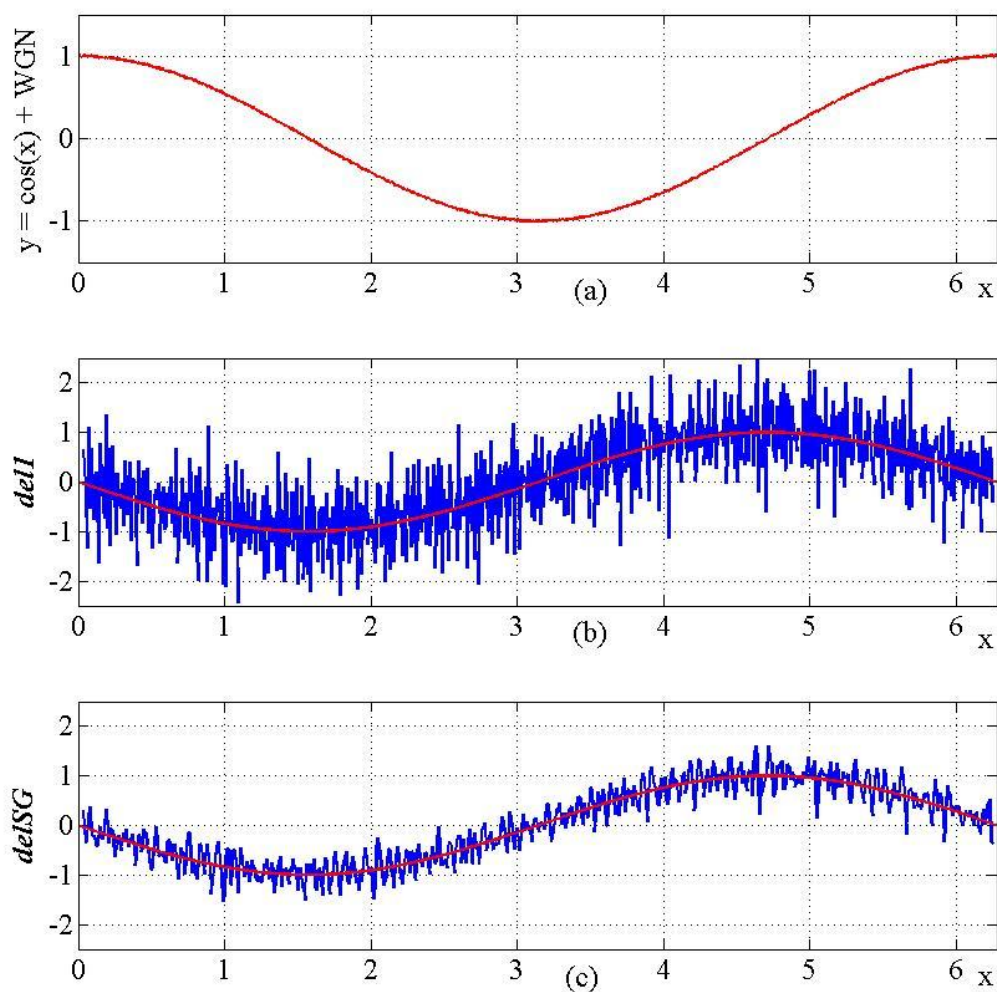


Figura 17 – Estimação da derivada de primeira ordem de uma função ruidosa

(a) Função senoidal contaminada por WGN; (b) Estimação pelo filtro diferenciador tradicional; (c) Estimação através do filtro diferenciador de Savitzky-Golay.

Como se pode observar, a amplificação do ruído em relação ao sinal foi muito maior no filtro diferenciador tradicional do que no filtro diferenciador de Savitzky-Golay. De fato, cálculos realizados demonstram que a saída do filtro diferenciador tradicional amplificou potência do ruído cerca de 20.000 vezes, a ponto de este alcançar a mesma potência do sinal, ou seja, a SNR de saída do filtro diferenciador tradicional ficou próxima de zero. Por outro

lado, o filtro diferenciador de primeira ordem de Savitzky-Golay amplificou a potência do ruído em uma proporção dez vezes menor do que o diferenciador tradicional, ou seja, a SNR de saída ficou próxima de 10.

4.2.2. Uso do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay na detecção de saturação do TC

Os métodos derivativos para detectar a saturação dos TCs tendem a se tornar ineficazes na medida em que aumenta a intensidade do ruído presente no sinal de corrente secundária. Por outro lado, os filtros de Savitzky-Golay podem ser considerados como ferramentas simples, porém poderosas, para processar sinais ruidosos. Assim sendo, espera-se que um membro apropriadamente escolhido da família dos filtros diferenciadores de Savitzky-Golay possa ser empregado para criar um método de detecção que se comporte de forma adequada em relação à presença de ruído.

Estudos preliminares foram realizados no desenvolvimento do presente trabalho para encontrar a melhor relação entre o grau do polinômio e o tamanho da janela de amostragem que resultasse em um filtro diferenciador com alta capacidade de detecção e alta imunidade ao ruído, associadas ao esforço computacional e atraso aceitáveis. Tais estudos apontaram para um filtro de Savitzky-Golay diferenciador de segunda ordem, obtido pela aproximação LS de um polinômio de terceiro grau em uma janela de 7 amostras, quando utilizadas taxas de amostragem entre 100 a 200 amostras por ciclo (equivalentes a frequências de amostragem de 6 kHz a 12 kHz, para frequência de operação do SEP igual a 60 Hz). A Equação (4.37) apresenta os coeficientes do referido filtro, cuja saída é representada pela função

$$del2sg[n] = \frac{1}{42} \{5i_s[n] - 3i_s[n-2] - 4i_s[n-3] - 3i_s[n-4] + 5i_s[n-6]\}, \quad (4.40)$$

sendo n o índice das amostras. A função $del2sg[n]$ estima a derivada de segunda ordem do sinal de corrente secundária i_s na medida em que a janela de amostragem se desloca no tempo. O deslocamento temporal de três amostras foi efetuado para estabelecer a causalidade

do filtro. De maneira geral, é necessário o deslocamento temporal equivalente à N amostras, referentes às amostras da janela situadas à direita do ponto central.

A Figura 18 mostra o processo de detecção através do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay. Na Figura 18(a) são mostrados dois ciclos de um sinal de corrente secundária (linha cheia) gerado pelo simulador de TC baseado no modelo do IEEE PSRC implementado em MATLAB (Apêndice A), acrescido de WGN com SNR de 40 dB e submetido a uma etapa prévia de filtragem *anti-aliasing* passa-baixa Butterworth de segunda ordem. Como referência, são mostrados a corrente primária (linha tracejada vermelha) e os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas (pontos verdes). Foram utilizados os mesmos parâmetros e condições adotados para a geração da Figura 13(a), à exceção do nível de ruído mais elevado.

A Figura 18(b) mostra a saída do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay aplicado à corrente secundária ruidosa, conforme Equação (4.40). Pode-se observar, com o auxílio das linhas tracejadas verticais, que $del2sg$ apresenta picos relacionados aos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. Portanto, a comparação de $del2sg$ com um limiar adequadamente escolhido pode indicar transições entre as referidas regiões e, conseqüentemente, possibilitar a detecção de tais pontos. Percebe-se um pequeno atraso entre as amostras que representam os picos de $del2sg$ e as amostras que representam os pontos de transição desejados. Tal atraso, especificamente de três amostras, é devido ao deslocamento temporal efetuado para obtenção da Equação (4.40) objetivando possibilitar a implementação causal do filtro, não constituindo a princípio um problema para o desenvolvimento do método.

Por fim, a Figura 18(c) apresenta a saída da função $dellan$, conforme definida na Equação (4.18). A comparação visual entre a Figura 18(b) e a Figura 18(c) indica que $del2sg$ parece sofrer menos influência do ruído do que $dellan$, o que leva à hipótese de que o uso do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay pode conduzir a um método de detecção mais eficaz, considerando-se a presença de ruído. Cabe observar que o sinal $dellan$ foi normalizado, apenas com o intuito de produzir uma equivalência de escalas das figuras e facilitar a comparação. Obviamente, a mera inspeção visual das figuras não garante a veracidade da hipótese levantada, dando apenas a indicação de um caminho a ser investigado. O próximo passo é calcular um valor adequado para o limiar que será comparado a $del2sg$ visando estabelecer os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas, promovendo a detecção da saturação do TC.

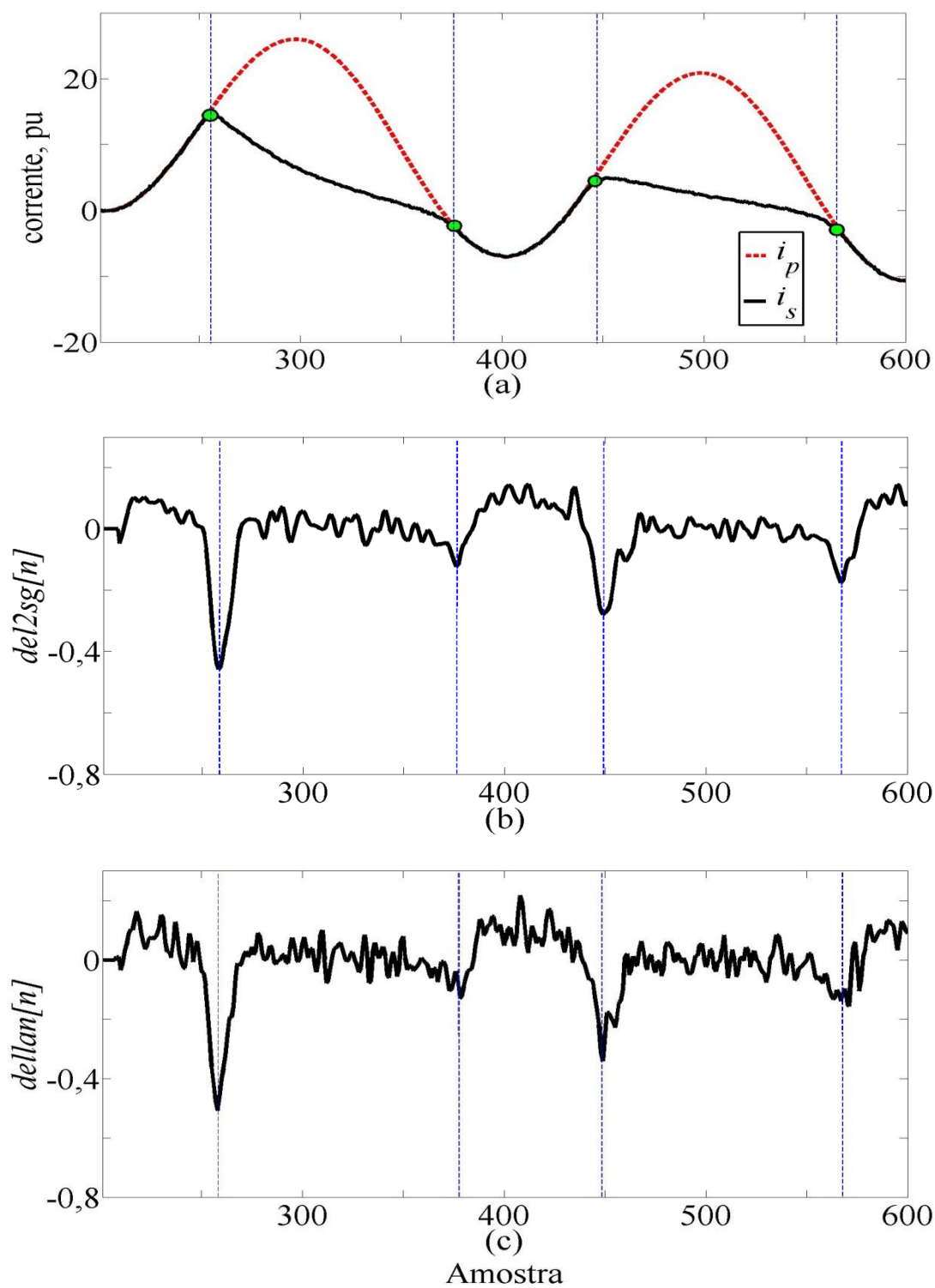


Figura 18 – Detecção de saturação através do filtro de Savitzky-Golay

(a) corrente secundária distorcida acrescida de ruído, (b) saída do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay – $del2sg$, (c) função 1ª diferença do filtro de Lanczos.

4.2.3. Cálculo do limiar teórico

Para utilizar o filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay como um indicador no processo de detecção, os valores assumidos pela saída deste filtro fora dos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas devem ser encontrados e o módulo do valor máximo obtido nessas condições pode ser tomado como limiar. Desprezando inicialmente a presença de ruído e os erros inerentes aos TCs, além considerar as hipóteses simplificadoras estabelecidas na Seção 2.2, pode-se dizer que, nas regiões não saturadas, a corrente do circuito secundário do TC é uma cópia fiel (em escala reduzida) da corrente de falta que passa através do circuito primário do TC, representada pela Equação (2.1). Mais especificamente, no caso de máxima assimetria, a corrente primária pode ser representada pela Equação (2.2). Assim sendo, nestas condições, a expressão que representa a corrente secundária em sua forma digitalizada com o período de amostragem T_s , equivalente a N_s amostras por ciclo, pode ser obtida diretamente de (2.2), assumindo a forma

$$i_s[n] = I_{sf\max} \cdot \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N_s} n\right) - \exp\left(\frac{-nT_s}{\tau}\right) \right]. \quad (4.41)$$

Substituindo (4.41) em (4.40):

$$\begin{aligned} del2sg[n] = & \frac{1}{42} \cdot I_{sf\max} \left\{ 5 \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} n\right) - 3 \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} (n-2)\right) - 4 \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} (n-3)\right) \right. \\ & - 3 \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} (n-4)\right) + 5 \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} (n-6)\right) - \exp\left(\frac{-nT_s}{\tau}\right) \cdot \left[5 - 3 \exp\left(\frac{2T_s}{\tau}\right) \right. \\ & \left. \left. - 4 \exp\left(\frac{3T_s}{\tau}\right) - 3 \exp\left(\frac{4T_s}{\tau}\right) + 5 \exp\left(\frac{6T_s}{\tau}\right) \right] \right\}. \quad (4.42) \end{aligned}$$

No estudo do comportamento transitório, um grande número de amostras por ciclo é normalmente necessário, de tal forma que o período de amostragem T_s assume valores muito menores do que a constante de tempo τ . Assumindo esta hipótese como verdadeira, temos para $T_s \ll \tau$:

$$\exp\left(\frac{2T_s}{\tau}\right) = \exp\left(\frac{3T_s}{\tau}\right) = \exp\left(\frac{4T_s}{\tau}\right) = \exp\left(\frac{6T_s}{\tau}\right) = 1. \quad (4.43)$$

Substituindo (4.43) em (4.42), efetuando algumas manipulações algébricas e usando algumas identidades trigonométricas, a Equação (4.42) reduz-se a

$$del2sg[n] = \frac{1}{42} \cdot I_{sf \max} \left[\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} n\right) + \beta \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N_s} n\right) \right], \quad (4.44)$$

sendo

$$\alpha = 5 - 3 \cos\left(\frac{4\pi}{N_s}\right) - 4 \cos\left(\frac{6\pi}{N_s}\right) - 3 \cos\left(\frac{8\pi}{N_s}\right) + 5 \cos\left(\frac{12\pi}{N_s}\right) \quad (4.45)$$

e

$$\beta = -3 \text{sen}\left(\frac{4\pi}{N_s}\right) - 4 \text{sen}\left(\frac{6\pi}{N_s}\right) - 3 \text{sen}\left(\frac{8\pi}{N_s}\right) + 5 \text{sen}\left(\frac{12\pi}{N_s}\right). \quad (4.46)$$

Como o objetivo é encontrar o valor máximo de $del2sg[n]$, deve-se tornar nula a sua derivada em relação à n . A suposição de n contínuo não interfere no grau de aproximação que se deseja encontrar, uma vez que o número de amostras por ciclo é elevado e o efeito da interpolação é desprezível. Partindo da Equação (4.44), o valor de n que maximiza a função, denominado n_{\max} , pode ser encontrado pela expressão

$$n_{\max} = \frac{N_s}{2\pi} \arctan\left(\frac{\beta}{\alpha}\right) \quad (4.47)$$

e, finalmente, o limiar teórico (Tsh_{SG}^T), que corresponde ao valor máximo de $del2sg[n]$ na região não saturada, pode ser aproximado por:

$$Tsh_{SG}^T = \max\{del2sg[n]\} = \frac{1}{42} \cdot I_{sf \max} \cdot \left[\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{N_s} n_{\max}\right) + \beta \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N_s} n_{\max}\right) \right]. \quad (4.48)$$

Resumindo, os seguintes passos devem ser utilizados para a obtenção do limiar teórico (Tsh_{SG}^T):

- 1) Uma vez definida a taxa de amostragem e conseqüentemente o número de amostras por ciclo (N_s), os valores de α e β são calculados usando (4.45) e (4.46), respectivamente;
- 2) Com os valores de α e β , o valor de n_{\max} é obtido através de (4.47);
- 3) Finalmente o limiar teórico é encontrado substituindo o valor de n_{\max} encontrado no passo anterior em (4.48).

A título de exemplo, considerando os mesmos parâmetros e condições da simulação de falta mostrada na Figura 18(a) ($N_s = 200$ amostras / ciclo e $I_{sf \max} = 20$ pu, $I_{base} = 5\sqrt{2}$ A), os passos acima levam ao seguinte valor para o limiar teórico:

$$Tsh_{SG}^T = 0,1046 \text{ A} . \quad (4.49)$$

A Figura 19 mostra a saída do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay (*del2sg*) para um sinal de corrente secundária distorcida gerada pelo simulador de TC no MATLAB. Considerou-se primeiramente o sinal de corrente isento de ruído (linha cheia vermelha) e posteriormente o mesmo sinal adicionado de WGN com SNR de 40 dB (linha cheia preta). As linhas tracejadas horizontais (marrom) representam o limiar teórico calculado em (4.49) e as linhas tracejadas verticais (azul) correspondem às amostras referentes aos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas, os quais se deseja detectar. O atraso de três amostras inerente ao filtro já foi considerado na localização dos pontos de transição. Pode-se observar que, em condições isentas de ruído, a comparação de *del2sg* com limiar teórico é suficiente para promover a detecção com segurança. Entretanto, ao considerar-se o ruído, *del2sg* pode ultrapassar o limiar teórico em amostras que não correspondem aos pontos de transição, gerando falsos positivos (detecções indevidas) e comprometendo a especificidade do processo de detecção.

Assim sendo, faz-se necessário inserir um fator de margem no limiar teórico, como mostrado na Figura 19 (linhas cheias horizontais marrons), de forma a mitigar a influência do ruído no processo de detecção. A introdução do fator de margem deve ser analisada com cautela: fatores de margens insuficientes não resolvem o problema da

especificidade, enquanto fatores de margem superdimensionados podem comprometer a sensibilidade do processo de detecção, pois poderiam fazer com que o limiar ultrapassasse os picos de $del2sg$, gerando falsos negativos.

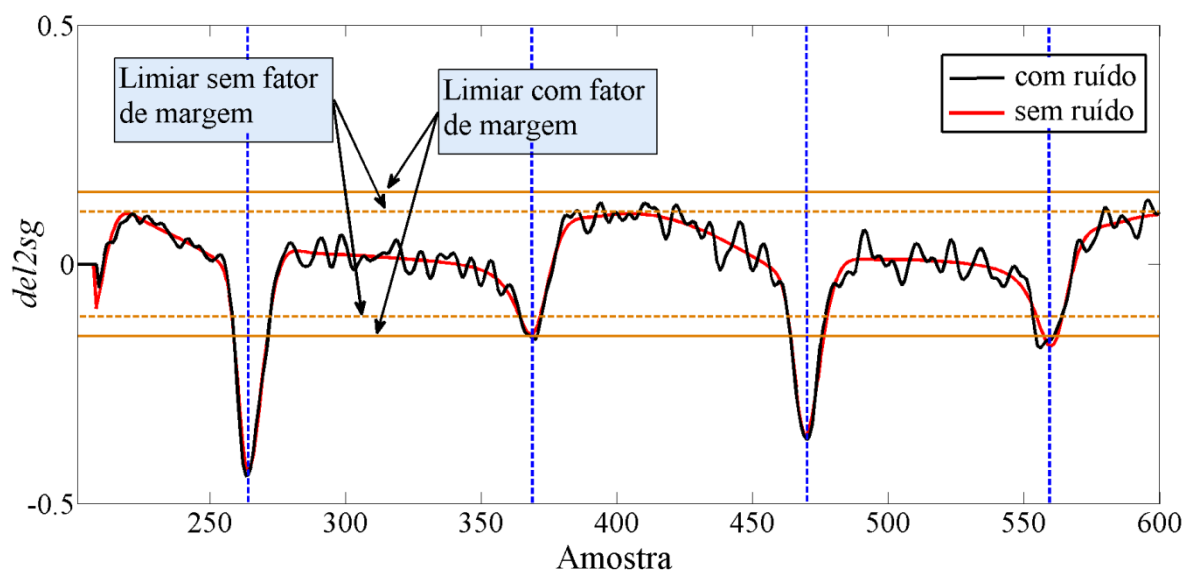


Figura 19 – Limiar para detecção e fator de margem

Neste trabalho, optou-se por propor um fator de margem adaptativo (k_{SG}), que seja função da SNR presente no sinal da corrente secundária. Desta forma, pode-se obter um limiar com característica adaptativa, contribuindo para melhorar a eficácia do método de detecção. O limiar adaptativo (Tsh_{SG}^A) relaciona-se com o limiar teórico (Tsh_{SG}^T) através da equação

$$Tsh_{SG}^A = k_{SG} \cdot Tsh_{SG}^T \quad (4.50)$$

Os passos seguintes mostram como calcular o fator de margem.

4.2.4. Fator de margem adaptativo

O fator de margem adaptativo (k_{SG}) está diretamente relacionado à variância do ruído presente na saída do filtro $del2sg$ (σ_{Nout}^2). Esta, por sua vez pode ser obtida através da

variância do ruído presente no sinal da corrente secundária (σ_{Nin}^2), atenuada pela passagem através do filtro passa-baixa *anti-aliasing* em cascata com o filtro diferenciador de 2ª ordem de Savitzky-Golay, como pode ser verificado no diagrama de blocos do processo de detecção, mostrado na Figura 20.

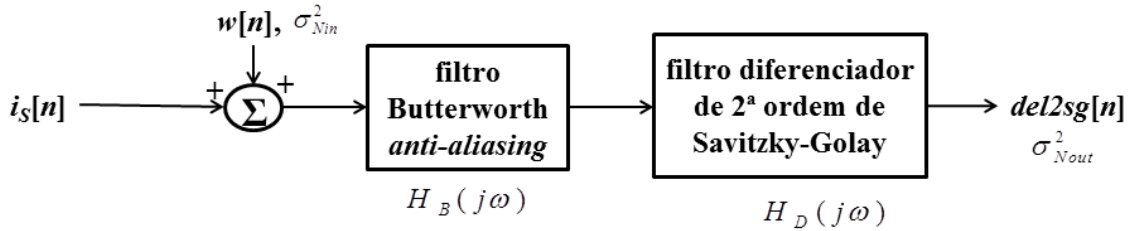


Figura 20 – Diagrama de blocos do processo de detecção

Sejam $H_B(j\omega)$ e $H_D(j\omega)$ as funções de transferência no domínio da frequência do filtro passa-baixa e do filtro diferenciador de 2ª ordem de Savitzky-Golay, respectivamente. Como em um sistema linear invariante no tempo (LIT), a convolução no domínio do tempo é equivalente à multiplicação no domínio da frequência, o cascadeamento dos dois sistemas pode ser representado por um sistema equivalente com função de transferência $G(j\omega)$, também LIT, dado por:

$$G(j\omega) = H_B(j\omega) \cdot H_D(j\omega) \quad . \quad (4.51)$$

Assumindo que o ruído é WGN, sua densidade espectral de potência é constante e, conseqüentemente, sua variância da saída do sistema pode ser obtida através dos coeficientes de energia da resposta ao impulso de $G(j\omega)$, isto é, $g[n]$, como segue (MITRA, 2008):

$$\sigma_{Nout}^2 = \sigma_{Nin}^2 \cdot \Delta = \sigma_{Nin}^2 \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} (g[n])^2 \quad , \quad (4.52)$$

em que Δ é o ganho da variância. Fazendo uso da relação de Parseval, tem-se:

$$\Delta = \sum_{-\infty}^{\infty} (g[n])^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |G(j\omega)|^2 d\omega \quad . \quad (4.53)$$

Um bom nível de segurança pode ser atingido no cálculo do fator de margem assumindo que o ruído na saída do filtro *del2sg* exceda uma quantidade não superior a três vezes o desvio padrão. Na distribuição Gaussiana, a probabilidade do ruído estar abaixo de $3 \cdot \sigma_{Nout}$ é 99,87% (PEEBLES JR, 2002). Assim sendo, o limiar adaptativo se relaciona com o valor máximo da saída do filtro diferenciador de 2ª ordem de Savitzky-Golay pela expressão

$$Tsh_{SG}^A = \max \{ del2sg[n] \} + 3 \cdot \sigma_{Nout} \quad . \quad (4.54)$$

Usando a conhecida expressão da SNR em dB,

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{I_{sf \max}}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{Nin}} \right) \quad (4.55)$$

e explicitando σ_{Nin} , obtém-se

$$\sigma_{Nin} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 10^{20/SNR} \cdot I_{sf \max} \quad . \quad (4.56)$$

A substituição de (4.56) em (4.52) leva a

$$\sigma_{Nout} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot 10^{20/SNR} \cdot I_{sf \max} \cdot \sqrt{\Delta} \quad . \quad (4.57)$$

Substituindo agora (4.57) e (4.48) em (4.54) obtém-se

$$Tsh_{SG}^A = \frac{1}{42} \cdot I_{sf \max} \left[\alpha \cos \left(\frac{2\pi}{N} n_{\max} \right) + \beta \text{sen} \left(\frac{2\pi}{N} n_{\max} \right) \right] + \frac{3\sqrt{2}}{2} \cdot 10^{20/SNR} \cdot I_{sf \max} \cdot \sqrt{\Delta} \quad . \quad (4.58)$$

Por outro lado, a substituição de (4.48) em (4.50) conduz a:

$$Tsh_{SG}^A = \frac{1}{42} \cdot I_{sf \max} \left[\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{N} n_{\max}\right) + \beta \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N} n_{\max}\right) \right] \cdot k_{SG} \quad (4.59)$$

Finalmente, igualando os termos da direita de (4.58) e (4.59), obtém-se:

$$k_{SG} = \frac{89,095 \cdot 10^{20/SNR} \cdot \sqrt{\Delta}}{\left[\alpha \cos\left(\frac{2\pi}{N_S} n_{\max}\right) + \beta \text{sen}\left(\frac{2\pi}{N_S} n_{\max}\right) \right]} \quad (4.60)$$

O valor de Δ a ser utilizado em (4.60) para cálculo do fator de margem é obtido por integração numérica de (4.53) baseado nas funções de transferência do filtro *anti-aliasing* e do filtro diferenciador de 2ª ordem de Savitzky-Golay, facilmente estimadas por softwares matemáticos, como MATLAB.

O fator de margem (k_{SG}) e, conseqüentemente, o limiar adaptativo (Tsh_{SG}^A) podem ser calculados para qualquer situação, seguindo os passos mostrados nas Subseções 4.2.3 e 4.2.4. A título de exemplo, considerando um sistema com frequência de operação de 60 Hz, uma taxa de amostragem de 12 kHz (equivalente a $N_S = 200$ amostras / ciclo), um filtro Butterworth passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte de 600 Hz e o valor de pico da componente CA da corrente do circuito secundário $I_{sf \max} = 20$ pu ($I_{base} = 5\sqrt{2}$ A), obtemos, para SNR = 50 dB, valores de $k_{SG} = 1,1427$ e $Tsh_{SG}^A = 0,1195$ A. Já para SNR = 40 dB obtemos $k_{SG} = 1,4513$ e $Tsh_{SG}^A = 0,1518$ A e para SNR = 30 dB obtemos $k_{SG} = 2,4271$ e $Tsh_{SG}^A = 0,2539$ A. Para aplicações em tempo real, deve-se evitar o desperdício de esforço computacional envolvendo estes cálculos. Os valores do limiar adaptativo podem ser pré-calculados para diversos níveis de SNR e salvos em uma tabela de consulta, ou *lookup table* (LUT). A SNR pode ser estimada prévia e continuamente, a cada ciclo, mantendo-se seu valor atualizado até a ocorrência da falta. A partir deste ponto, a obtenção do limiar adaptativo mais adequado à detecção da saturação do TC é efetuada através de uma consulta à LUT, baseada no valor estimado atualizado da SNR.

A estimação da SNR em regime permanente pode ser considerada uma tarefa simples. No âmbito deste trabalho, optou-se por desenvolver um método baseado em estimadores lineares, que atende satisfatoriamente as necessidades de precisão e exatidão

exigidas. Por não fazer parte do escopo principal do presente trabalho, a rotina para estimação da SNR, desenvolvida em MATLAB, encontra-se transcrita no Apêndice C.

4.2.5. Síntese do método proposto

O método de detecção de saturação proposto neste trabalho pode ser sintetizado pelo fluxograma apresentado na Figura 21, sendo composto por três fases bem delimitadas.

Em uma fase preliminar de parametrização, uma LUT contendo os valores do limiar adaptativo em função da SNR é construída, baseada nos cálculos apresentados nas Subseções 4.2.3 e 4.2.4. Nesta fase, é necessário o conhecimento da taxa de amostragem a ser adotada, além das especificações do filtro *anti-aliasing*, da corrente secundária nominal (1 A ou 5 A) e do fator de sobrecorrente do TC.

A segunda fase inicia-se tão logo o processo de amostragem da corrente secundária seja iniciado. Nesta fase, a SNR é estimada e atualizada ciclo a ciclo, enquanto um detector de faltas mantém inativa a rotina de detecção de saturação na ausência da elevação demasiada da corrente secundária. Diversos algoritmos para detecção de faltas estão disponíveis na literatura. Entretanto, tal questão não será abordada no presente trabalho por não fazer parte do seu escopo.

A terceira fase tem início quando a corrente secundária atinge um patamar capaz de sensibilizar o detector de faltas que, por sua vez, habilita o processo de detecção de saturação propriamente dito. Na sequência, o sinal de corrente secundária passa pelo filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay e a saída do filtro é comparada ao limiar adaptativo extraído da LUT, adequado à SNR estimada na fase anterior. As ocorrências de picos na saída do filtro, nos quais o valor absoluto ultrapassa o limiar, são classificadas como pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. Inicialmente, o TC encontra-se operando em condições normais (TC não saturado). Assim, a ocorrência do primeiro pico sinaliza o início da primeira região saturada, a ocorrência do segundo pico sinaliza o final da primeira região saturada, a ocorrência do terceiro pico sinaliza o início da segunda região saturada e assim sucessivamente.

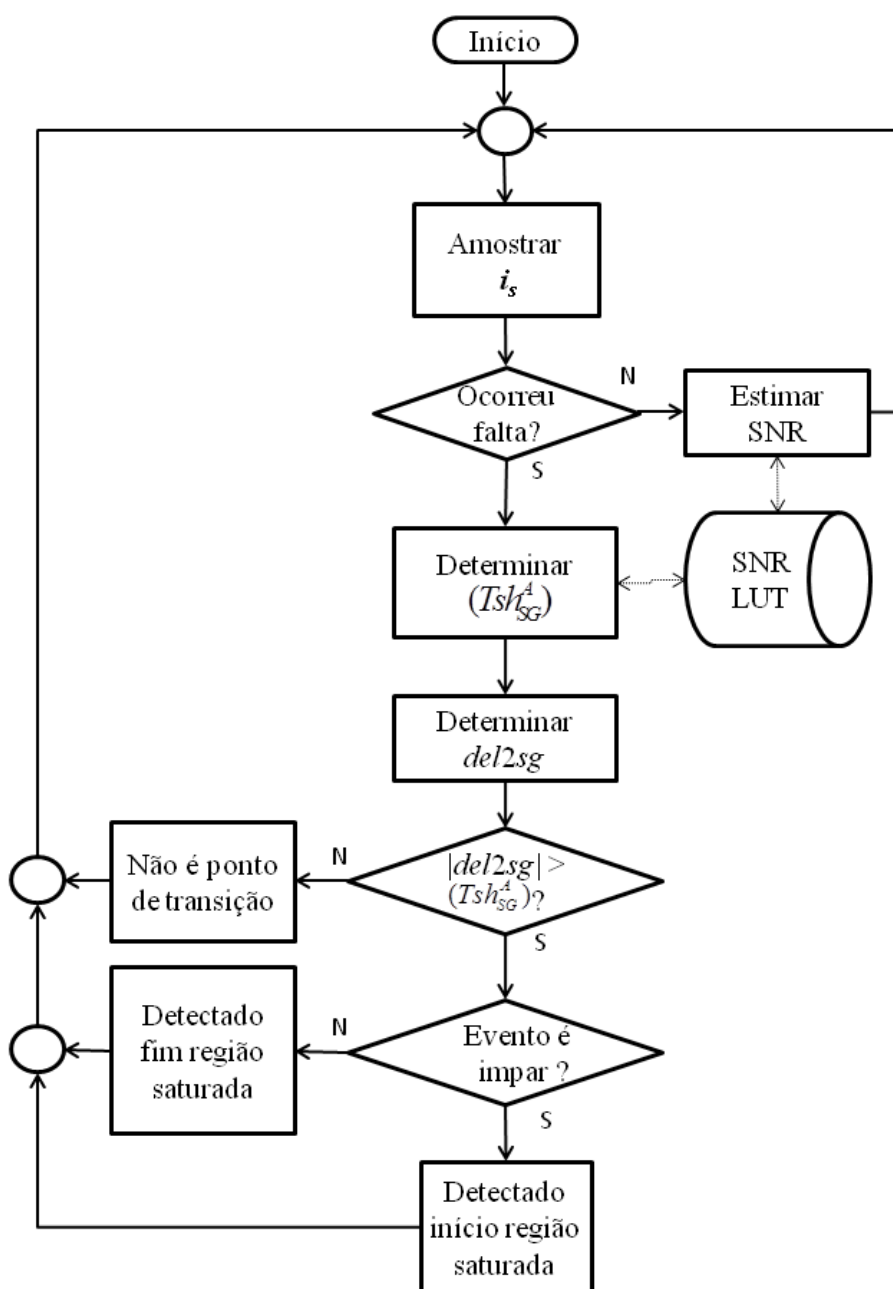


Figura 21 – Fluxograma simplificado do método de detecção

Pode-se observar, com o auxílio da Figura 19, que os picos de $del2sg$ que ultrapassam o limiar possuem largura variável, podendo variar de uma única amostra até dezenas de amostras. Assim sendo, para estabelecer um padrão para o método proposto, adota-se o ponto de máximo (cume) do pico detectado como sendo o momento exato em que ocorre a transição. Na realidade, o processo de saturação não ocorre abruptamente, em um determinado ponto específico, uma vez que a curva de magnetização do TC possui um Joelho contínuo que interliga as duas regiões de operação. O padrão estabelecido é adotado neste

método para possibilitar a decisão binária que é capaz de gerar um sinal, denominado *saturna*, representativo do processo de detecção. Tal sinal é comutado entre os estados “ligado” (ou 1) e “desligado” (ou 0) a cada ponto de transição, indicando se o TC encontra-se operando em saturação ou não, respectivamente. A Figura 22 mostra o sinal de corrente secundária distorcida (linha cheia preta) e o sinal de corrente primária (linha tracejada vermelha), gerados pelo simulador de TC em MATLAB, além do sinal *saturna* (linha cheia azul), resultado da implementação do método de detecção de saturação proposto. Foram utilizados os mesmos parâmetros e condições adotados ao longo deste capítulo para a geração dos sinais.

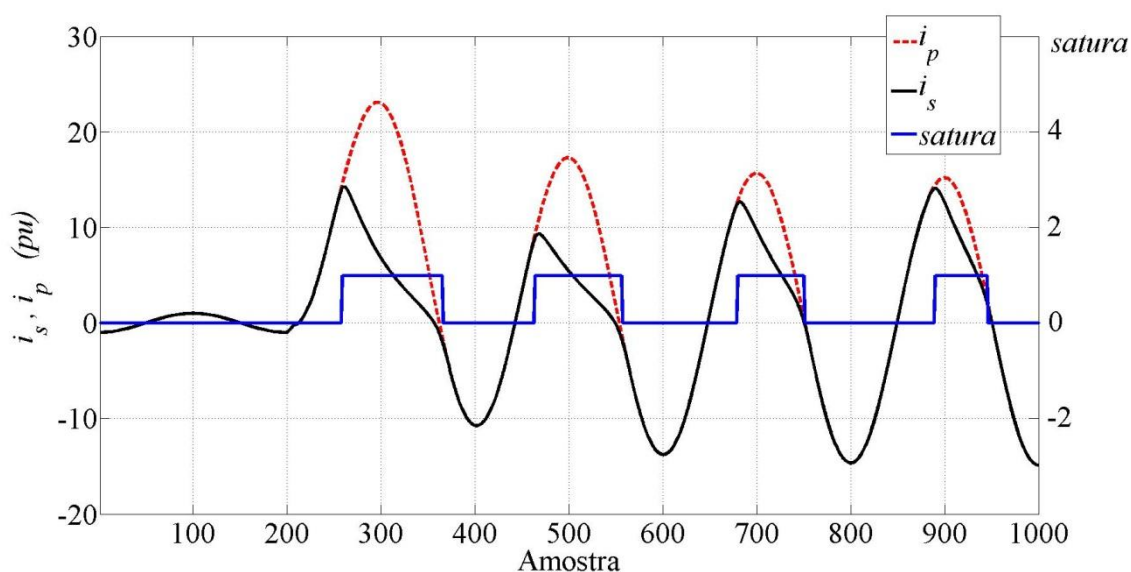


Figura 22 – Resultado da implementação do método de detecção de saturação proposto

Algumas considerações importantes a respeito do método de detecção de saturação de TC proposto devem ser destacadas.

Estudos também foram realizados utilizando filtros de Savitzky-Golay obtidos pela escolha de janelas contendo 9 e 11 amostras, com polinômios de 3º, 4º e 5º graus. Os resultados atingidos foram igualmente satisfatórios ao do filtro previamente implementado, que utiliza uma janela de 7 amostras e um polinômio de 3º grau, no que tange à detecção de saturação do TC. Neste caso, portanto, o aumento do esforço computacional necessário para a implementação dos filtros que utilizam janelas maiores que 7 amostras não se justifica.

As taxas de amostragem inicialmente adotadas no presente estudo situaram-se entre 100 e 200 amostras por ciclo. Nestes casos, o atraso inerente ao filtro utilizado (3 amostras) é pequeno correspondendo a menos de 0,5 ms. Além disso, a simplicidade das operações matemáticas exigidas na implementação do filtro proposto conforme Equação

(4.40), na comparação com o limiar e na geração do sinal *satura* demandam um tempo de processamento bastante reduzido, que não impacta na implementação do método proposto em tempo real. Por outro lado, a taxa de amostragem pode estar limitada à capacidade do conversor A/D do dispositivo de proteção. Estudos adicionais indicaram que o uso de taxas de amostragem entre 50 e 100 amostras por ciclo ainda parecem permitir a detecção da ocorrência de saturação, devendo-se modificar os parâmetros do filtro diferenciador para adequar o processo à taxa de amostragem. Nestes casos, o filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay utilizando um polinômio de terceiro grau e uma janela de 5 amostras pareceu ser o mais adequado para a tarefa de detecção da saturação, embora a confirmação desta hipótese demande um aprofundamento dos estudos que não foi realizado no presente trabalho, por questões de foco.

Para taxas de amostragens muito baixas, o intervalo de tempo entre duas amostras consecutivas pode atingir patamares que comprometam a determinação precisa dos pontos de transição, podendo inviabilizar o processo de detecção. Estudos adicionais, também não realizados no presente trabalho, são necessários para determinar um limite inferior para a taxa de amostragem a partir do estabelecimento de requisitos mínimos exigidos para o processo de detecção.

Cabe salientar também que a consideração da SNR como parâmetro nos cálculos do fator de margem e, conseqüentemente, do limiar, confere ao método proposto uma característica adaptativa, constituindo um diferencial importante que possibilita a mitigação da influência do ruído no processo de detecção da saturação do TC.

Por fim, é importante enfatizar que o método de detecção de saturação aqui proposto pode, por si só, ser associado a diversos esquemas de proteção já existentes, para fornecer informações que permitam a adoção de lógicas específicas nos IEDs mediante a saturação dos TCs. Neste sentido, o método de compensação de saturação a ser desenvolvido no próximo capítulo representa apenas uma das diversas aplicações que podem fazer uso do método de detecção baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay.

5. MÉTODO DE COMPENSAÇÃO DA SATURAÇÃO DO TC

De acordo com as discussões apresentadas na Seção 3.2, a adoção de métodos capazes de efetuar a compensação da saturação do TC cujas informações necessárias à reconstrução do sinal de corrente distorcida sejam extraídas exclusivamente das regiões não saturadas é, a princípio, vantajosa. Nestes métodos, a influência da não linearidade do TC é superada, tornando a modelagem, em geral, mais generalista e mais facilmente equacionável. Entretanto, outras características, fundamentais ao campo técnico da proteção, precisam ser consideradas na escolha do algoritmo adequado para a estimação dos parâmetros desejados:

1) Convergência

Uma particularidade inerente ao problema de saturação de TCs destinados à proteção é o fato de que, dependendo da severidade da saturação, a corrente secundária distorcida somente se assemelha à corrente primária que lhe deu origem em uma pequena porção do primeiro ciclo da componente fundamental após a falta. Em outras palavras, isto equivale a dizer que, entre o instante em que a falta ocorre e o instante em que o TC satura, o intervalo de tempo transcorrido pode ser bastante pequeno, podendo chegar, em condições de saturação severa, a cerca de 1/6 de ciclo (PAN; VU; HU, 2004). A Figura 23 mostra os dois primeiros ciclos das correntes primária e secundária, logo após a ocorrência de uma falta que levou à saturação severa do TC, destacando a primeira região não saturada do sinal de corrente. Esta simulação foi realizada no MATLAB. Apesar de novas regiões não saturadas surgirem posteriormente, entre regiões saturadas, é extremamente desejável que as informações necessárias à reconstrução do sinal de corrente sejam extraídas logo na primeira região não saturada, pois o conhecimento da corrente primária real permitirá ao relé uma tomada de decisão rápida e segura. Este talvez seja o principal desafio a ser vencido no desenvolvimento dos métodos de compensação da saturação, pois aqui se estabelece um dilema, inerente à teoria da estimação de parâmetros: a necessidade de precisão e exatidão na realização da estimação dos parâmetros fasoriais nas condições transitórias se contrapõe à disponibilidade reduzida de amostras utilizáveis para tal realização, ou seja, a eficácia do método e o tamanho da janela de amostras disponível estão em compromisso (JAFARIAN; SANAYE-PASAND, 2011).

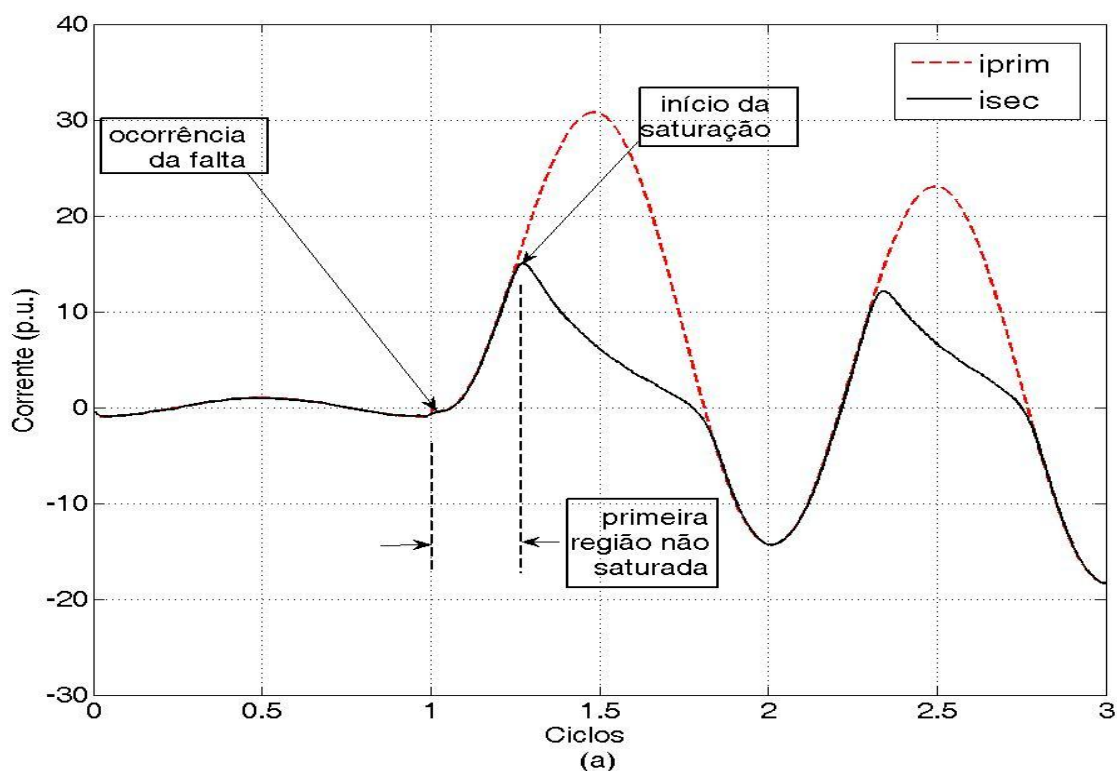


Figura 23 – Detalhamento dos sinais de corrente primária e secundária nos primeiros ciclos após a ocorrência de uma falta

2) Esforço computacional

Assim como já foi discutido no capítulo 4 em relação aos métodos de detecção de saturação, a procura por um método de compensação da saturação do TC que demande esforço computacional reduzido é fundamental quando se deseja embarcá-lo em um relé de proteção. Deve haver preocupação com os recursos de hardware disponíveis, como a taxa de amostragem e a capacidade de processamento.

3) Grau de interferência de fatores não considerados na modelagem

Diversos fatores podem influenciar na eficácia dos métodos de compensação de saturação, dentre eles o decaimento cc exponencial típico das correntes de falta em linhas de transmissão, as componentes harmônicas, inter-harmônicas e sub-harmônicas, o ruído e os desvios de frequência apresentados pela da rede elétrica. Neste ponto, também se estabelecem duas relações conflituosas a serem consideradas.

Primeiramente, quanto mais fatores são levados em consideração na escolha do modelo matemático a ser considerado como premissa, mais complexo se torna o modelo e maior deverá ser o esforço computacional necessário para realizar o processo de estimação. Além disso, os modelos matemáticos que consideram diversos parâmetros a serem estimados, via de regra, necessitam de janelas de observação maiores para promover a convergência simultânea dos parâmetros, o que pode tornar-se impeditivo no caso das correntes distorcidas pela saturação dos TCs (BELEGA; MACII; PETRI, 2014). Alguns fatores são também influenciáveis pela taxa de amostragem utilizada, que representa o grau de detalhamento que pode ser necessário para obter patamares de precisão e exatidão adequados.

4) Validade das amostras utilizadas

Como os modelos do sinal correspondentes às regiões saturadas e não saturadas são completamente diferentes, é fundamental que as amostras utilizadas para estimação correspondam exclusivamente aos pontos pertencentes à região não saturada. Isto significa que os pontos de transição entre as regiões devem estar muito bem caracterizados, ou seja, o processo de detecção da saturação deve indicar precisamente os limites entre as regiões saturadas e não saturadas. A utilização de alguma amostra da região saturada no cômputo da estimação contamina os dados, podendo resultar em erros consideravelmente grandes, que podem inviabilizar todo o processo. Portanto, é fundamental que um método eficaz de detecção de saturação seja incorporado ao método de estimação, para atingir bons resultados na compensação da saturação do TC. Em função dos excelentes resultados preliminares alcançados pelo método de detecção a ser incorporado, baseado no filtro de Savitzky-Golay diferenciador de segunda ordem, pode-se considerar que este obstáculo já tenha sido transposto.

O objetivo deste capítulo é apresentar um estudo comparativo de três métodos de estimação fasorial conhecidos pela comunidade científica, aplicados à compensação dos efeitos causados pela saturação dos TCs. Tal estudo comparativo tem o propósito de auxiliar na escolha do método de estimação mais apropriado para, juntamente com o método de detecção de saturação desenvolvido no capítulo 4, efetuar a compensação da saturação do TC, possibilitando o acesso às informações relevantes da corrente do primário do TC pela observação da corrente secundária distorcida pela saturação. Os métodos de estimação

utilizados neste trabalho podem ser vistos também como filtros digitais, uma vez que podem ser modelados de forma a obter a atualização iterativa da estimação dos parâmetros, a cada nova amostra do sinal de corrente secundária coletada.

5.1. FILTRO LS

Métodos de estimação baseados em LS são amplamente conhecidos e utilizados na comunidade científica devido a sua facilidade de implementação. O critério LS possui uma abordagem determinística, ou seja, nenhuma suposição probabilística é feita a respeito da estrutura dos dados, sendo apenas necessário o conhecimento do modelo parametrizado do sistema. Entretanto, como já foi abordado na Subseção 4.2.1, para assegurar que o estimador LS seja eficiente (estimador MVU que atinge o CRLB) é necessário que o modelo do sistema seja linear em relação aos parâmetros a serem estimados (KAY, 2010) e que o ruído seja WGN. No caso da corrente secundária i_s , é necessário que o modelo assuma a forma

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{H} \cdot \boldsymbol{\theta} + \mathbf{w}, \quad (5.1)$$

sendo que \mathbf{i}_s é um vetor de M amostras da corrente secundária $i_s[\bullet]$, \mathbf{w} é o vetor representativo do ruído contendo M amostras aleatórias $w[\bullet]$ com função densidade de probabilidade (*probability density function*, PDF) gaussiana $\mathcal{N}(0, \sigma_N^2)$ e $\boldsymbol{\theta}$ é o vetor contendo o conjunto de P parâmetros. A matriz \mathbf{H} , de dimensões $M \times P$, é denominada matriz de observação.

Assumindo a condição de linearidade representada pela Equação (5.1), sendo $M > P$ e sendo o posto de \mathbf{H} igual a P , o estimador eficiente para o vetor de parâmetros $\boldsymbol{\theta}$ pode ser facilmente obtido, baseado no critério LS, por (KAY, 2010)

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{i}_s, \quad (5.2)$$

sendo sua matriz de covariância estimada por

$$\Sigma_{LS} = \sigma_N^2 \cdot (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \quad (5.3)$$

Pelo decorrido, a tarefa de encontrar o estimador LS resume-se basicamente em encaixar a representação de \mathbf{i}_s no modelo descrito na Equação (5.1). Desprezando os erros inerentes aos TCs e considerando as hipóteses simplificadoras estabelecidas na Seção 2.2, pode-se obter uma equação parametrizada da corrente secundária, nas regiões não saturadas. Partindo da Equação (2.1), considerando a corrente secundária amostrada a uma frequência de amostragem f_s e ainda utilizando a notação das componentes em quadratura, obtém-se:

$$i_s[n] = I_s \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) + I_c \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) + I_{cc} \exp\left(-\frac{f}{f_s \cdot \tau} n\right) + w[n], \quad (5.4)$$

sendo f a frequência de operação do sistema, w o ruído presente no sinal amostrado da corrente secundária, I_s e I_c as amplitudes das componentes em quadratura e I_{cc} e τ a amplitude e a constante de tempo da componente CC de decaimento exponencial. Expandindo o termo exponencial da Equação (5.4) em série de Taylor, obtém-se

$$i_s[n] = I_s \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) + I_c \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) + I_{cc} - \frac{I_{cc} \cdot f}{f_s \cdot \tau} n + \frac{I_{cc} \cdot f^2}{(f_s \cdot \tau)^2} n^2 - \dots + w[n]. \quad (5.5)$$

O truncamento da série introduz erro no modelo, mas, por outro lado, simplifica o processo de estimação. Quanto menos termos são utilizados na expansão, menos parâmetros necessitam ser estimados sendo, conseqüentemente, menor o esforço computacional envolvido no processo. Neste sentido, considerando que a característica indutiva das linhas de transmissão leva a componentes cc da corrente de falta com constantes de tempo superiores a um ciclo (HOOSHYAR; SANAYE-PASAND, 2012) e considerando um número elevado de amostras por ciclo, tem-se

$$T_s \ll \tau \Rightarrow \frac{1}{f_s} \ll \tau \Rightarrow f_s \cdot \tau \gg 1,$$

o que sugere que o truncamento de primeira ordem na Equação (5.5) seja suficiente. Por fim, escolhendo o conjunto de parâmetros

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} I_s & I_c & I_{cc} & I_{cc}/\tau \end{bmatrix}, \quad (5.6)$$

o conjunto de M equações considerando amostras consecutivas de i_s pode ser escrito da forma

$$\begin{bmatrix} i_s[n_0] \\ i_s[n_1] \\ \vdots \\ i_s[n_{M-1}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_0\right) & \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_0\right) & 1 & -\frac{f}{f_s} n_0 \\ \text{sen}\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_1\right) & \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_1\right) & 1 & -\frac{f}{f_s} n_1 \\ \vdots & \vdots & 1 & \vdots \\ \text{sen}\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_{M-1}\right) & \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n_{M-1}\right) & 1 & -\frac{f}{f_s} n_{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_c \\ I_{cc} \\ I_{cc}/\tau \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w[n_0] \\ w[n_1] \\ \vdots \\ w[n_{M-1}] \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

A comparação de (5.7) e (5.2) leva à conclusão que a corrente secundária do TC nas regiões não saturadas pode, com boa aproximação, ser modelada linearmente. Assim sendo, considerando a hipótese plausível do ruído ser WGN e que estão disponíveis mais do que quatro amostras para realizar a estimação, pode-se encontrar o estimador eficiente através do filtro LS (ou *Least Squares Filter*, LSF) da Equação (5.2). Mesmo na hipótese de que o ruído não fosse WGN, encontrar-se-ia um estimador subótimo.

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

A fim de evitar a inversão matricial da Equação (5.2), é conveniente adotar uma solução sequencial para o LSF, que pode ser implementada recursivamente, para cada nova amostra do sinal de corrente secundária coletada. Tal solução, descrita por Kay (2010), é obtida através das seguintes equações:

1) Atualização do estimador

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}[n] = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}[n-1] + \mathbf{k}_{LS}[n](i_s[n] - \mathbf{h}^T[n] \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}[n-1]), \quad (5.8a)$$

em que \mathbf{k}_{LS} é um vetor $P \times 1$ denominado fator de ganho e atualizado por

$$\mathbf{k}_{LS}[n] = \frac{\boldsymbol{\Sigma}_{LS}[n-1] \cdot \mathbf{h}[n]}{\sigma_N^2 + \mathbf{h}^T[n] \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{LS}[n-1] \cdot \mathbf{h}[n]}. \quad (5.8b)$$

2) Atualização da covariância

$$\boldsymbol{\Sigma}_{LS}[n] = (\mathbf{I} - \mathbf{k}_{LS}[n] \cdot \mathbf{h}^T[n]) \boldsymbol{\Sigma}_{LS}[n-1]. \quad (5.8c)$$

O vetor \mathbf{h}^T ($1 \times P$) representa a linha a ser acrescentada na matriz \mathbf{H} correspondente à entrada da nova amostra de corrente secundária i_s , ou seja, os elementos de \mathbf{h}^T são os pesos da combinação linear dos parâmetros que representam a nova amostra. \mathbf{I} representa a matriz identidade, de dimensão P .

Para iniciar o processo recursivo é necessário atribuir valores iniciais para o vetor de parâmetros e sua covariância, ou seja, $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}[-1]$ e $\boldsymbol{\Sigma}_{LS}[-1]$. A escolha dessas grandezas produz uma polarização do estimador em torno do seu valor inicial, mas este efeito pode ser minimizado pela escolha de grandes valores para os elementos de $\boldsymbol{\Sigma}_{LS}[-1]$, o que equivale estatisticamente a atribuir grande incerteza (pequena confiança) à escolha $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{LS}[-1]$. Além disso, deve-se atribuir um valor à σ_N^2 , o que pode ser considerado uma tarefa fácil uma vez que a estimação antecipada da SNR já é prevista para viabilizar o cálculo do limiar adaptativo do método de detecção de saturação proposto no capítulo 4. A escolha de σ_N^2 próximo do seu valor real auxilia na velocidade de convergência do método. A partir daí, o estimador baseado no LSF pode ser computado sequencialmente, para $n \geq 0$, nas Equações (5.8a-c).

A escolha do vetor de parâmetros conforme Equação (5.6) pressupõe conhecidas tanto a frequência de operação f quanto a frequência de amostragem f_s . De fato, pode-se observar através da Equação (5.7) que estas duas grandezas (ou, pelo menos, a relação entre elas) são necessárias à construção da matriz \mathbf{H} ou do vetor \mathbf{h} , fundamentais para a implementação o LSF. Por enquanto, deve-se supor que a frequência de operação equivale à frequência nominal do sistema e que a frequência de amostragem é estabelecida pelo conversor A/D do relé. Ainda neste capítulo serão discutidas questões concernentes à suposição estabelecida, identificando os efeitos causados na estimação pelos desvios ocorridos na frequência de operação do SEP em relação à frequência nominal, com proposição de um método para mitigar tais efeitos.

5.2. FILTRO DE KALMAN

O filtro de Kalman (ou *Kalman filter* – KF) é um estimador sequencial baseado na minimização do erro médio quadrático (ou *mean square error* – MSE), também conhecido como estimador MMSE (*minimum mean square error*) sequencial, proposto por Kalman (1960). A premissa fundamental na qual se baseiam os estimadores MMSE é a adoção da abordagem Bayesiana em relação ao conjunto de dados. Em outras palavras, ao invés de tratar os parâmetros a serem estimados como previamente desconhecidos, porém constantes, como trata a abordagem determinística, pressupõe-se que eles possam variar caracterizados por um modelo dinâmico, denominado também modelo de estado. Por este motivo, tais estimadores são apropriados para lidar com sinais não estacionários (KAY, 2010).

Particularmente, o desenvolvimento do KF pressupõe ainda que tanto o modelo de estado quanto o modelo de observação sejam lineares e, portanto, que possam ser representados respectivamente por

$$\boldsymbol{\theta}[n] = \mathbf{A} \cdot \boldsymbol{\theta}[n-1] + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}[n] \quad (5.9)$$

e

$$i_s[n] = \mathbf{h}^T [n] \cdot \boldsymbol{\theta}[n] + w[n], \quad (5.10)$$

sendo \mathbf{A} e \mathbf{B} matrizes conhecidas de dimensões $P \times P$ e $\mathbf{u}[n]$ o vetor WGN com PDF $\mathcal{N}(0, \mathbf{Q})$ que representa a perturbação no modelo de estado.

A estimação é realizada em um processo de duas etapas: a predição, na qual a evolução temporal das informações estatísticas dos parâmetros é efetuada, e a correção, na qual as informações atualizadas na etapa anterior são utilizadas, juntamente com o modelo do sinal e a nova amostra observada, para aperfeiçoar a estimação.

Em geral, a qualidade da estimação obtida pelo KF tem uma forte relação com a escolha dos valores iniciais do processo recursivo. A limitação do número de amostras da primeira região não saturada do sinal de corrente secundária torna necessário um conhecimento *a priori* dos valores reais para que o KF apresente bom comportamento de convergência. Neste sentido, diversos conjuntos de parâmetros foram previamente testados, com seus respectivos modelos de estado lineares. A questão da convergência foi resolvida adotando o mesmo modelo de observação linear usado no LSF, com o conjunto de parâmetros

dado pela Equação (5.6). Foi apenas adicionada ao modelo de estados uma leve perturbação representada pelo vetor $\mathbf{u}[n]$, de maneira que o modelo linear de estado assuma a forma

$$\boldsymbol{\theta}[n] = \mathbf{I} \cdot \boldsymbol{\theta}[n-1] + \mathbf{I} \cdot \mathbf{u}[n]. \quad (5.11)$$

As etapas de predição e correção do KF para os modelos de observação e de estado representados, respectivamente, pelas Equações (5.10) e (5.11), são computadas sequencialmente no tempo usando as seguintes equações recursivas (KAY, 2010):

1) Predição

Estimador:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n-1] = \mathbf{I} \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n-1 | n-1]. \quad (5.12a)$$

Matriz MMSE:

$$\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n-1] = \boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n-1 | n-1] + \mathbf{Q}. \quad (5.12b)$$

2) Correção

Ganho de Kalman:

$$\mathbf{k}_{KF}[n] = \frac{\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n-1] \cdot \mathbf{h}[n]}{\sigma_N^2 + \mathbf{h}^T[n] \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n-1] \cdot \mathbf{h}[n]}. \quad (5.12c)$$

Estimador:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n] = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n-1] + \mathbf{k}_{KF} \cdot (i_s[n] - \mathbf{h}^T[n] \cdot \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n-1]) \quad (5.12d)$$

Matriz MMSE:

$$\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n] = (\mathbf{I} - \mathbf{k}_{KF}[n] \cdot \mathbf{h}^T[n]) \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n-1]. \quad (5.12e)$$

A simbologia $x | y$ adotada corresponde à probabilidade condicional, lendo-se como x dado y e considera a influência do conhecimento *a priori* de y na ocorrência de x . As matrizes MMSE são definidas como

$$\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n] = E \left[(\boldsymbol{\theta}[n] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n]) (\boldsymbol{\theta}[n] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n])^T \right]$$

e

$$\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[n | n-1] = E \left[(\boldsymbol{\theta}[n] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n-1]) (\boldsymbol{\theta}[n] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[n | n-1])^T \right]$$

sendo que o operador $E[a]$ representa o valor esperado do argumento a .

Para iniciar o processo recursivo, deve-se supor o conhecimento a priori de informações estatísticas sobre os parâmetros, quais sejam, a média $\boldsymbol{\mu}_0 = E[\boldsymbol{\theta}[-1]]$ e a matriz de covariância $\mathbf{C}_0 = E[(\boldsymbol{\theta}[-1] - \boldsymbol{\mu}_0)(\boldsymbol{\theta}[-1] - \boldsymbol{\mu}_0)^T]$. Com isso, atribui-se valores iniciais para $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{KF}[-1|-1] = \boldsymbol{\mu}_0$ e $\boldsymbol{\Sigma}_{KF}[-1|-1] = \mathbf{C}_0$. Além disso, deve-se atribuir valores à σ_N^2 e \mathbf{Q} , lembrando que, como no caso do LSF, estimação antecipada da SNR já é prevista para viabilizar o cálculo do limiar adaptativo do método de detecção de saturação proposto no capítulo 4. A partir daí, o estimador baseado no KF pode ser computado sequencialmente, para $n \geq 0$, nas Equações (5.12a-e).

A adoção do modelo linear para o modelo de observação pressupõe novamente a linearização do termo exponencial da Equação (5.4) e o truncamento da série de Taylor em primeira ordem. Entretanto, espera-se que o erro introduzido pela modelagem não seja relevante no processo de estimação, da mesma forma como foi discutido no caso do LSF.

Por fim, é importante salientar que, para o caso de modelos de observação e de estado lineares e ainda considerando que o sinal e o ruído possuem distribuições conjuntamente Gaussianas, o KF leva a um estimador MMSE ótimo (KAY, 2010).

5.3. FILTRO DE KALMAN SEM PERFUME

O filtro de Kalman consagrou-se, desde o seu desenvolvimento, como uma ferramenta altamente eficaz para estimação de estados em sistemas lineares. A sua primeira adaptação a sistemas não lineares foi efetuada através de linearização de primeira ordem, utilizando matrizes Jacobianas, para que assim as equações de Kalman pudessem ser utilizadas, resultando em um filtro popularmente denominado de Filtro de Kalman Estendido (ou *Extended Kalman Filter* – EKF) (KAY, 2010). Entretanto, a implementação do EKF pode levar a imprecisões inerentes à premissa de linearidade local estipulada pela linearização de primeira ordem, além de introduzir esforço computacional elevado pela utilização das matrizes Jacobianas (NOVANDA et al, 2011; UMAMAGESWARY; IGNATIOUS; VINODHA, 2012). No intuito de superar as limitações do EKF, Julier e Uhlmann (1997) propuseram uma nova extensão ao KF, que não lineariza as equações do modelo, utilizando

alternativamente uma distribuição estatística do estado que se propaga através das equações não lineares. Tal propagação utiliza uma teoria denominada transformação sem perfume¹, ou *unscented transformation* (UT), sendo a nova extensão denominada filtro de Kalman sem perfume, ou *unscented Kalman filter* (UKF). Quando aplicado à estimação de parâmetros da corrente secundária do TC, o UKF pode resolver sistemas não lineares da seguinte forma:

$$\boldsymbol{\theta}[n] = f(\boldsymbol{\theta}[n-1]) + \mathbf{u}[n] \quad (5.13)$$

$$i_s[n] = h(\boldsymbol{\theta}[n]) + w[n], \quad (5.14)$$

sendo f e h funções que podem ser não lineares, diferentemente do equacionamento do KF, representado pelas Equações (5.9) e (5.10).

5.3.1. A UT

A UT é uma metodologia matemática usada para propagar as informações de um processo estocástico através de uma função não linear. Ao invés de procurar uma solução analítica para encontrar a PDF resultante, o que pode ser considerado uma tarefa árdua e muitas vezes infactível, a UT baseia-se na seleção adequada de um número finito de pontos, denominados pontos sigma, que são capazes de representar bem a distribuição de probabilidade da variável. Uma vez escolhidos os pontos sigma, estes são passados através da função não linear, gerando uma imagem que carrega as informações estatísticas com uma confiança suficientemente boa para reconstruir a PDF desejada. Embora a ideia da UT tenha uma semelhança com o método de Monte Carlo, há uma fundamental diferença: os pontos não são escolhidos randomicamente mas de acordo com um algoritmo específico determinístico. Desta forma, um número muito menor de pontos é capaz de carregar as informações estatísticas desejadas através da função não linear (JULIER; UHLMANN, 1997).

¹ O termo *unscented* (sem cheiro, sem perfume) originalmente utilizado por Julier e Uhlmann (1997) corresponde curiosamente ao sentido literal da palavra, não havendo relação direta do nome adotado com propriedades específicas da transformação ou do filtro em questão. Ver maiores informações em www.ethw.org/First-Hand:The_Unscented_Transform.

A Figura 24 mostra um exemplo da propagação de uma variável estocástica \mathbf{x} , com média \bar{x} e covariância Σ_x , por uma função não linear $f(x)$. Na Figura 24(a) cada ponto x_i do conjunto de amostras é submetido à função f gerando o conjunto y_i , sendo a média \bar{y} e a covariância Σ_y computadas considerando a totalidade dos pontos, correspondendo desta forma aos valores reais propagados através de f .

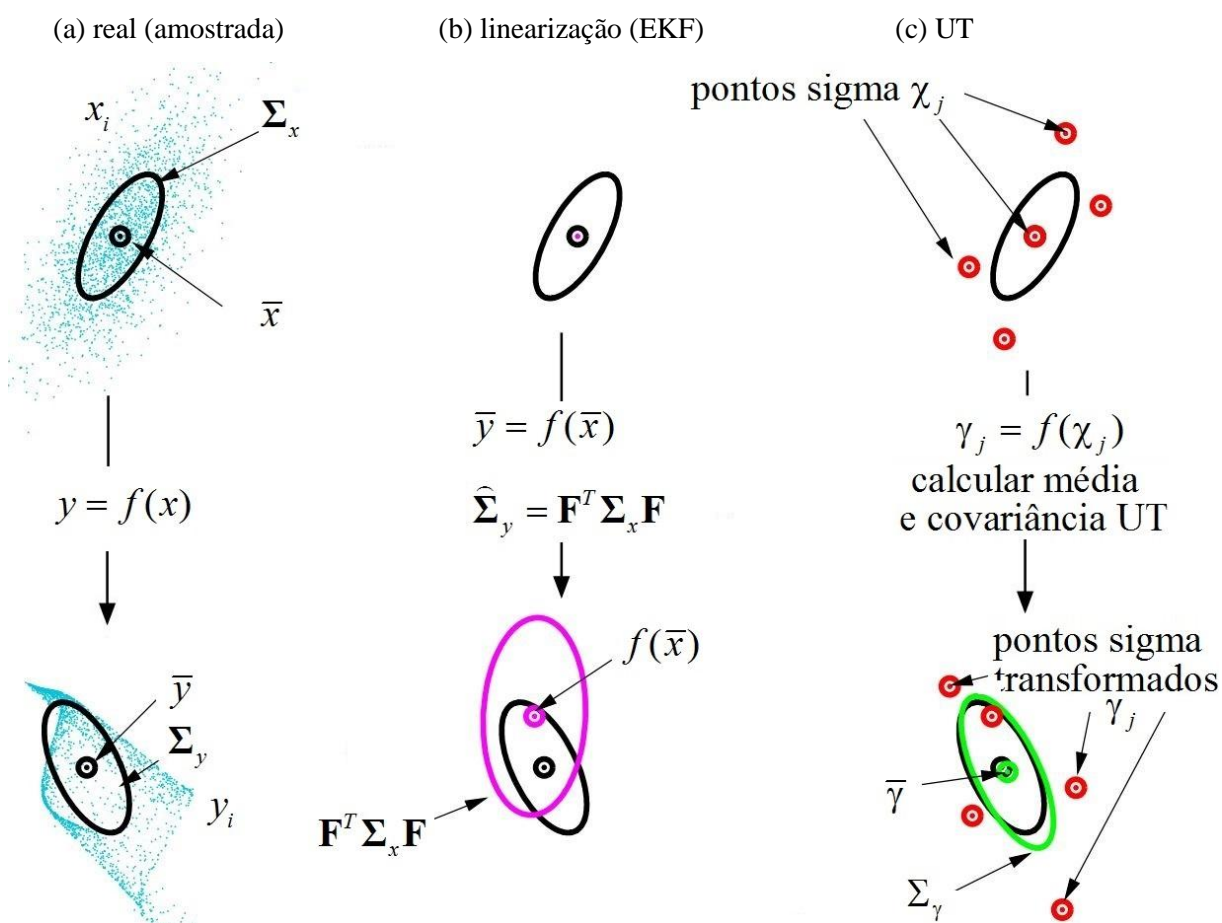


Figura 24 – Propagação da média e da covariância em funções não lineares

(a) real amostrada, (b) linearização – EKF, (c) UT

Fonte: WAN E MERWE (2000). MODIFICADO PELO PRÓPRIO AUTOR

A Figura 24(b), por sua vez, representa a propagação da média \bar{x} e da covariância Σ_x através do processo de linearização de primeira ordem da função f , tal como adotado no EKF. Neste caso, só \bar{x} passa pela função não linear f , enquanto a variância de \mathbf{y} é estimada pela matriz de observação linearizada em primeira ordem \mathbf{F} (matriz Jacobiana), da mesma forma que a covariância se propagaria caso o sistema fosse de fato linear. Pode-se

observar, neste caso, uma grande diferença entre os valores reais e estimados de média e covariância (linhas lilás e preta).

Por outro lado, a Figura 24(c) representa a propagação dos pontos sigma χ_j , devidamente escolhidos por um algoritmo a ser mostrado adiante, através da função f , gerando os pontos γ_j , cuja média $\bar{\gamma}$ e covariância Σ_γ são estimadas em sequência. Neste caso, observa-se uma proximidade muito maior entre os valores estimados e reais (linhas verde e preta), tanto para a média quanto para a covariância, quando comparado ao método que adota a linearização de f . Além disso, o que torna a UT atrativa é que os bons resultados são conseguidos mesmo para $j \ll i$.

Generalizando a UT para variáveis estocásticas n -dimensionais, o algoritmo de obtenção dos pontos sigma e de propagação da média e da covariância é realizado da seguinte forma (NOVANDA et al, 2011; REGULSKI; TERZIJA, 2012; VASEGHI, 2008):

1) Obtenção dos pontos sigma

$$\chi_0 = \bar{\mathbf{x}} \quad (5.15a)$$

$$\chi_j = \bar{\mathbf{x}} + \left(\sqrt{(L+\lambda)\Sigma_x} \right)_j \quad (5.15b)$$

$$\chi_{j+L} = \bar{\mathbf{x}} - \left(\sqrt{(L+\lambda)\Sigma_x} \right)_j \quad (5.15c)$$

sendo $2L+1$ o número de pontos sigma, $\left(\sqrt{(L+\lambda)\Sigma_x} \right)_j$ a j -ésima coluna da matriz $\sqrt{(L+\lambda)\Sigma_x}$ e o parâmetro $\lambda = \xi^2(L-\kappa) - L$. O parâmetro ξ determina a abertura dos pontos sigma em relação à $\bar{\mathbf{x}}$, estando normalmente entre 10^{-4} e $1,0$. O parâmetro κ é também um fator de escala situado entre 0 e 2 . Nas aplicações em que é suficiente que a UT efetue a propagação adequada de momentos de até segunda ordem, como é o caso do UKF, são adotados $\xi = 10^{-3}$ e $\kappa = 0$. Entretanto, a UT pode ser utilizada em aplicações que envolvam a propagação de momentos de até quarta ordem, escolhendo-se adequadamente L , ξ e κ . A discussão desta situação foge do escopo do presente trabalho, podendo ser encontrada em Julier, Uhlmann e Durrant-Whyte (1995).

2) Propagação dos pontos sigma

$$\gamma_j = f(\chi_j), \quad j = 0, 1, \dots, 2L. \quad (5.15d)$$

3) Cálculo da média e covariância dos pontos propagados

$$\bar{y} = \sum_{j=0}^{2L} W_j^m \gamma_j \quad (5.15e)$$

$$\Sigma_y = \sum_{j=0}^{2L} W_j^c \left[(\gamma_j - \bar{y})(\gamma_j - \bar{y})^T \right] \quad (5.15f)$$

sendo os pesos W_j^m e W_j^c definidos abaixo:

$$W_0^m = \frac{\lambda}{L + \lambda} \quad (5.15g)$$

$$W_0^c = \frac{\lambda}{L + \lambda} + (1 - \xi^2 + \rho) \quad (5.15h)$$

$$W_j^m = W_j^c = \frac{1}{2(L + \lambda)}, \quad j \neq 0. \quad (5.15i)$$

O parâmetro ρ é usado para incorporar conhecimento *a priori* da distribuição do vetor \mathbf{x} . Para distribuições Gaussianas, $\rho = 2$ é ótimo (VASEGHI, 2008).

5.3.2. Os modelos de observação de estado utilizados

Escolhendo os parâmetros

$$\theta_1 = I_s, \quad \theta_2 = I_c, \quad \theta_3 = I_{cc} \cdot \exp\left(-\frac{f \cdot n}{f_s \cdot \tau}\right), \quad \theta_4 = \exp\left(-\frac{f}{f_s \cdot \tau}\right),$$

a Equação (5.4) se torna

$$i_s[n] = \sin\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) \cdot \theta_1 + \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s} n\right) \cdot \theta_2 + \theta_3 + w[n], \quad (5.16)$$

correspondendo a um modelo de observação ainda linear em relação aos parâmetros, que se enquadra na forma da Equação (5.14). Por outro lado, a evolução dinâmica dos parâmetros escolhidos é representada pelo modelo de estado

$$\theta_1[n] = \theta_1[n-1] + u_1[n] \quad (5.17a)$$

$$\theta_2[n] = \theta_2[n-1] + u_2[n] \quad (5.17b)$$

$$\theta_3[n] = \theta_3[n-1] \cdot \theta_4[n-1] + u_3[n] \quad (5.17c)$$

$$\theta_4[n] = \theta_4[n-1] + u_4[n] \quad (5.17d)$$

que é um sistema de equações visivelmente não linear, por força do termo exponencial representado na Equação (5.17c), cuja evolução temporal leva à multiplicação entre os parâmetros. As Equações (5.17a-d) se enquadram na forma da Equação (5.13), requerida para a modelagem do UKF, definindo f .

5.3.3. O algoritmo do UKF

O algoritmo do UKF consiste em basicamente quatro etapas, a serem realizadas sequencialmente e iterativamente para obtenção da solução do sistema:

1) Cálculo dos pontos sigma

Nesta primeira etapa, os pontos sigma $\chi_j[n-1|n-1]$ são calculados segundo as Equações (5.15a-c), fazendo $\bar{\mathbf{x}} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n-1|n-1]$ e $\boldsymbol{\Sigma}_x = \boldsymbol{\Sigma}_\theta[n-1|n-1]$. Os pesos definidos nas Equações (5.15g-i) são previamente calculados para permitir cálculos de média e covariância, definidos nas Equações (5.15e-f), nas próximas etapas.

2) Predição

Estimador:

$$\chi_j^p[n|n-1] = f(\chi_j[n-1|n-1]), \quad j = 0, 1, \dots, 2L. \quad (5.18a)$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1] = \sum_{j=0}^{2L} W_j^m \boldsymbol{\chi}_j^p[n|n-1] \quad (5.18b)$$

Matriz de covariância:

$$\boldsymbol{\Sigma}_\theta[n|n-1] = \sum_{j=0}^{2L} W_j^c \left[(\boldsymbol{\chi}_j^p[n|n-1] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1])(\boldsymbol{\chi}_j^p[n|n-1] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1])^T \right] + \mathbf{Q} \quad (5.18c)$$

3) Propagação

Esta etapa se inicia com a seleção de novos pontos sigma $\boldsymbol{\chi}_j[n|n-1]$, baseada nos valores da média do estimador $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1]$ e da sua matriz de covariância $\boldsymbol{\Sigma}_\theta[n|n-1]$ preditos na etapa anterior. Para encontrar $\boldsymbol{\chi}_j[n|n-1]$ ($j=0,1,\dots,2L$) basta fazer $\bar{\mathbf{x}} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1]$ e $\boldsymbol{\Sigma}_x = \boldsymbol{\Sigma}_\theta[n|n-1]$ nas Equações (5.15a-c). A seguir, efetua-se a propagação dos pontos sigma pelo modelo de observação h definido pela Equação (5.16), obtendo-se

$$\boldsymbol{\gamma}_j[n|n-1] = h(\boldsymbol{\chi}_j[n|n-1]), \quad j = 0,1,\dots,2L. \quad (5.18d)$$

Em seguida os valores preditos da média do sinal de corrente $\bar{i}_s[n|n-1]$, da sua covariância $\boldsymbol{\Sigma}_{i_s}$ e da covariância cruzada entre os parâmetros e o sinal $\boldsymbol{\Sigma}_{\theta i_s}$ são calculados com base nos novos pontos sigma, através das Equações (5.16e-f), resultando

$$\bar{i}_s[n|n-1] = \sum_{j=0}^{2L} W_j^m \boldsymbol{\gamma}_j[n|n-1] \quad (5.18e)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_{i_s}[n|n-1] = \sum_{j=0}^{2L} W_j^c \left[(\boldsymbol{\gamma}_j[n|n-1] - \bar{i}_s[n|n-1])^2 \right] + \sigma_N^2 \quad (5.18f)$$

$$\boldsymbol{\Sigma}_{\theta i_s}[n|n-1] = \sum_{j=0}^{2L} W_j^c \left[(\boldsymbol{\chi}_j^p[n|n-1] - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1])(\boldsymbol{\gamma}_j[n|n-1] - \bar{i}_s[n|n-1])^T \right] \quad (5.18g)$$

4) Correção

Ganho de Kalman:

$$\mathbf{k}_{UKF}[n] = \boldsymbol{\Sigma}_{\theta i_s}[n|n-1] / \boldsymbol{\Sigma}_{i_s}[n|n-1] \quad (5.18h)$$

Estimador:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n] = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[n|n-1] + \mathbf{k}_{UKF}[n] \cdot (i_s[n] - \bar{i}_s[n|n-1]) \quad (5.18i)$$

Matriz de covariância:

$$\boldsymbol{\Sigma}_\theta[n|n] = \boldsymbol{\Sigma}_\theta[n|n-1] - \mathbf{k}_{UKF}[n] \cdot \boldsymbol{\Sigma}_{\theta_i_s}[n|n-1] \cdot \mathbf{k}_{UKF}^T[n] \quad (5.18j)$$

Assim como no algoritmo do KF, a inicialização do processo recursivo requer o conhecimento *a priori* de $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{UKF}[-1|-1] = \boldsymbol{\mu}_\theta$, $\boldsymbol{\Sigma}_\theta[-1|-1] = \mathbf{C}_\theta$, σ_N^2 e \mathbf{Q} . A partir daí, o estimador baseado no UKF pode ser computado sequencialmente, para $n \geq 0$, nas Equações (5.18a-j).

Por fim, cabe salientar que as Equações (5.18a-j) estão particularizadas para o sinal de corrente secundária i_s , que é escalar. Nestas condições, $\boldsymbol{\Sigma}_{\theta_i_s}$ é um vetor (4×1) e Σ_{i_s} é escalar, possibilitando o cálculo do ganho de Kalman sem a necessidade de inversão matricial, como pode ser observado na Equação (5.18h). Este fato leva à simplificação na implementação do algoritmo, demandando esforço computacional reduzido.

5.4. COMPARAÇÃO ENTRE OS ALGORITMOS LSF, KF E UKF

Embora o LSF e o KF já tenham sido utilizados em trabalhos anteriores como estimadores para compensar os efeitos causados pela saturação dos TCs no sinal de corrente secundária (Subseção 3.2.4), observa-se que as condições em que os testes foram efetuados são bastante amplas e divergentes. Assim sendo, os resultados obtidos impossibilitam a comparação direta entre eles. Além disso, não foram encontrados estudos específicos a respeito do uso do UKF para compensação da saturação do TC. O objetivo desta Seção foi promover um estudo comparativo entre o LSF, o KF e o UKF, avaliando seu desempenho nas condições impostas pela saturação dos TCs.

Para efetuar a comparação entre os métodos, diversos sinais de corrente secundária $i_{RTDS}[\bullet]$ distorcida foram gerados através de simulações no RTDS (Apêndice A) e importados pelo MATLAB, onde foram processados conforme o diagrama de blocos mostrado na Figura 25.

A primeira etapa do processamento no MATLAB foi a inserção de WGN ao sinal de corrente secundária, com o intuito de representar o ruído oriundo dos SEPs e a interferência eletromagnética no circuito secundário do TC, além do ruído gerado pela conversão A/D dos relés de proteção. Segundo Tomic, Kusljevic e Vujicic (2007), os níveis de SNR em sistemas de potência situam-se tipicamente entre 50 dB e 70 dB. Desta forma, foi inserido o WGN com SNR de 40 dB, com o intuito de efetuar a comparação entre os métodos de estimação simulando uma situação desfavorável. Adotou-se o modelo WGN para o ruído em função da grande multiplicidade de fontes independentes e aleatórias de ruído que podem interagir com os sinais da rede elétrica. Para cada sinal de corrente foram aleatoriamente gerados e adicionados 1000 vetores de ruído, para permitir a análise estatística utilizando técnicas de Monte Carlo. A taxa de amostragem utilizada tanto para a geração dos sinais simulados em RTDS quanto para o processamento em MATLAB foi de 200 amostras por ciclo.

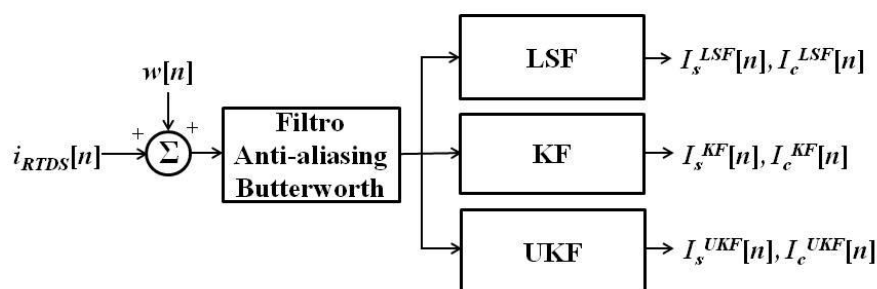


Figura 25 – Diagrama de blocos da análise comparativa entre os processos de estimação

Na etapa seguinte, o sinal ruidoso foi submetido a um filtro Butterworth *anti-aliasing* passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte de 600 Hz (equivalente a 10 vezes a frequência de operação do sistema), tipicamente encontrado nos relés de proteção. Por fim, o sinal ruidoso filtrado foi submetido paralelamente ao LSF, ao KF e ao UKF, sendo que na saída de cada filtro foram estimadas as componentes em quadratura seno I_s e cosseno I_c do sinal de corrente secundária. Os sobrescritos de I_s e I_c representados na Figura 25 indicam a que filtro corresponde o parâmetro estimado.

Conforme abordado anteriormente, os filtros estimadores foram desenvolvidos com base nos modelos do sinal de corrente secundária referentes às regiões não saturadas. Portanto, é necessário que um detector de saturação eficaz seja utilizado para separar as

regiões saturadas das não saturadas, controlando a atuação dos filtros estimadores para que estes atuem somente nos conjuntos de amostras referentes às regiões não saturadas. Além disso, os filtros estimadores são configurados para reter os últimos valores estimados de I_s e I_c quando se inicia a aquisição de um conjunto de amostras da região saturada e para retomar a estimação a partir de tais valores tão logo se inicie a próxima região não saturada. O detector baseado na função primeira diferença do filtro de Lanczos de baixo ruído desenvolvido por Schettino et al (2014) foi utilizado com o objetivo de controlar os três filtros estimadores. Foi utilizado o sinal de corrente secundária isento de ruído na entrada do detector, propiciando um desempenho de praticamente 100% no processo de detecção, a fim de não influenciar na análise comparativa entre os estimadores a ser efetuada. Por simplificação, o detector de saturação não foi mostrado na Figura 25.

Uma vez estimadas as componentes em quadratura, a amplitude da componente CA da corrente I_{CA}^{LSF} , I_{CA}^{KF} e I_{CA}^{UKF} e a sua fase ϕ^{LSF} , ϕ^{KF} e ϕ^{UKF} são obtidas para cada filtro através das expressões

$$I_{CA}[n] = \sqrt{I_s^2[n] + I_c^2[n]} \quad (5.19)$$

e

$$\phi[n] = \arctan\left(\frac{I_s[n]}{I_c[n]}\right). \quad (5.20)$$

Os indicadores utilizados para comparar os três estimadores foram o erro médio de amplitude (ε_I^{LSF} , ε_I^{KF} e ε_I^{UKF}) e de fase (ε_ϕ^{LSF} , ε_ϕ^{KF} e ε_ϕ^{UKF}), além de seus respectivos desvios padrões (σ_I^{LSF} , σ_I^{KF} , σ_I^{UKF} , σ_ϕ^{LSF} , σ_ϕ^{KF} e σ_ϕ^{UKF}), calculados sobre as 1000 realizações de Monte Carlo, ao final da primeira região não saturada (ver Figura 23).

Como anteriormente abordado, espera-se que o grande desafio dos filtros estimadores aplicados à compensação da saturação do TC resida nas situações de saturação severa, uma vez que nestes casos o tamanho da primeira região não saturada torna-se reduzido. Em outras palavras, baseado em uma região não saturada composta de poucas amostras a convergência dos métodos pode ser insuficiente. Assim sendo, as correntes geradas no RTDS procuraram contemplar diferentes níveis de severidade de saturação. Foram gerados sinais cuja relação entre os tamanhos da primeira região não saturada e do ciclo CA (η_1) correspondesse a 20%, 28% e 36% do ciclo CA, com o intuito de representar os casos de

saturação severa, moderada e leve, respectivamente. Para cada um desses níveis de severidade, foram geradas faltas simétricas (sem componente CC) e assimétricas com $X_f / R_f = 5, 20$ e 50 , visando cobrir os cenários típicos de sistemas de distribuição, subtransmissão e transmissão com alta prevalência de geração convencional. Valores de X_f / R_f inferiores a 5, passíveis de serem encontrados em sistemas de distribuição convencionais, normalmente não constituem problema em relação à saturação de TCs, uma vez que o rápido decaimento da componente exponencial não gera fluxo magnético suficiente no núcleo do TC para levá-lo à saturação.

A Figura 26 ilustra a evolução da estimação da amplitude da componente CA (I_{CA}^{LSF} , I_{CA}^{KF} e I_{CA}^{UKF}) realizada pelo LSF (linha vermelha sólida), pelo KF (linha azul tracejada) e pelo UKF (linha preta tracejada e pontilhada). A linha preta sólida representa o real valor de amplitude da componente CA do sinal de corrente secundária. Para o exemplo ilustrado, a falta ocorreu na amostra 201, dando início à primeira região não saturada. A saturação foi detectada na amostra 256, o que corresponde ao final da primeira região não saturada. Neste caso, $\eta_1 = (256 - 201 + 1) / 200 = 28\%$, representando uma saturação moderada segundo o critério anteriormente estabelecido no presente trabalho. A relação X_f / R_f do exemplo em questão é 20.

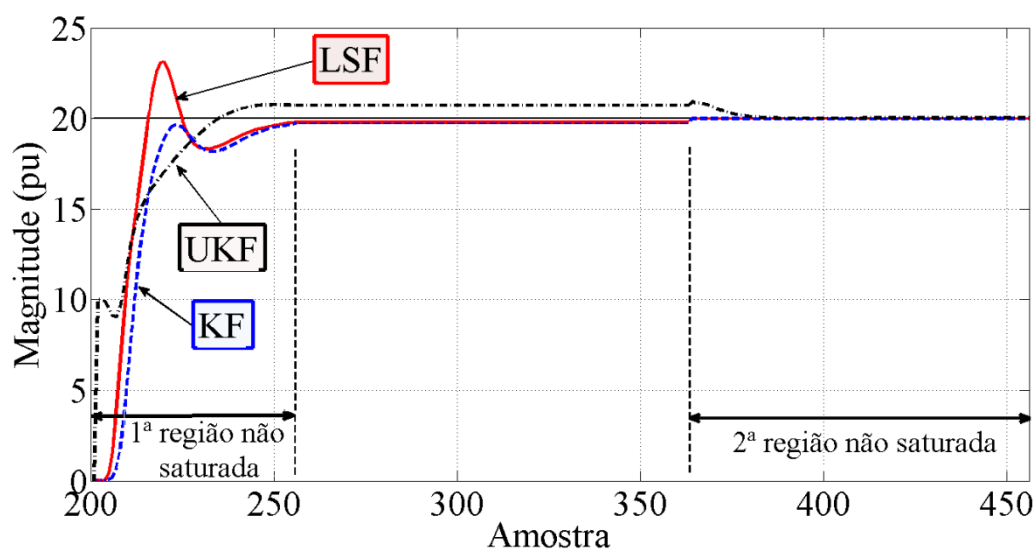


Figura 26 – Estimação da amplitude da componente CA através do LSF, KF e UKF

A Figura 26 ilustra também uma questão explicitada anteriormente: um primeiro estágio de estimação é efetuado na primeira região não saturada, sendo que os valores estimados pelos filtros ao final deste estágio permanecem inalterados até que se inicie a segunda região não saturada. A partir daí, inicia-se um novo estágio de estimação, tendo como ponto de partida os valores estimados ao final do estágio anterior.

A Tabela 2 sumariza os resultados comparativos dos erros de estimação e seus respectivos desvios padrões para os três filtros estimadores analisados, calculados ao final da primeira região não saturada.

Observa-se que o LSF apresentou erros menores do que 1% em praticamente todos os casos analisados. Nota-se, entretanto, que o truncamento em série de Taylor usado para linearizar o modelo de observação introduziu erros perceptíveis nos casos em que a constante de tempo é pequena ($X_f / R_f = 5$). Entretanto, os valores abaixo de 2%, mesmo para o caso de saturação severa, parecem não comprometer a acurácia do estimador LS. Adicionalmente, os pequenos valores de σ_I^{LSF} encontrados indicam boa robustez deste estimador em relação ao ruído, além de mostrar que tal robustez cresce na medida em que aumenta o número de amostras disponíveis para estimação, ou seja, na medida em que aumenta o tamanho da primeira região não saturada, corroborando com a expectativa já debatida a respeito desta questão.

Tabela 2 – Erros na estimação da amplitude

Características do sinal		LSF		KF		UKF	
η_1 %	X_f / R_f	$ \varepsilon_I^{LSF} $ %	σ_I^{LSF} %	$ \varepsilon_I^{KF} $ %	σ_I^{KF} %	$ \varepsilon_I^{UKF} $ %	σ_I^{UKF} %
20	simétrica	0,17	0,81	1,45	0,34	0,05	0,12
	5	1,75	0,81	3,95	0,34	3,99	0,34
	20	0,31	0,86	2,95	0,34	11,95	0,45
	50	0,14	0,89	2,68	0,37	12,84	0,48
28	simétrica	0,02	0,32	0,23	0,14	0,01	0,04
	5	1,69	0,35	1,24	0,17	1,93	0,89
	20	0,08	0,33	0,72	0,14	4,45	0,52
	50	0,07	0,32	0,52	0,15	1,98	0,28
36	simétrica	0,00	0,18	0,04	0,08	0,00	0,02
	5	1,31	0,16	1,33	0,08	10,17	0,89
	20	0,12	0,16	0,18	0,07	6,77	0,94
	50	0,03	0,17	0,15	0,08	4,15	0,95

Os resultados apresentados pelo KF mostram um perceptível aumento do erro nos casos em que a constante de tempo é pequena, uma vez que é utilizado o mesmo modelo de observação linearizado do LSF. Adicionalmente, os maiores valores de ε_I^{KF} apresentados para $\eta_1 = 20\%$ indicam que o KF não convergiu tão adequadamente quanto o LSF no primeiro estágio de estimação. Por outro lado, os valores de σ_I^{KF} menores que σ_I^{LKF} para todos os cenários analisados indica que o KF é mais robusto ao ruído que o LSF. Esta é uma consequência direta a abordagem Bayesiana, na qual o KF é baseado, que considera algum conhecimento *a priori* a respeito do ruído.

Em relação ao UKF, apesar da aparente vantagem em utilizar um modelo de estado não linear para os parâmetros a serem estimados, os resultados de estimação apresentados foram ruins em praticamente todos os cenários analisados, considerando-se o primeiro estágio de estimação. Um estudo adicional mostrou que a redução do tempo de convergência depende fortemente da escolha de valores iniciais para a média e a covariância dos parâmetros muito próximos de seus valores reais, o que torna inviável o uso do estimador UKF para os propósitos discutidos neste trabalho.

Adicionalmente, cabe salientar que, quando o segundo estágio é incluído na estimação, os erros médios e seus respectivos desvios padrões produzidos pelos três estimadores reduzem significativamente em relação ao primeiro estágio. Entretanto, o uso do segundo estágio para compensar os efeitos da saturação do TC pode estender demasiadamente o tempo de resposta dos algoritmos, uma vez que o final da segunda região não saturada encontra-se geralmente dentro do segundo ciclo, podendo comprometer a operação dos dispositivos de proteção.

Por fim, a análise de desempenho foi realizada também para a estimação da fase e seguiu o mesmo comportamento da estimação da amplitude, tanto para o primeiro quanto para o segundo estágio.

Os resultados apresentados e a discussão realizada indicam que o LSF obteve o melhor desempenho em todos os cenários analisados, considerando o tempo de convergência limitado à primeira região não saturada. A premissa de modelagem linear introduziu erros que podem ser considerados pequenos para $X_f/R_f \geq 5$, o que é suficiente para suportar aplicações reais em sistemas de transmissão e subtransmissão. Além disso, a comparação entre as Equações (5.8a-c), (5.12a-e) e (5.18a-j) deixa claro que a implementação do LSF é muito menos complexa do que a do KF ou do UKF, demandando consequentemente menor esforço computacional e sendo mais um ponto favorável no critério de escolha do filtro a ser

utilizado para estimação. Face ao exposto, adotar-se-á o LSF no presente trabalho, daqui por adiante, para efetuar a correção do fasor de corrente secundária nas regiões não saturadas. Entretanto, uma última questão deve ser retomada agora: a influência dos desvios de frequência na acurácia do LSF.

5.5. EFEITOS DOS DESVIOS DE FREQUÊNCIA NO LSF

No intuito de simplificar o modelo utilizado e conseqüentemente reduzir o esforço computacional associado, além de aumentar a velocidade de convergência, a implementação do LSF para a estimação dos parâmetros selecionados na Equação (5.6) pressupõe que se conheça o valor da relação entre a frequência de operação f e a frequência de amostragem f_s , e ainda, que tal relação permaneça constante ao longo do processo de estimação. Como se pode observar da Equação (5.7), isto equivale a dizer que é necessário o conhecimento do número de amostras por ciclo $N_s = f_s / f$ para viabilizar o uso do LSF da forma proposta neste trabalho. Entretanto, embora seja desejado que a frequência de operação do SEP permaneça fixa e igual à sua frequência nominal f_{nom} (60 Hz no Brasil), sabe-se que, na prática, a frequência de operação tende a desviar de seu valor nominal. A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) estabelece no módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), que versa sobre a qualidade da energia elétrica, que em condições normais de operação e em regime permanente a frequência de operação deve situar-se entre os limites de 59,9 Hz e 60,1 Hz. O mesmo documento estabelece que tais limites possam ser expandidos em condições extremas, para permitir a recuperação do equilíbrio carga-geração durante distúrbios no sistema de distribuição, mas que nunca devem ultrapassar os limites entre 56,5 Hz e 66 Hz (ANEEL, 2015). Em consonância, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), através dos Procedimentos de Rede - Submódulo 25.6 - Indicadores de qualidade de energia elétrica - frequência e tensão, estabelece os mesmos limites para a frequência de operação, em condições extremas (ONS, 2010).

Por outro lado, a Seção 3.3 apresentou as duas principais formas que os dispositivos de proteção têm para lidar com os desvios de frequência: a reamostragem com frequência variável e a reamostragem com frequência fixa.

Na primeira forma, a frequência de amostragem é estabelecida em função da frequência de operação, mantendo constante o número de amostras por ciclo N_s . Assim sendo, nos dispositivos que utilizam reamostragem com frequência variável não há normalmente necessidade de nenhum tipo de ajuste significativo no algoritmo do LSF apresentado em relação a possíveis erros de estimação devidos aos desvios de frequência.

Já na segunda forma, a frequência de amostragem é um múltiplo inteiro da frequência nominal do SEP, o que faz com que o número de amostras por ciclo N_s sofra uma variação na medida em que a frequência de operação sofra desvios em relação à frequência nominal. Neste caso, há necessidade de efetuar alguma forma de compensação no algoritmo do LSF para mitigar os erros de estimação devidos aos referidos desvios de frequência. A discussão que se segue a partir de agora tem exatamente este objetivo.

Primeiramente, é importante conhecer os efeitos causados na estimação LSF devido ao desvio de frequência. Para isso, foram gerados sinais de correntes elétricas em MATLAB fazendo a frequência de operação f variar entre 54 Hz e 66 Hz, em intervalos de 0,1 Hz, para uma frequência nominal de 60 Hz, cobrindo toda a gama de frequências de operação permitidas pelo PRODIST da ANEEL e pelos Procedimentos de Rede da ONS, incluindo até mesmo as condições extremas previstas para a recuperação de equilíbrio carga-geração (ANEEL, 2015; ONS, 2010). Os desvios de frequência $\Delta f = f - f_{nom}$ considerados situam-se, portanto, no intervalo $-6 \leq \Delta f \leq 6$ (Hz). Os sinais de corrente gerados simularam faltas simétricas com frequência de amostragem fixada em $f_s = 200 \times 60 = 12$ kHz. Para isolar a influência da frequência de outros fatores que poderiam influenciar no erro de estimação, nenhum ruído foi adicionado. Pelo mesmo motivo, as faltas assimétricas também não foram consideradas, uma vez que a linearização do modelo de observação introduziria erros que poderiam influenciar na análise do erro causado pelo desvio de frequência. Para simular as situações de saturação de leves até severas, o LSF foi configurado para fornecer o valor estimado das componentes em quadratura do sinal quando decorridas de 40 a 72 amostras após a ocorrência da falta, equivalendo a $20\% \leq \eta_1 \leq 36\%$. A estimação da amplitude (I_{CA}^{LSF}) e da fase (ϕ^{LSF}) baseada nos valores estimados das componentes em quadratura foi efetuada através das Equações (5.19) e (5.20), e os erros de estimação de amplitude (ε_I^{LSF}) e fase (ε_ϕ^{LSF}) foram calculados em relação aos valores de referência dessas grandezas no sinal gerado (I_{CA} e ϕ) da seguinte forma:

$$\varepsilon_I^{LSF} = \frac{I_{CA}^{LSF} - I_{CA}}{I_{CA}}, \quad (5.21)$$

$$\varepsilon_\phi^{LSF} = \frac{\phi^{LSF} - \phi}{2\pi}. \quad (5.22)$$

A Figura 27 mostra o comportamento de ε_I^{LSF} em relação ao desvio de frequência (Δf) para $\eta_1 = 20\%$ (linha vermelha), $\eta_1 = 28\%$ (linha azul) e $\eta_1 = 36\%$ (linha preta). A primeira questão a ser observada é que, para um determinado nível de severidade de saturação (ou seja, fixado η_1), o erro de estimação da amplitude varia de forma praticamente linear com o desvio de frequência. Além disso, observa-se que nos casos em que a frequência de operação é inferior à frequência nominal (subfrequência), o erro de estimação é negativo, ou seja, o valor estimado da amplitude está abaixo do seu valor real. Ao contrário, nos casos em que a frequência de operação é superior à frequência nominal (sobrefrequência), o erro de estimação é positivo, indicando que o valor estimado da amplitude está acima do seu valor real. Assim sendo, pode-se pensar em criar um fator de correção de frequência (ζ_I), a ser aplicado sobre o valor da amplitude estimado pelo LSF (I_{CA}^{LSF}) para corrigir o erro gerado pelo desvio de frequência, de forma que

$$I_{CA}^C = \zeta_I \cdot I_{CA}^{LSF}. \quad (5.23)$$

I_{CA}^C corresponde ao valor corrigido da amplitude da componente CA da corrente secundária.

Para construir passo a passo a formulação do fator de correção ζ_I , suponha inicialmente uma situação hipotética na qual se conheça o desvio de frequência Δf e que a primeira região não saturada após a ocorrência da falta corresponda a 72 amostras, ou seja, corresponda a $\eta_1 = 72/200 = 36\%$ do ciclo. Tal situação é ilustrada pela curva preta da Figura 27, que mostra que o valor absoluto do erro aumenta aproximadamente 3,25 % por Hz de desvio, tanto nos casos de subfrequência quanto nos casos de sobrefrequência. Assim sendo, a relação entre o erro e o desvio de frequência pode ser aproximada por uma reta. Matematicamente, pode-se escrever

$$\varepsilon_I^{LSF} = 0,032 \times \Delta f. \quad (5.24)$$

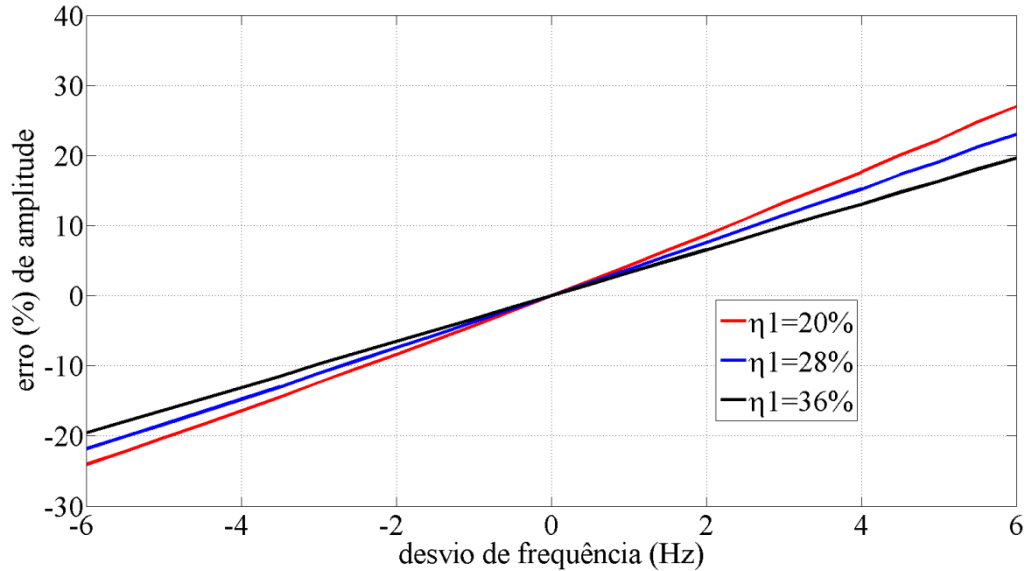


Figura 27 - Erro de estimação (%) da amplitude em relação ao desvio de frequência de operação

Considerando que o objetivo é corrigir o valor de I_{CA}^{LSF} de tal forma que o valor corrigido I_{CA}^C se torne igual ao valor real I_{CA} , pode-se explicitar ζ_I em função de Δf manipulando as Equações (5.21), (5.23) e (5.24), obtendo-se

$$\zeta_I = (1 + 0,032 \times \Delta f)^{-1}. \quad (5.25)$$

É importante observar que a Equação (5.25) só é válida para $\eta_1 = 36\%$. De fato, pode-se observar na Figura 27 que as inclinações das curvas variam com η_1 , de forma que quanto maior a severidade da saturação (ou seja, quanto menor o valor de η_1) maior a inclinação da curva. Assim sendo, o próximo passo para encontrar um fator de correção de frequência ζ_I que seja válido para qualquer situação é investigar a relação entre a inclinação da curva e o valor de η_1 . A Figura 28 e a Figura 29 mostram o incremento do erro por Hz de desvio de frequência em função de η_1 , tomando como referência o erro por Hz para $\eta_1 = 36\%$. Em cada figura, cada linha corresponde a um determinado desvio de frequência. A

Figura 28 corresponde aos cenários de subfrequência e a Figura 29 corresponde aos cenários de sobrefrequência.

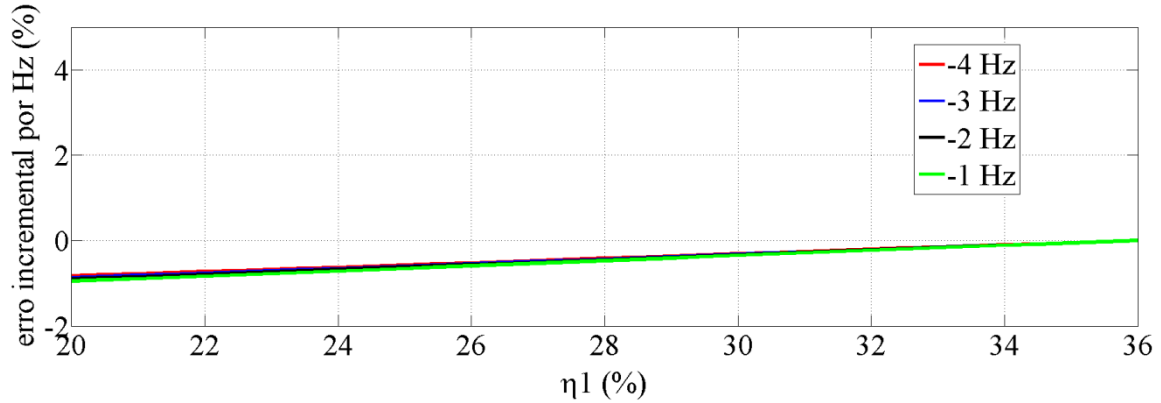


Figura 28 – Variação do erro incremental por Hz com η_1 - subfrequência

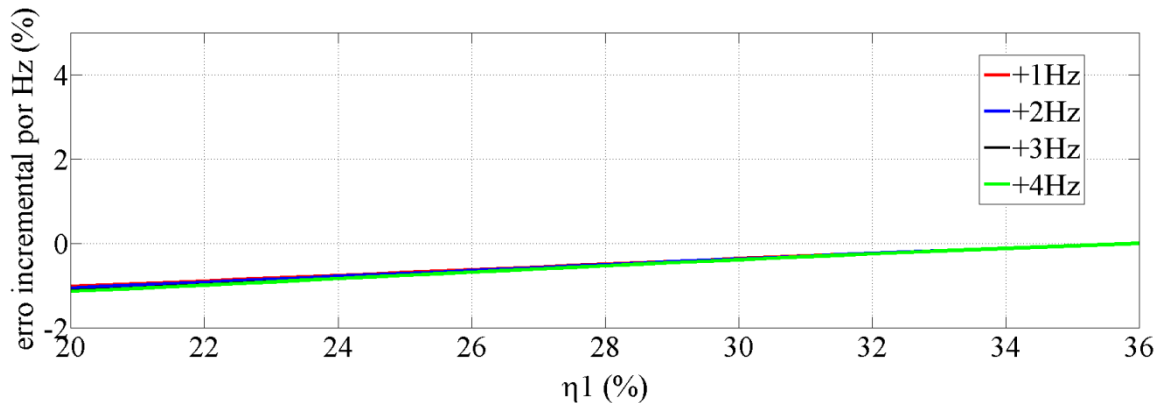


Figura 29 – Variação do erro incremental por Hz com η_1 - sobrefrequência

Pode-se observar que o erro incremental por Hz é praticamente independente do valor do desvio de frequência, pois todas as curvas estão sobrepostas nas duas figuras. Além disso, o erro incremental por Hz comporta-se de forma linear em relação à η_1 , o que possibilita a generalização dos coeficientes angulares da Equação (5.24) de forma a introduzir o erro incremental $\Delta\varepsilon_I^{LSF}$ dependente de η_1 . Matematicamente,

$$\begin{aligned} \Delta\varepsilon_I^{LSF} &= 0,053 \times (0,36 - \eta_1) \times \Delta f, & \text{para } \Delta f \leq 0, \\ \Delta\varepsilon_I^{LSF} &= 0,064 \times (0,36 - \eta_1) \times \Delta f, & \text{para } \Delta f > 0, \end{aligned} \quad (5.26)$$

levando, finalmente, à expressão que generaliza o fator de correção de frequência:

$$\begin{aligned}\zeta_I &= \{1 + [0,032 + 0,053 \times (0,36 - \eta_1)] \times \Delta f\}^{-1}, & \text{para } \Delta f \leq 0, \\ \zeta_I &= \{1 + [0,032 + 0,064 \times (0,36 - \eta_1)] \times \Delta f\}^{-1}, & \text{para } \Delta f > 0.\end{aligned}\quad (5.27)$$

Foi necessário subdividir as Equações (5.26) e (5.27) para os casos de subfrequência e sobrefrequência uma vez que os coeficientes angulares das retas representadas na Figura 28 e na Figura 29 são ligeiramente diferentes.

De forma análoga ao que foi feito para encontrar uma expressão do fator de correção de frequência ζ_I para corrigir a amplitude, deve-se agora procurar um fator de correção de frequência ζ_ϕ , a ser aplicado sobre o valor da fase estimada pelo LSF (ϕ^{LSF}) para corrigir o erro gerado pelo desvio de frequência. Desta vez, entretanto, adotar-se-á um fator aditivo, de forma que

$$\phi^C = \zeta_\phi + \phi^{LSF}, \quad (5.28)$$

sendo ϕ^C ao valor corrigido da amplitude da componente CA da corrente secundária. A adoção do fator aditivo para corrigir a fase é necessária para permitir simplificações posteriores.

A Figura 30 mostra o comportamento do erro de estimação de fase ε_ϕ^{LSF} em relação ao desvio de frequência, para $\eta_1 = 20\%$ (linha vermelha), $\eta_1 = 28\%$ (linha azul) e $\eta_1 = 36\%$ (linha preta). Novamente constatou-se um comportamento praticamente linear entre as duas grandezas, possibilitando encontrar uma expressão para ζ_ϕ através dos mesmos passos utilizados para a expressão de ζ_I . Além disso, uma simplificação adicional pode ser efetuada: percebe-se que o valor de η_1 praticamente não influencia no erro de fase, podendo-se desprezar o erro incremental relacionado à severidade da saturação.

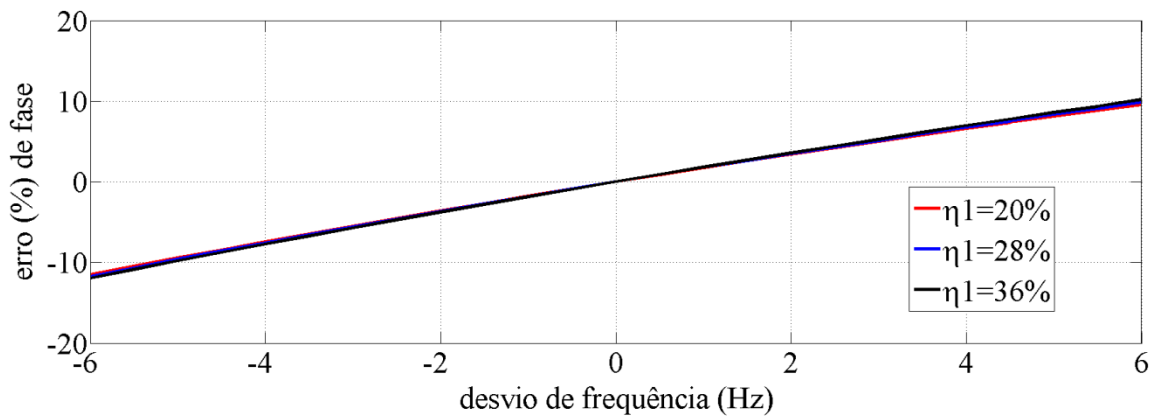


Figura 30 – Erro (%) de estimação da fase em relação à frequência de operação do SEP

Assim sendo, a relação entre o erro e o desvio de frequência pode ser aproximada por

$$\varepsilon_{\phi}^{LSF} = 0,018 \times \Delta f. \quad (5.29)$$

Manipulando as Equações (5.22), (5.28) e (5.29) para explicitar ζ_{ϕ} em função de Δf , obtém-se

$$\zeta_{\phi} = -0,1131 \times \Delta f. \quad (5.30)$$

Por ser um fator aditivo, ζ_{ϕ} possui a dimensão de radianos (rad), diferentemente de ζ_I que, por ser um fator multiplicativo, é adimensional.

A adoção dos fatores de correção de frequência ζ_I e ζ_{ϕ} proposta neste trabalho consiste em uma maneira simples e eficaz de mitigar o efeito dos desvios de frequência na amplitude estimada pelo LSF. As Equações (5.27) e (5.30) mostram que os fatores de correção são função da proporção entre os tamanhos da primeira região não saturada e do ciclo (η_1) e do desvio de frequência (Δf). O valor de η_1 pode ser facilmente obtido do método de detecção de saturação desenvolvido no capítulo 4, já que este justamente detecta os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas.

Por outro lado, propõe-se que a frequência de operação do SEP seja rastreada continuamente antes da ocorrência da falta, mantendo sempre atualizado o valor do desvio de frequência a ser utilizado no cálculo dos fatores de correção de frequência. O fato de utilizar a frequência estimada no ciclo anterior não apresenta inconveniente, uma vez que as variações de frequência dos SEPs são normalmente limitadas à inércia de grandes geradores, apresentando uma taxa de variação pequena em função do tempo, quando comparada à frequência nominal (BELEGA; MACII; PETRI, 2014). De fato, a prática de “congelar” o valor da frequência estimada no caso da ocorrência de distúrbios transitórios é comumente encontrada no campo técnico dos dispositivos de proteção, a exemplo da patente da Schweitzer Engineering Laboratories Inc. (2001), na qual os autores propõem que a frequência estimada no último ciclo antes da ocorrência do distúrbio seja utilizada para alimentar os algoritmos do relé de proteção. O rastreamento da frequência é uma função presente na grande maioria dos dispositivos de proteção modernos, tanto nos que fazem reamostragem com frequência fixa como variável. Diversos algoritmos de rastreamento eficientes são conhecidos e, portanto, não é escopo desta tese discuti-los. Assim sendo, será adotada a hipótese de que o valor do desvio de frequência é conhecido *a priori* e que está disponível para ser utilizado pelo método de detecção e compensação proposto neste trabalho.

Finalmente, é importante salientar que as Equações (5.27) e (5.30) são específicas para a frequência de amostragem de 12 kHz. Entretanto, para obter equações referentes a qualquer outra frequência de amostragem, basta repetir os passos apresentados nesta Seção utilizando dados simulados na frequência desejada.

Os fatores de correção de frequência propostos possuem características adaptativas, uma vez que são mutáveis em função do comportamento do próprio sinal a ser processado. Por outro lado, incorporá-lo ao processo de estimação é uma tarefa bastante simples. O cálculo dos fatores de correção através das Equações (5.27) e (5.30) é realizado uma única vez, ao final do processo de estimação, promovendo a correção dos valores estimados de amplitude e de fase, baseada no grau de severidade da saturação e no desvio de frequência mensurados.

6. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, a avaliação do desempenho do método de detecção baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay é inicialmente efetuada, particularmente considerando sinais ruidosos. Em seguida, é avaliado o desempenho do método de compensação de saturação do TC obtido pela junção do referido método de detecção ao algoritmo de estimação baseado no LSF, para diversos cenários de falta que influenciam na saturação do TC. A incorporação dos fatores de correção de frequência ao método de compensação de saturação proposto também é considerada, sendo seu desempenho avaliado na ocorrência de desvios na frequência de operação do SEP.

6.1. DESEMPENHO DO MÉTODO DE DETECÇÃO PROPOSTO

O método para a detecção da saturação do TC desenvolvido no presente trabalho funciona como um classificador, indicando os momentos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas do sinal da corrente secundária do TC. Portanto, para estabelecer um critério de avaliação de desempenho é importante adotar alguma metodologia que possa lidar adequadamente com decisões binárias em situações em que há sobreposição entre as PDFs das classes a serem discriminadas. No presente trabalho, a metodologia adotada foi a análise através da matriz de confusão \mathbf{M} , também denominada de matriz de contingência, que é construída para um conjunto supervisionado de dados de forma que cada elemento m_{ij} corresponde ao número de eventos cuja classificação verdadeira é i e que foram classificados como j (THEODORIDIS; KOUTROUMBAS, 2006). Especificamente, o problema da detecção de saturação do TC pode ser interpretado como um problema de duas classes, ou seja, as duas únicas situações possíveis para cada ponto classificado são ser ou não ser um ponto de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. Assim sendo, ao se considerar que a ocorrência de pontos de transição é classificada como positiva e a não ocorrência é classificada como negativa, a matriz de confusão se torna da forma mostrada na Figura 31.

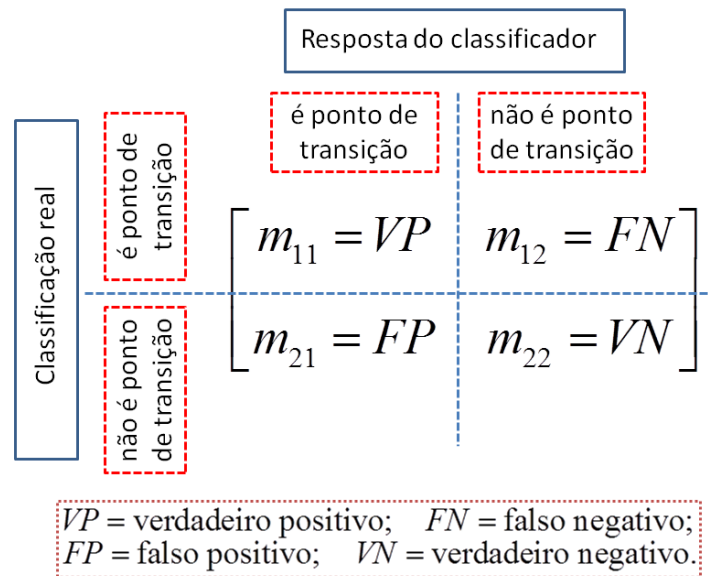


Figura 31 - Matriz de confusão para classificadores binários

A partir dos elementos da matriz de confusão, podem ser calculados diversos indicadores objetivando a avaliação do desempenho do classificador. Alguns dos indicadores comumente utilizados definidos da seguinte forma (THEODORIDIS; KOUTROUMBAS, 2006):

Sensibilidade (TVP): é a taxa de eventos classificados como positivos em relação ao número total de eventos realmente positivos. Matematicamente,

$$TVP = \frac{VP}{VP + FN} \quad . \quad (6.1)$$

Especificidade (TVN): é a taxa de eventos classificados como negativos em relação ao número total de eventos realmente negativos. Matematicamente,

$$TVN = \frac{VN}{FP + VN} \quad . \quad (6.2)$$

Acurácia (TACC): é a taxa de eventos classificados corretamente (sejam estes eventos positivos ou negativos) em relação ao número total de eventos do conjunto. Matematicamente,

$$TACC = \frac{VP + VN}{VP + FN + FP + VN} . \quad (6.3)$$

Taxa de falsos positivos ou taxa de alarmes falsos (*TFP*): é a taxa de eventos erroneamente classificados como positivos em relação ao número total de eventos realmente negativos. Matematicamente,

$$TFP = \frac{FP}{FP + VN} . \quad (6.4)$$

Pode-se verificar facilmente que a taxa de alarmes falsos é o complemento da especificidade para 1 (ou 100%), ou seja, $TFP = 1 - TVN$.

Neste trabalho, para avaliar o desempenho do método de detecção desenvolvido, utilizou-se a curva característica de operação do receptor, ou *receiver operator characteristic (ROC) curve*. Esta curva representa em um gráfico cartesiano bidimensional a relação entre a sensibilidade (*TVP*) e a taxa de alarmes falsos (*TFP*) do método de detecção, na medida em que o limiar de detecção varia ao longo de uma faixa considerada. Particularmente, a área sob a curva ROC, ou *area under roc curve (AUC)* é uma boa representação da efetividade do método de detecção. No pior caso, quando as PDFs das classes estão sobrepostas, o valor de AUC é 0,5. Por outro lado, no melhor caso, quando as PDFs das classes estão completamente separadas, o valor de AUC é 1. Em outras palavras, de maneira geral, quanto mais próximo de 1 for o valor da AUC para um determinado método de detecção, maior será a sua eficácia (THEODORIDIS; KOUTROUMBAS, 2006).

Como o método de detecção baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay a ser avaliado baseia-se no comportamento da segunda derivada do sinal de corrente, optou-se por compará-lo a outros dois métodos baseados na mesma característica do sinal de corrente: o método da função primeira diferença do filtro de Lanczos de baixo ruído (SCHETTINO et al, 2014) representada por (4.9) e o método da função segunda diferença (KANG; KANG; CROSSLEY, 2003; KANG; OK; KANG, 2004) representada por (3.2b).

Diversas simulações de falta foram efetuadas no RTDS, contemplando diferentes cenários pela combinação de diferentes valores de ângulo de falta, fluxo remanescente, burden (módulo e fator de potência) e relação X_f / R_f . O sistema modelado, bem como as faixas de variação dos parâmetros do SEP e do TC encontram-se detalhados no Apêndice A.

Os sinais de corrente secundária distorcida ($i_{RTDS}[\bullet]$) gerados nas simulações, bem como os sinais de corrente primária referida ao secundário do TC ($i_{ps}[\bullet]$) foram importados pelo MATLAB, onde se iniciou o processamento cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 32. Para cada sinal de corrente secundária distorcida $i_{RTDS}[\bullet]$, gerado nas simulações, foram inseridos aleatoriamente 1000 vetores de WGN, visando efetuar a análise estatística pelo método de Monte Carlo. O modelo WGN para o ruído foi adotado para representar a grande multiplicidade de fontes de ruído presente nos SEPs, que podem interagir de forma independente e aleatória com os sinais da rede elétrica. A faixa de SNR analisada foi de 30 a 70 dB e a taxa de amostragem foi estabelecida em 200 amostras por ciclo. Após a inserção do ruído e antes da detecção da saturação pelos métodos a serem avaliados e comparados, os sinais passaram por uma etapa de filtragem *anti-aliasing* por um filtro Butterworth passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte de 600 Hz.

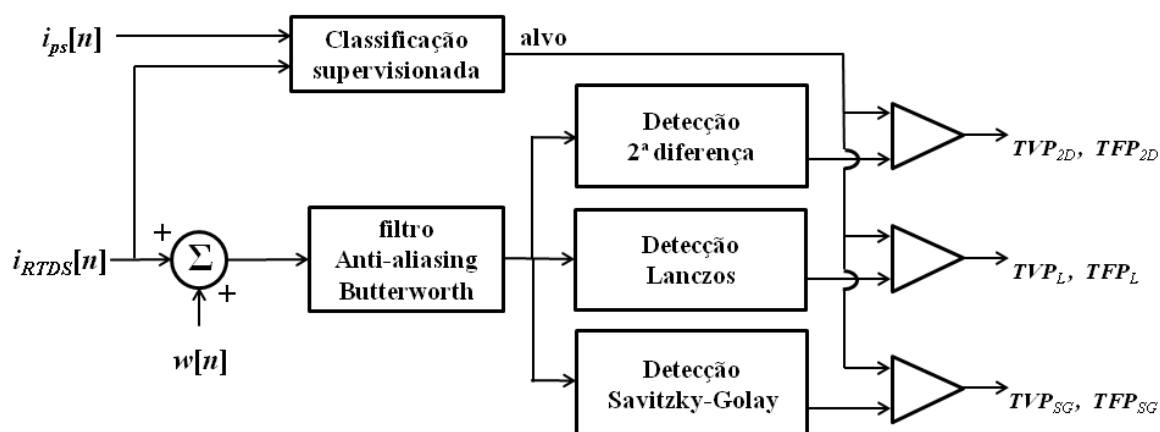


Figura 32 - Diagrama de blocos do processo de avaliação de desempenho dos métodos de detecção

A geração dos vetores de alvo, que indicam a localização real dos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas em cada cenário simulado visando a supervisão dos classificadores a serem analisados, foi realizada da seguinte forma: um classificador comparou a corrente secundária distorcida pela saturação com a corrente primária referida ao secundário, sendo esta equivalente à corrente secundária teórica caso não houvesse saturação. Os pontos nos quais a diferença entre essas grandezas cruzava um determinado limite de tolerância foram considerados como reais pontos de transição. Para a geração dos vetores de alvo, foi utilizado o sinal $i_{RTDS}[\bullet]$ antes da inserção do ruído, para evitar que este interferisse no processo, permitindo o uso de um limite de tolerância pequeno.

O limite utilizado foi de 3% do valor da amplitude da componente CA da corrente de falta secundária $I_{sf \max}$. Foram mapeados os primeiros quatro pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas, englobando alternadamente as duas primeiras regiões não saturadas e as duas primeiras regiões saturadas após a ocorrência da falta (observar Figura 18(a) para melhor visualização). Uma vez estabelecidos os reais pontos de transição através dos vetores de alvo, os resultados das detecções promovidas pelos métodos avaliados foram comparados com os alvos para faixas de limiares variando de 0.5 a 5 vezes o limiar estabelecido para cada método, conforme os respectivos documentos em que estes foram divulgados (SCHETTINO et al, 2014; KANG; KANG; CROSSLEY, 2003) e as Subseções 4.2.3 e 4.2.4 do presente trabalho. As comparações possibilitaram estimar os valores de sensibilidade (TVP_{2D} , TVP_L , TVP_{SG}) e taxa de alarmes falsos (TFP_{2D} , TFP_L , TFP_{SG}), gerando as curvas ROC para cada cenário simulado, bem como as AUCs para comparação da eficácia de cada método.

A Figura 33 mostra as curvas ROC dos três métodos avaliados para uma falta com assimetria máxima com $X_f / R_f = 5$ e *burden* padrão com fator de potência 0,5, considerando diferentes valores de SNR. Este cenário pode a princípio ser considerado bastante desfavorável para os métodos derivativos de detecção, por dois motivos: primeiramente, a presença de componente CC com decaimento exponencial abrupto (pequenos valores de X_f / R_f) influencia no comportamento da derivada segunda, podendo interferir no processo. Além disso, o *burden* indutivo suaviza a transição entre as regiões saturada e não saturada, conforme anteriormente abordado na Seção 2.2 e ilustrado pela Figura 4, podendo interferir também no processo de detecção. A Figura 33(a) refere-se à SNR de 30 dB, a Figura 33(b) refere-se à SNR de 40 db e a Figura 33(c) refere-se à SNR de 50 dB, sendo que o retângulo menor na Figura 33(c) representa uma ampliação da região destacada da curva, para melhor avaliação visual. Ainda para o mesmo cenário, a Tabela 3 apresenta as AUCs dos três métodos de detecção, para SNRs de 30 a 60 dB. Foi utilizada a interpolação linear entre os pontos obtidos na simulação para efetuar a representação gráfica das ROCs. Além disso, foi utilizada integração numérica trapezoidal para o cálculo das AUCs.

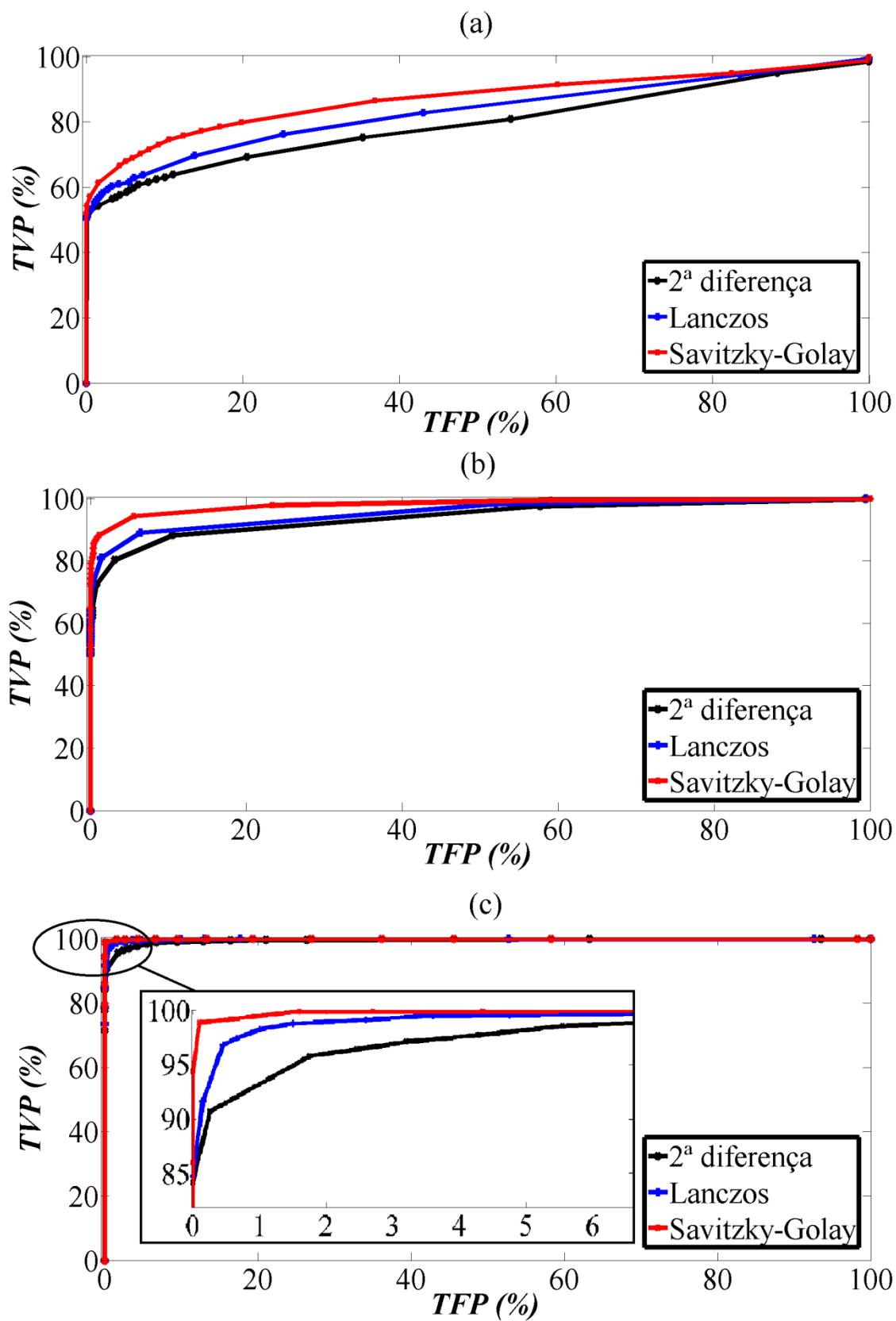


Figura 33 - curvas ROC para diversas SNRs

(a) SNR = 30 dB, (b) SNR= 40 dB, (c) SNR=50 dB

Tabela 3 - AUCs para diversas SNRs

Método de detecção	AUC				
	30 dB	40 dB	50 dB	60 dB	70 dB
2ª diferença	0,7953	0,9355	0,9779	1,0000	1,0000
Lanczos	0,8309	0,9504	0,9856	1,0000	1,0000
Savitzky-Golay	0,8702	0,9819	0,9998	1,0000	1,0000

A análise da Figura 33 indica que o método de detecção de saturação baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay atuou melhor que os outros dois métodos analisados na classificação dos pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas, independente do nível de SNR. Cortes horizontais em qualquer uma das curvas ROC representadas mostram que, fixada uma determinada sensibilidade, o método baseado no filtro de Savitzky-Golay apresenta uma menor taxa de alarmes falsos que os demais métodos tomados em comparação. Da mesma forma, cortes verticais indicam que, fixada uma determinada taxa de alarmes falsos, o método baseado no filtro de Savitzky-Golay apresenta maior sensibilidade quando comparado aos demais métodos analisados. Em consonância, a comparação entre os dados de cada coluna da Tabela 3 mostra que a eficácia do método baseado no filtro de Savitzky-Golay supera as eficácias dos outros dois métodos, para cada nível de ruído analisado.

A comparação entre a Figura 33(a), a Figura 33(b) e a Figura 33(c) revela também a grande influência que o ruído pode ter sobre os métodos de detecção. O aumento da SNR provoca uma superposição de classes que interfere na classificação dos pontos de transição, podendo comprometer gravemente o desempenho dos métodos de detecção. Corroborando com esta informação, a comparação entre os dados de cada linha da Tabela 3 mostram que, para cada método comparado, as AUCs crescem na medida em que aumenta a SNR. Em outras palavras, a eficácia dos métodos de detecção aumenta consideravelmente na medida em que diminui o nível de ruído que contamina o sinal de corrente secundária.

É importante observar também, através das duas colunas à direita, na Tabela 3, que a influência do ruído passa a ser insignificante em qualquer um dos métodos comparados, considerando-se SNRs iguais ou superiores a 60 dB.

Tomando ainda a AUC como indicador de desempenho, pode-se observar que a eficácia do método baseado no filtro de Savitzky-Golay, para um ruído de 40 dB, é similar à eficácia do método baseado no filtro de Lanczos para 50 dB. Daí deduz-se que o método de detecção proposto neste trabalho é efetivamente mais robusto ao ruído que os métodos tomados como comparação.

Por fim, mesmo possuindo um desempenho superior aos outros métodos avaliados, percebe-se que o método de detecção baseado no filtro Savitzky-Golay tem a sua eficácia comprometida para níveis de ruídos muito elevados. Os dados da Tabela 3 indicam que a robustez do referido método depaupera-se para SNRs menores que 40 dB.

Cabe salientar que a implementação do filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay *del2sg* requer operações algébricas básicas de soma e multiplicação em cinco amostras da corrente secundária i_s por iteração, como pode ser observado na Equação (4.40). Por outro lado, a implementação da função primeira diferença do filtro de Lanczos de baixo ruído *dellan* e da função segunda diferença *del2* requerem as mesmas operações algébricas em seis e três amostras, respectivamente, conforme Equações (4.18) e (3.2b). Assim sendo, o método proposto neste trabalho é capaz de aprimorar o desempenho da detecção sem alterar significativamente a carga computacional ao processo.

6.2. DESEMPENHO DO MÉTODO DE COMPENSAÇÃO PROPOSTO

O método de compensação de saturação do TC proposto neste trabalho caracteriza-se pela associação do método de detecção de saturação baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay e do filtro LS estimador dos parâmetros da corrente secundária. Para avaliar seu desempenho, foi desenvolvido em MATLAB o sistema cujo diagrama de blocos é mostrado na Figura 34. Os sinais de corrente secundária distorcida ($i_{RTDS}[\bullet]$) bem como os sinais de corrente primária referida ao secundário do TC ($i_{ps}[\bullet]$) foram gerados através de simulações no sistema modelado em RTDS (Apêndice A) e utilizados como sinais de entrada para processamento no MATLAB. Após a inserção de

WGN e o estágio de filtragem anti-aliasing, o sinal de corrente distorcida é submetido ao detector de saturação, que é responsável por identificar os pontos de transição entre as regiões saturadas e não saturadas. As regiões saturadas e não saturadas são representadas pelo sinal binário *satura*, que controla a atuação do LSF de forma que este efetue a estimação dos parâmetros de interesse necessários à compensação da corrente secundária somente nas amostras correspondentes às regiões não saturadas. Uma vez efetuada a compensação, os erros são calculados com base em valores de referência de amplitude e fase extraídos da corrente primária referida ao secundário do TC, através de DFT convencional. A DFT é aplicada no sinal somente após o reestabelecimento do regime permanente, ou seja, na ausência da componente CC e após o término da saturação do TC, evitando que estes fatores influencie na obtenção dos valores de referência.

Um estimador de SNR, conforme Apêndice C, é implementado para fornecer o valor da SNR, tanto para o detector de saturação quanto para o LSF. A SNR é estimada no ciclo anterior à ocorrência da falta que provoca a saturação do TC. No detector de saturação, a SNR estimada possibilita a escolha do limiar de detecção adequado ao nível de ruído, conferindo adaptabilidade ao método. No LSF, a SNR estimada possibilita a redução do tempo de convergência.

A Figura 34 mostra também que a etapa de correção dos valores estimados para mitigar os desvios de frequência foi implementada, logo após o LSF. Assim, alguns cenários foram simulados de forma que a frequência de operação do SEP fosse diferente da frequência nominal. Os erros foram computados antes e depois da etapa de correção da estimação devido ao desvio de frequência, possibilitando avaliar o desempenho da referida etapa. A etapa de correção devido ao desvio de frequência utiliza o valor da relação entre os tamanhos da primeira região não saturada e do ciclo (η_1), estimado no processo de detecção, conferindo adaptabilidade ao método em relação à severidade da saturação. Além disso, considerou-se o conhecimento *a priori* da frequência de operação do SEP (f), pelos motivos já expostos na Seção 5.5 do presente trabalho.

O método de Monte Carlo foi utilizado para efetuar a análise estatística do processo, tendo sido aleatoriamente inseridos 1000 vetores de WGN para cada sinal de corrente secundária. Novamente, o modelo WGN para o ruído foi utilizado baseado na grande multiplicidade de fontes de ruído presente nos SEPs, que podem interagir de forma independente e aleatória com os sinais da rede elétrica. A frequência de corte do filtro Butterworth anti-aliasing passa-baixa de segunda ordem foi fixada em 600 Hz. A faixa de

SNRs variou entre 40 dB e 70 dB, tendo sido calculado o fator de margem adaptativo k_{SG} , segundo Subseção 4.2.4, para 40, 50, 60 e 70 dB, obtendo-se a LUT apresentada na Tabela 4. O intervalo de 10 dB utilizado foi suficiente para proceder aos testes realizados neste trabalho. Entretanto, dependendo do grau de precisão do estimador de SNR a ser utilizado e da necessidade da aplicação a ser implementada, a LUT pode ser elaborada de forma a considerar intervalos menores de SNR.

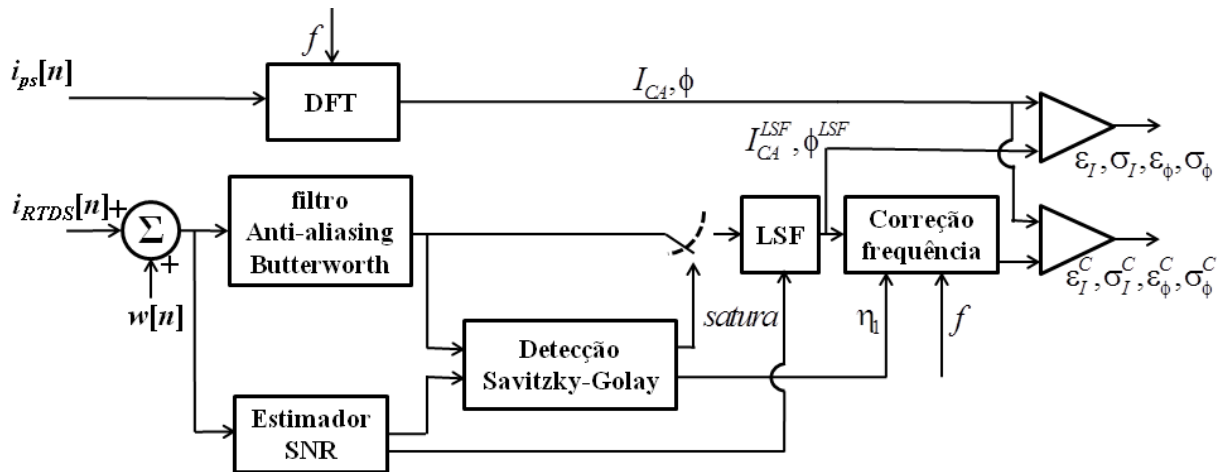


Figura 34 - Diagrama de blocos do processo de avaliação de desempenho do método de compensação

Tabela 4 - LUT para consulta do fator de margem em função da SNR estimada

Fator de margem adaptativo - k_{SG}			
40 dB	50 dB	60 dB	70 dB
1,4513	1,1427	1,0451	1,0143

Diversos cenários foram simulados no RTDS, procurando cobrir inúmeras situações que levaram à saturação do TC, variando os parâmetros do SEP e do TC dentro das faixas que se encontram detalhadas no Apêndice A. Dentre tais cenários, foram escolhidos cinco para avaliar detalhadamente o desempenho do método proposto. As correntes secundárias distorcidas $i_{RTDS}[\cdot]$ (linhas cheias pretas), bem como as correntes primárias referidas ao secundário $i_{ps}[\cdot]$ correspondentes (linhas tracejadas vermelhas), referentes aos cenários escolhidos, são mostradas na Figura 35. Em cada caso, a falta se inicia na amostra

200, estando representados nos gráficos quatro ciclos completos dos sinais de corrente, um ciclo anterior e três ciclos posteriores ao início da falta.

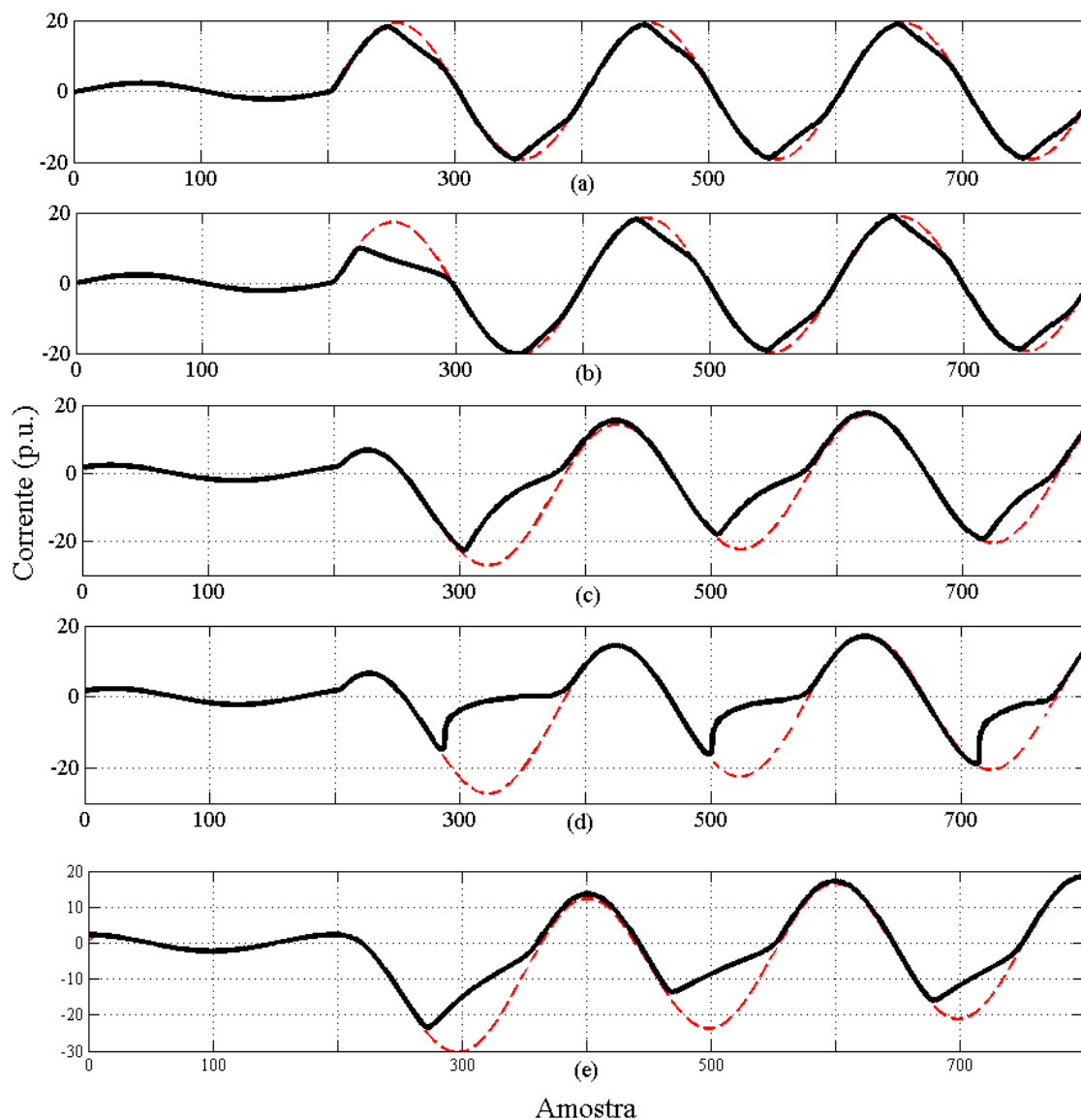


Figura 35 – Correntes secundárias para faltas simuladas no RTDS

(a) falta simétrica com saturação moderada, (b) falta simétrica com saturação severa, (c) assimetria parcial, (d) assimetria parcial com burden de alto fator de potência, (e) falta com assimetria máxima

A avaliação de desempenho, para cada cenário, foi efetuada em duas etapas. Inicialmente, a frequência de operação foi mantida constante e igual à frequência nominal, havendo incoerência de qualquer desvio de frequência. Nesta etapa, os indicadores de desempenho utilizados para avaliar o processo de detecção foram a sensibilidade (TVP_{SG}) e a taxa de alarmes falsos (TFP_{SG}), tomadas para os quatro primeiros pontos de transição entre as

regiões saturadas e não saturadas, de forma similar ao que foi realizado na Seção 6.1. Em continuidade, para avaliar a estimação fasorial, foram calculados os erros médios de estimação da amplitude ε_I e da fase ε_ϕ do fasor de corrente secundária, bem como seus respectivos desvios padrões σ_I e σ_ϕ .

Em uma segunda etapa, foram introduzidos desvios previamente estipulados na frequência de operação do SEP, em relação à sua frequência nominal, com o intuito de avaliar o processo proposto para a mitigação dos erros causados pelos desvios de frequência. Os valores dos desvios de frequência contemplaram as situações de operação permitidas pelo PRODIST da ANEEL e pelos Procedimentos de Rede da ONS (ANEEL, 2015; ONS, 2010), incluindo até mesmo as condições extremas previstas para a recuperação de equilíbrio carga-geração. Os valores de amplitude e fase antes $(I_{CA}^{LSF}, \phi^{LSF})$ e após (I_{CA}^C, ϕ^C) a correção foram estimados e comparados aos valores médios estimados (I_{CA}, ϕ) na incoerência do desvio de frequência, possibilitando o cálculo dos erros antes $(\varepsilon_I, \varepsilon_\phi)$ e após $(\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C)$ a atuação do referido processo de correção. Nesta etapa, a SNR foi fixada em 70 dB para minimizar a influência do ruído, no intuito de focar a análise especificamente na correção relativa à frequência.

Os detalhes da avaliação e análise de cada cenário encontram-se nas subseções seguintes.

6.2.1. Cenário 1 - falta simétrica com saturação moderada

A Figura 35(a) mostra as correntes geradas pela simulação de uma falta simétrica que produziu uma saturação moderada no núcleo do TC, devido a utilização de um *burden* com o dobro do *burden* nominal ($q = 2$). Neste caso, a primeira região não saturada após o ponto de ocorrência da falta correspondeu a $\eta_1 = 23\%$ do período do ciclo.

A princípio, a frequência de operação foi mantida em 60 Hz, igual à frequência nominal e os indicadores de desempenho, para as diversas SNRs, são mostrados na Tabela 5.

Os elevados índices de sensibilidade e as reduzidas taxas de alarmes falsos obtidos, mesmo para SNR de 40 dB, corroboram com a expectativa de robustez do método de detecção proposto em relação ao ruído. Além disso, os erros médios de estimação da

amplitude apresentados ao final da primeira região não saturada situaram-se abaixo de 4%, mesmo na condição mais agressiva de ruído simulada, alcançando bom nível de exatidão. Melhor ainda foi a exatidão apresentada na estimação da fase, cujo erro médio ficou abaixo de 0,5% para todos os níveis de ruído avaliados. Os desvios padrões, apesar de crescerem com o aumento do nível de ruído (ou diminuição da SNR), mantiveram-se em níveis abaixo de 0,5% mesmo na pior hipótese considerada, demonstrando elevada precisão do método de estimação avaliado. De forma geral, os resultados demonstram que a compensação da saturação ocorreu de forma adequadamente eficiente para o cenário analisado.

Tabela 5 - indicadores de desempenho - cenário 1

SNR (dB)	Detecção da saturação		Estimação fasorial da corrente secundária			
			Amplitude		Fase	
	TVP (%)	TFP (%)	ε_I (%)	σ_I (%)	ε_ϕ (%)	σ_ϕ (%)
40	97,25	1,63	-3,621	0,307	0,385	0,043
50	99,27	0,00	-1,393	0,029	0,338	0,003
60	100,00	0,00	-0,764	0,010	0,312	0,001
70	100,00	0,00	-0,204	0,004	0,239	0,001

A Figura 36 e a Figura 37 mostram os histogramas dos erros percentuais de estimação de amplitude e fase, respectivamente, calculados nas 1000 realizações de Monte Carlo, considerando SNR de 40 dB. O comportamento aproximadamente simétrico e *quasi*-Gaussiano das PDFs indica que a verificação dos momentos de primeira e segunda ordem é suficiente para as análises estatísticas dos resultados.

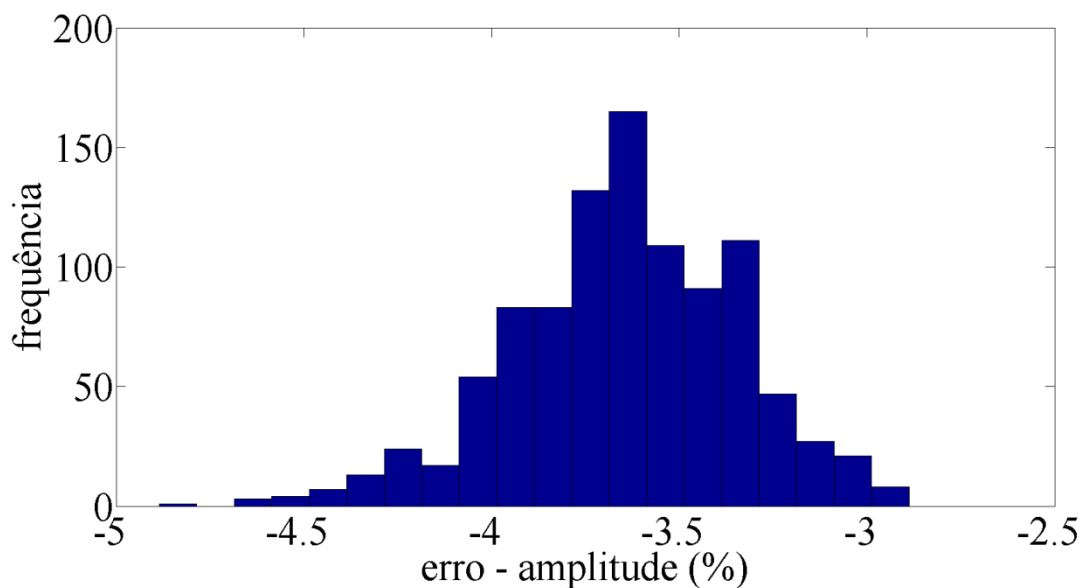


Figura 36 - histograma do erro percentual de estimação de amplitude - cenário 1 - SNR = 40 dB

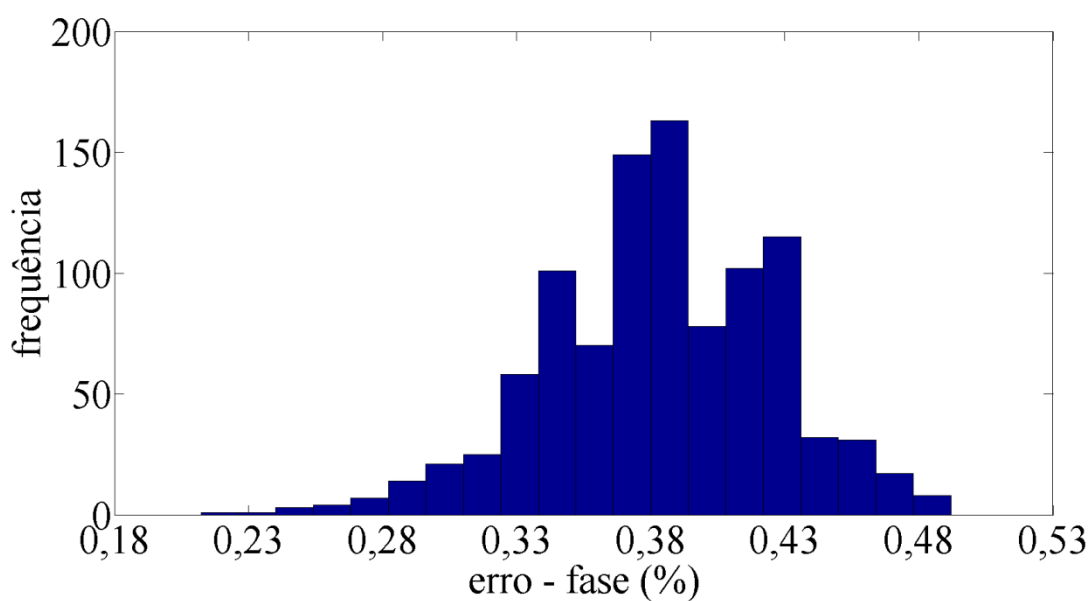


Figura 37 - histograma do erro percentual de estimação de fase - cenário 1 - SNR = 40 dB

Em sequência, a frequência de operação no RTDS foi alterada para 63,16 Hz, simulando uma sobrefrequência de 3,16 Hz. Os valores da amplitude e da fase do fasor de corrente secundária foram estimados e corrigidos, permitindo a comparação com os valores equivalentes estimados anteriormente, na incoerência do desvio de frequência. Os resultados são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 - avaliação do processo de correção relacionado ao desvio de frequência - cenário 1

Grandeza estimada	Sem desvio de frequência	Com desvio de frequência			
		Sem correção		Com correção	
	I_{CA}, ϕ	I_{CA}^{LSF}, ϕ^{LSF}	$\varepsilon_I, \varepsilon_\phi$	I_{CA}^C, ϕ^C	$\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C$
Ampl.	59,86 A	67,44 A	12,66 %	59,72 A	-0,23 %
Fase	83,66°	102,98°	5,37 %	82,52°	-0,32 %

O erro na estimação da amplitude, que chegou a 12,66% antes da aplicação do fator de correção de frequência ζ_I , reduziu-se para -0,23% após a aplicação do referido fator. Analogamente, o erro na estimação da fase caiu de 5,37% para -0,32% após a aplicação do fator de correção de frequência ζ_ϕ . Portanto, o uso dos fatores de correção de frequência acarretou na redução considerável nos erros, tanto de amplitude quanto de fase, atenuando significativamente o efeito do desvio de frequência no resultado da estimação.

6.2.2. Cenário 2 - falta simétrica com saturação severa

Uma nova simulação foi realizada no RTDS, mantendo as mesmas condições do cenário anterior. Foi introduzido, porém, um fluxo remanescente equivalente a 50% do fluxo magnético de saturação do núcleo. O fluxo remanescente elevado fez com que o TC entrasse em saturação severa no primeiro ciclo após a ocorrência da falta. As correntes geradas são representadas na Figura 35(b). Devido à severidade da saturação a primeira região não saturada correspondeu a apenas $\eta_1 = 9\%$ do ciclo. A Tabela 7 apresenta os valores dos indicadores de desempenho calculados, considerando a ausência de desvios de frequência.

Tabela 7 - indicadores de desempenho - cenário 2

SNR (dB)	Detecção da saturação		Estimação fasorial da corrente secundária			
			Amplitude		Fase	
	TVP (%)	TFP (%)	ε_I (%)	σ_I (%)	ε_ϕ (%)	σ_ϕ (%)
40	99,97	0,07	-16,20	1,156	5,297	0,180
50	100,00	0,00	-2,843	0,276	0,846	0,043
60	100,00	0,00	1,036	0,073	0,001	0,017
70	100,00	0,00	1,571	0,007	-0,077	0,000

Pode-se prontamente observar que a sensibilidade e a taxa de alarmes falsos sustentaram-se em níveis excelentes, mesmo em condições desfavoráveis relacionadas ao ruído, indicando que o método de detecção proposto não foi abalado pela severidade da saturação provocada pela presença de fluxo remanescente no núcleo do TC.

Por outro lado, apesar dos pequenos erros apresentados para níveis de SNR mais elevados, a estimação fasorial ficou comprometida para a SNR de 40 dB, resultando em um erro de estimação de amplitude de -16,20%. Dá-se à associação do alto nível de ruído ao pequeno número de amostras disponíveis para a estimação (apenas 9% de 200 amostras = 18 amostras) o motivo pelo qual a convergência do método de estimação não tenha sido suficiente alcançada na primeira região não saturada. De fato, ao promover a continuidade do processo iterativo de estimação na segunda região não saturada, correspondente a $\eta_2 = 30\%$ do ciclo, obteve-se um erro de -0,515%, com desvio padrão de 0,049%. Felizmente, no caso analisado, o final da segunda região não saturada situa-se aproximadamente no entorno da amostra 350, como mostra a Figura 35(b), possibilitando que a compensação da saturação ocorra eficientemente ainda dentro do primeiro ciclo após o início da falta.

Para avaliar o desempenho do método proposto na ocorrência de desvios de frequência, a frequência de operação foi alterada para 58,25 Hz, simulando uma subfrequência com desvio de 1,75 Hz. A Tabela 8 apresenta os resultados produzidos. Apesar do uso do fator de correção de frequência ter atenuado o erro de amplitude, nota-se que este ainda manteve-se acima de 2% mesmo após a correção. Tal fato aponta para uma deficiência que pode ser explicada pelo não atendimento à presunção de linearidade entre o erro

incremental $\Delta \varepsilon_I^{LSF}$ e η_1 na Equação (5.26) para valores de η_1 muito distantes da faixa considerada para dedução da referida Equação ($20\% < \eta_1 < 36\%$).

Tabela 8 - avaliação do processo de correção relacionado ao desvio de frequência - cenário 2

Grandeza estimada	Sem desvio de frequência	Com desvio de frequência			
		Sem correção		Com correção	
	I_{CA}, ϕ	I_{CA}^{LSF}, ϕ^{LSF}	$\varepsilon_I, \varepsilon_\phi$	I_{CA}^C, ϕ^C	$\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C$
Ampl.	61,04 A	57,37 A	-6,01 %	62,41	2,24%
Fase	-90,27°	-78,25°	-3,34 %	-89,57°	-0,19 %

Por outro lado, a correção da fase atuou eficientemente, corroborando com a hipótese base da Equação (5.29), que estabelece que o incremento do erro de fase em função η_1 pode ser desprezado.

Em suma, apesar da deficiência apontada na correção da amplitude para o cenário analisado, os resultados podem ser considerados bastante positivos, uma vez que os erros foram sensivelmente reduzidos após a correção, promovendo a mitigação do efeito do desvio de frequência no resultado da estimação.

6.2.3. Cenário 3 – falta com assimetria mediana

O novo cenário simula uma falta com assimetria mediana, cujas correntes geradas no RTDS são representadas na Figura 35(c). A relação X_f / R_f foi fixada em 8 e o fator de potência do *burden* foi fixado em 0,5. A saturação do núcleo do TC ocorreu de forma que η_1 correspondeu a 48,5% do ciclo. O processamento dos sinais de corrente, para as diversas SNRs analisadas, resultou nos dados apresentados na Tabela 9.

A análise da sensibilidade e da taxa de alarmes falsos observadas na atuação do detector de saturação indica uma perda de eficiência na medida em que a SNR se aproxima do limite inferior estipulado em 40 dB. De fato, a ocorrência da assimetria causada pela presença da componente CC com decaimento exponencial e valores reduzidos de X_f / R_f , associada ao

ruído elevado, produz algumas classificações equivocadas, corroborando com a análise efetuada na Seção 6.1 (ver Figura 33(b)). Entretanto, pode-se observar que os erros de estimação de amplitude e fase mantiveram-se abaixo de 5% e 1%, respectivamente, a despeito do ocorrido no processo de detecção. Ademais, para SNRs de 50, 60 e 70 dB, o processo de detecção comportou-se adequadamente e a compensação da saturação pela estimação fasorial apresentou resultados mais exatos e precisos.

Tabela 9 - indicadores de desempenho - cenário 3

SNR (dB)	Detecção da saturação		Estimação fasorial da corrente secundária			
			Amplitude		Fase	
	TVP (%)	TFP (%)	ε_I (%)	σ_I (%)	ε_ϕ (%)	σ_ϕ (%)
40	93,73	11,43	-4,640	2,324	-0,903	0,377
50	100,00	5,63	0,257	1,069	-0,662	0,963
60	100,00	0,00	1,282	0,006	-0,221	0,001
70	100,00	0,00	1,362	0,002	-0,212	0,000

Para a avaliação do desempenho da correção devido ao desvio de frequência, a frequência de operação foi fixada em 61,85 Hz, estando os resultados apresentados na Tabela 10. Novamente se observa que os fatores de correção de frequência desempenharam um importante papel para promover a redução significativa dos erros de estimação, tanto de amplitude quanto de fase. Cabe aqui a mesma observação tecida para o cenário 2, referente ao fato de η_1 distante da faixa $20\% \leq \eta_1 \leq 36\%$ prejudicar a correção da amplitude.

Tabela 10 - avaliação do processo de correção relacionado ao desvio de frequência - cenário 3

Grandeza estimada	Sem desvio de frequência	Com desvio de frequência			
		Sem correção		Com correção	
	I_{CA}, ϕ	I_{CA}^{LSF}, ϕ^{LSF}	$\varepsilon_I, \varepsilon_\phi$	I_{CA}^C, ϕ^C	$\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C$
Ampl.	60,70 A	65,07 A	7,20%	62,41 A	2,82%
Fase	-43,96°	-29,39°	4,05%	-41,42°	0,71%

6.2.4. Cenário 4 – falta com assimetria mediana e burden com elevado fator de potência

O cenário atual é equivalente ao anterior, porém, com a elevação do fator de potência do *burden* para 0,95. As correntes geradas são mostradas na Figura 35(c). A mudança no fator de potência antecipou ligeiramente o início da saturação, fazendo com que a primeira região não saturada correspondesse a $\eta_1 = 40,5\%$ do ciclo. Os indicadores de desempenho, para as diversas SNRs, são mostrados na Tabela 11.

De forma geral, os resultados apresentados são coerentes com a análise do cenário anterior, tanto para a avaliação da detecção da saturação quanto para a compensação baseada na estimação fasorial. A comparação entre a Tabela 9 e a Tabela 11 indica que a alteração isolada das características do *burden* pouco influencia no resultado geral da compensação da saturação. De fato, a alteração das características do *burden* provoca uma modificação no sinal de corrente justamente nas regiões saturadas, que são detectadas e descartadas para fins de estimação fasorial.

Tabela 11 - indicadores de desempenho - cenário 4

SNR (dB)	Detecção da saturação		Estimação fasorial da corrente secundária			
			Amplitude		Fase	
	TVP (%)	TFP (%)	ε_I (%)	σ_I (%)	ε_ϕ (%)	σ_ϕ (%)
40	92,93	6,45	-4,984	4,504	-2,089	0,976
50	99,15	2,16	-0,815	1,209	-0,911	0,895
60	100,00	0,00	1,256	0,885	-0,350	0,586
70	100,00	0,00	1,336	0,001	-0,168	0,000

Na sequência, foi introduzido um desvio de -2,86 Hz na frequência de operação, fixando-a em 57,14 Hz. Os dados para a avaliação do desempenho da correção devida ao desvio de frequência encontram-se na Tabela 12.

Tabela 12 - avaliação do processo de correção relacionado ao desvio de frequência - cenário 4

Grandeza estimada	Sem desvio de frequência	Com desvio de frequência			
		Sem correção		Com correção	
	I_{CA}, ϕ	I_{CA}^{LSF}, ϕ^{LSF}	$\varepsilon_I, \varepsilon_\phi$	I_{CA}^C, ϕ^C	$\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C$
Ampl.	60,98 A	54,92 A	-9,94%	60,00	-1,61%
Fase	-43,80°	-64,25°	-5,68%	-45,74°	-0,54%

Pode-se notar que tanto a os erros de amplitude quanto os de fase foram sensivelmente reduzidos com a aplicação dos fatores de correção de frequência, atestando a eficiência do processo de correção proposto para o cenário em questão.

6.2.5. Cenário 5 – falta com assimetria máxima

Por fim, simulou-se uma falta com assimetria máxima, relação $X_f / R_f = 5$ e burden com fator de potência 0,5, considerando diferentes valores de SNR. A Figura 35(e) mostra os sinais de corrente gerados pelo RTDS e a Tabela 13 mostra os indicadores de desempenho extraídos do processamento dos sinais no MATLAB. A primeira região não saturada correspondeu a $\eta_1 = 40,5\%$ do ciclo.

Tabela 13 - indicadores de desempenho - cenário 5

SNR (dB)	Detecção da saturação		Estimação fasorial da corrente secundária			
			Amplitude		Fase	
	TVP (%)	TFP (%)	ε_I (%)	σ_I (%)	ε_ϕ (%)	σ_ϕ (%)
40	91,33	13,17	-12,774	0,662	-1,247	0,044
50	98,70	3,80	-6,651	0,207	-0,678	0,014
60	100,00	0,04	-1,312	0,073	-0,156	0,003
70	100,00	0,00	0,896	0,009	-0,058	0,000

Este cenário simulado, como já foi abordado, representa uma situação bastante desfavorável para o método de detecção, pela presença de componente CC com decaimento exponencial rápido (constante de tempo pequena) e burden indutivo. Além disso, espera-se que o modelo linearizado pelo truncamento da série de Taylor em primeira ordem tenda a introduzir erros de estimação mais elevados, devido à pequena relação X_f / R_f . De fato, a sensibilidade e a taxa de alarmes falsos apresentadas do processo de detecção da saturação atingiram seus piores valores, quando comparados aos outros cenários analisados. Além disso, os erros de estimação de amplitude atingiram patamares superiores a 6% e a 12%, respectivamente, para os níveis de ruído de 50 dB e 40 dB, indicando que a compensação da saturação perdeu sua eficiência. Percebe-se, entretanto, que para SNRs mais elevadas, nem mesmo o cenário desfavorável foi capaz de comprometer os bons resultados atingidos pela estimação fasorial, atestando que o método de compensação de saturação proposto mostrou devida eficiência nestas circunstâncias.

Visando encontrar uma solução para melhorar os resultados atingidos para elevados níveis de ruído, estendeu-se a estimação para a segunda região não saturada, que corresponde a $\eta_2 = 53\%$ do ciclo. Observou-se uma drástica redução nos erros da amplitude, que apresentaram os valores absolutos de 1,25% e 3,18% para 50 dB e 40 dB, respectivamente. Entretanto, cabe salientar que a segunda região não saturada avança para além do primeiro ciclo posterior ao início da falta (ver Figura 35(e)), ou seja, a compensação eficiente da saturação só foi possível ao aumentar o tempo de resposta do processo para valores superiores a um período do ciclo.

A avaliação do desempenho do método proposto na ocorrência de desvios de frequência foi efetuada, neste cenário alterando a frequência de operação para 64,52 Hz, simulando uma sobrefrequência com desvio de 4,52 Hz. A Tabela 14 apresenta os resultados produzidos. Observou-se mais uma vez uma redução significativa dos erros de amplitude e fase pela utilização dos fatores de correção de frequência, indicando que a mitigação do efeito do desvio de frequência no resultado da estimação foi devidamente atingida.

Tabela 14 - avaliação do processo de correção relacionado ao desvio de frequência - cenário 5

Grandeza estimada	Sem desvio de frequência	Com desvio de frequência			
		Sem correção		Com correção	
	I_{CA}, ϕ	I_{CA}^{LSF}, ϕ^{LSF}	$\varepsilon_I, \varepsilon_\phi$	I_{CA}^C, ϕ^C	$\varepsilon_I^C, \varepsilon_\phi^C$
Ampl.	60,50 A	72,07 A	19,12%	62,46 A	3,24%
Fase	-0,21°	31,14°	8,71%	1,87°	0,58%

7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs o uso de técnicas de processamento digital de sinais para efetuar a detecção da saturação do núcleo do TC, bem como a compensação de seus efeitos, no âmbito da proteção dos sistemas elétricos de potência. Em uma primeira etapa, um método de detecção da saturação identifica pontos de transição e segmenta o sinal de corrente secundária distorcida pela saturação do TC em regiões saturadas e não saturadas. A partir daí, uma segunda etapa é responsável por efetuar a estimação fasorial da corrente secundária baseada exclusivamente em amostras pertencentes a regiões não saturadas, que estão livres da influência da saturação, promovendo a compensação desejada.

Foi desenvolvido um método de detecção baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay, com característica adaptativa, uma vez que o limiar de detecção é escolhido em função da SNR presente no sinal de corrente secundária. O método proposto foi inicialmente comparado a outros dois métodos derivativos do estado da arte, mostrando resultados superiores de sensibilidade e especificidade em todas as situações analisadas.

A etapa de compensação dos efeitos da saturação foi realizada por um método de estimação fasorial baseado no LSF, um filtro determinístico que preliminarmente se mostrou mais adequado aos objetivos específicos do trabalho do que outros dois filtros com abordagem Bayesiana analisados, o KF e o UKF. Foi desenvolvida também uma forma de mitigar a influência dos desvios de frequência no processo de compensação, através de fatores de correção de frequência capazes de reduzir os erros de estimação oriundos de tais desvios. O processo de mitigação da influência dos desvios de frequência possui características adaptativas uma vez que os fatores de correção são função da frequência de operação do SEP. Por ter sido concebido para efetuar a estimação exclusivamente nas regiões não saturadas do sinal de corrente, o método de compensação proposto possui a vantagem de não sofrer influência direta de nenhum parâmetro relacionado às regiões saturadas, como burden, fluxo remanescente e características do TC. Por outro lado, a qualidade do método de detecção pode influenciar diretamente nos resultados da compensação, podendo inviabilizar todo o processo.

O método de detecção e compensação proposto teve seu desempenho avaliado para sinais de corrente secundária distorcida gerados em simulações no RTDS e acrescidos de ruído.

A análise dos resultados indicou que o método de detecção proposto é praticamente independente das características do TC, do fluxo remanescente e do tipo de burden conectado ao seu secundário, tanto em módulo quanto em fator de potência. Além disso, o atributo adaptativo aperfeiçoou a imunidade ao ruído, conferindo robustez satisfatória ao método proposto para níveis de ruído comumente encontrados em situações reais. Os resultados também mostraram um comportamento eficiente tanto para faltas simétricas quanto assimétricas. Entretanto, observou-se que, no caso de faltas assimétricas, situações extremas em que a saturação ocorra com pequenas relações X_f / R_f , potencializadas por um elevado nível de ruído, podem comprometer a qualidade dos resultados de detecção. Em outro aspecto, observa-se que a implementação do método de detecção baseado no filtro diferenciador de segunda ordem de Savitzky-Golay é extremamente simples, demandando esforço computacional reduzido e possibilitando a sua utilização em sistemas embarcados, em tempo real.

Em relação à compensação da saturação, observou-se inicialmente que tanto a precisão quanto a exatidão da estimação mantiveram-se em patamares adequados mesmo para as baixas SNRs consideradas. Por outro lado, nos poucos casos em que o método de detecção apresentou resultados inadequados de sensibilidade e taxa de alarmes falsos, tanto a precisão quanto a exatidão ficaram bastante comprometidas, confirmando que a compensação da saturação é extremamente dependente da qualidade apresentada pelo método de detecção.

Observou-se também que, de maneira geral, a convergência do processo de estimação foi suficientemente atingida ao final da primeira região não saturada mesmo nos casos de saturação severa, ainda dentro do primeiro ciclo após a ocorrência da falta. Entretanto, no caso extremo de uma saturação muito severa com falta simétrica, foi necessário estender a estimação para amostras da segunda região não saturada no intuito de assegurar a convergência e obter erros satisfatórios de estimação. A extensão também foi necessária nas faltas assimétricas com pequenas relações X_f / R_f , para reduzir o erro de estimação devido a aproximações consideradas na modelagem do sinal inerente ao LSF. O uso da segunda região não saturada para efetuar a compensação reflete no aumento tempo de resposta do método. Entretanto, mesmo na pior situação ocorrida, este foi inferior a dois ciclos.

Os resultados indicaram que a correção dos erros de estimação devido aos desvios de frequência foi realizada com sucesso pelos fatores de correção de frequência desenvolvidos neste trabalho. Assim sendo, a mitigação da influência dos desvios de frequência pode ser devidamente efetuada, com a adição mínima de carga computacional, na implementação do método de detecção e compensação proposto em sistemas que realizam amostragem com frequência fixa.

Face ao exposto, pode-se concluir que o objetivo principal do presente trabalho foi alcançado, ao apresentar um método de detecção e compensação de saturação passível de implementação em um relé de proteção, com características adaptativas e ainda capaz de lidar habilmente com sinais ruidosos, com desvios de frequência e com grande diversidade de variáveis relacionadas ao SEP e ao TC.

Por fim, convém destacar novamente duas considerações importantes acerca do estudo desenvolvido: primeiramente, embora foco dado ao método de detecção aqui desenvolvido tenha sido o da sua participação no processo de compensação como um todo, ressalta-se que ele pode ser aplicado, independente do método de compensação, a inúmeros outros esquemas de proteção que contemplem lógicas específicas a serem adotadas na presença de saturação nos TCs, como a proteção de sobrecorrente, proteção de distância, proteção diferencial, etc. Finalmente, há de se destacar que os filtros de Savitzky-Golay mostraram-se ser ferramentas simples, porém poderosas, para manusear sinais ruidosos. Assim sendo, espera-se que este trabalho ajude a popularizar o uso destes filtros no desenvolvimento de aplicações de processamento digital de sinais em outros campos da engenharia.

7.2. PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

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

- Implementar o método proposto em Hardware, validando o sistema através de um esquema de testes *Hardware-in-the-loop* no RTDS;
- Validar o funcionamento dos algoritmos propostos com oscilografias coletadas em campo;

- Promover a associação do método de detecção proposto a outros esquemas de proteção, avaliando o desempenho do conjunto;
- Estudar a viabilidade de utilização dos filtros de Savitzky-Golay na detecção de outros distúrbios nos SEPs e eventos relacionados à qualidade de energia.

REFERÊNCIAS

ABB INC. **RXEDK 2H and RAEDK** – User’s Guide. Sweden: ABB, ref. 1MRK509004-UEN v. 1, aug. 1997, 38 p.

ABB INC. **Type LCB II**: Current Differential Line Protection Relay System (with DIN Connectors). Florida: ABB, ref. 40-219C, sep. 2002, 61 p.

ABB INC. **Relion protection and control**: for generation, transmission and sub-transmission applications. Sweden: ABB, ref. 1MRK500099-SEN, feb. 2014, 60 p.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA –ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST**: Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica (revisão V6), 2015. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/area.cfm?idArea=82>>. Acesso em: 24 julho 2015.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS - ABNT. **NBR 6856**: Transformador de Corrente: Especificação e ensaios. Rio de Janeiro, 2015.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS - ABNT. **NBR 10021**: Transformador de Corrente de tensão máxima de 15 kV, 24,2 kV e 36,2 kV – Características elétricas e construtivas. Rio de Janeiro, 2010.

ALSTHOM-SAVOISIENNE (Saint-Owen). Gilbert Lesueur; Aix-Les-Bains. **Transformateur d’intensité, optique**. FR n. 2.110.625, 23 oct. 1970, 02 june 1972.

ALSTOM (Levallois-Perret). Alain Rene; Puy Jean Philippe. **Procedes de detection de saturation dans un transformateur de courant**. FR n. 2835319 A1, 29 jan. 2002, 01 aug. 2003.

AJAEI, F. B.; SANAYE-PASAND, M.; DAVARPANAH, M.; REZAEI-ZARE, A.; IRAVANI, R. Compensation of the Current-Transformer Saturation Effects for Digital Relays. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 8, p. 2531-2540, 2011.

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

ANNAKAGE, U. D.; MCLAREN, P. G.; DIRKS, E.; JAYASINGHE, R. P.; PARKER, A. D. A Current Transformer Model Based on the Jiles-Atherton Theory of Ferromagnetic Hysteresis. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 1, p. 57-61, 2000.

ASEA BROWN BOVERI AB (Västerås). Murari Mohan Saha. **Metod för detektering av mättning hos strömtransformatorer samt detector för genomförande av nämnda metod**. SE n. 468189 B, 27 mar. 1991, 28 sep. 1992.

BAK, D. J.; DONG, X. Z.; WANG, B.; SHIN, S. X.; REBIZANT, W. New Method of Detection of Current Transformer Saturation. **Proceedings of 11th International Conference on Developments in Power Systems Protection**, p. 1-5, 2012.

BANDEIRA, Maria Isabel da Costa. **Automação do ensaio de saturação em transformadores de corrente utilizados em sistemas de transmissão de energia elétrica**. 2004. Dissertação (Mestrado em Metrologia) – Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Florianópolis, 2004.

BARBOSA, Daniel. **Sistema Híbrido Inteligente para o Monitoramento e Proteção de Transformadores de Potência**. 2010. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade de São Paulo – USP, São Carlos, 2010.

BELEGA, Daniel; MACII, David; PETRI, Dario. Fast Synchrophasor Estimation by Means of Frequency-Domain and Time-Domain Algorithms. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 63, n. 2, p. 388-401, 2014.

BURDEN, Richard L.; FAIRES, J. Douglas. **Análise Numérica**. 8. ed. São Paulo: Cengage Learning, 2008.

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.

CHOTHANI, Nilesh G.; BHALJA, Bhavesh R. New Algorithm for current transformer saturation and compensation based on derivatives of secondary currents and Newton's backward difference formulae. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 8, n. 5, p. 841-850, 2014.

DAVARPANA, M.; SANAYE-PASAND, M.; IRAVANI, R. A Saturation Suppression Approach for the Current Transformer – Part I: Fundamental Concepts and Design. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 3, p. 1928-1935, 2013.

DAVARPANA, M.; SANAYE-PASAND, M.; IRAVANI, R. A Saturation Suppression Approach for the Current Transformer – Part II: Performance Evaluation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 3, p. 1936-1943, 2013.

EISSA, M. M. Improvement of the differential busbar characteristic to avoid false operation during to CT saturation. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 6, n. 10, p. 931-939, 2012.

EL-NAGGAR, K. M.; GILANY, M. I. A discrete dynamic filter for detecting and compensating CT saturation. **Electric Power Systems Research**, v. 77, p. 527-533, 2007.

ELMORE, W. A. **Protective Relaying - Theory and Applications**. 2. ed. New York: CRC Press, 2004.

FARADAY, Michael. Experimental Researches in Electricity – Nineteenth Series. **Philosophical Transactions on the Royal Society of London**. V. p. 1-20, 1846.

GENERAL ELECTRIC COMPANY (New York). Augustine R. Everest. **Current transformer**. US n. 687141, 29 July 1901, 19 Nov. 1901.

GENERAL ELECTRIC COMPANY (New York). Edward J. Casey e Charles H. Titus. **Magneto-optical electric current sensing arrangement**. US n. 3324393 A, 26 July 1963, 06 June 1967.

GENERAL ELECTRIC COMPANY (New York). Bogdan Z. Kasztenny; Ara Kulidjian. **Differential protective relay for electrical buses with improved immunity to saturation of current transformers**. US n. 6442010 B1, 3 Apr. 2000, 27 Aug. 2002.

GENERAL ELECTRIC COMPANY. **ALPS Advanced Line Protection System – Instruction Manual**. Canada: GE Multilin, ref. GEK-105555H, 2004, 366 p.

GENERAL ELECTRIC COMPANY (New York). Kent Warren Jones. **Current sensing apparatus**. US n. 7427856 B2, 29 Dec. 2006, 3 July 2008, 23 Sep. 2008.

GENERAL ELECTRIC COMPANY. **D30 Line Distance Protection System** – UR Series Instruction Manual. Canada: GE Multilin, ref. GEK-119556, 2013, 662 p.

GENERAL ELECTRIC COMPANY. **D90^{Plus} Line Distance Protection System** –Instruction Manual. Canada: GE Multilin, ref. GEK-113468, 2013, 688 p.

GUERRA, Francisco das Chagas Ferandes; 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.

HITACHI LTD (Tokyo). Ishibashi Shinya; Yano Makoto; Shiraishi Katsuhiko. **Current Transformer and Circuit Breaker Using the Same**. JP n. 2001006956 A, 24 june 1999, 12 jan. 2001.

HITACHI LTD (Tokyo); TOKYO ELECTRIC POWER CO (Tokio). Zhang Wei et al. **Optical Current Transformer**. WO n. 2012161209 A1, 26 may 2011, 29 nov. 2012.

HONG, Y. Y.; CHANG-CHIAN, P. C. Detection and correction of distorted current transformer current using wavelet transform and artificial intelligence. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 2, n. 4, p. 566-575, 2008.

HOOSHYAR, Ali; SANAYE-PASAND, Majid. CT Saturation Detection Based on Waveform Analysis Using a Variable-Length Window. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 26, n. 3, p. 2040-2050, 2011.

HOOSHYAR, Ali; SANAYE-PASAND, Majid. Accurate Measurement of Fault Currents Contaminated With Decaying DC Offset and CT Saturation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 2, p. 773-783, 2012.

HOOSHYAR, Ali; SANAYE-PASAND, Majid; DAVARPANAH, M. Development of a new derivative-based algorithm to detect current transformer saturation. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 6, n. 3, p. 207-217, 2012.

HOOSHYAR, Ali; SANAYE-PASAND, Majid; EL-SAADANY, Ehab. CT Saturation Detection Based on Waveshape Properties of Current Difference Functions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 4, p. 2254-2263, 2013.

HUANG, Norden E.; LONG, Steven R.; SHEN, Zheng. The Mechanism for Frequency Downshift in Nonlinear Wave Evolution. **Advances in Applied Mechanics**, v. 32, p. 59-117, 117A, 117B, 117C, 1996.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION – IEC. **IEC 61869-1**: Instrument transformers – Part 1: General requirements. Geneva, 2007.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION – IEC. **IEC 61869-2**: Instrument transformers – Part 2: Additional requirements for current transformers. 1.0 ed., Geneva, 2012.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE. **Std. C37.110-2007**: Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes, 2008.

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

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS – IEEE. **Std. C57.13-2008**: Standard Requirements for Instrument Transformers, 2008.

IWASAKI FUMIO (Tokyo). **Split 3CT**. JP n. 2004153222 A, 31 oct. 2002, 27 may 2004.

JAFARIAN, P.; SANAYE-PASAND, M. Weighted least error squares based variable window phasor estimator for distance relaying application. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 5, n. 3, p. 298-306, 2011.

Jl, T. Y. et al. A Morphological Scheme for the Correction of CT Saturation Waveforms. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, p. 1-7, 2011.

JILES, D. C.; ATHERTON, D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 61, p. 48-60, 1986.

JIN, E. S.; CHEN, T.; BO, Z. Q.; KLIMEK, A.; YANG, M. F. A new method to identify CT saturation based on the time difference algorithm. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, p. 1-4, 2009.

JULIER, S. J.; UHLMANN, J. K.; DURRANT-WHYTE, H. F. A New Approach for Filtering Nonlinear Systems. **Proceedings of the American Control Conference**, p. 1628-1632, 1995.

JULIER, S. J.; UHLMANN, J. K. New Extension of the Kalman Filter to nonlinear systems. **Proceedings of AeroSense: the 11^o International Symposium on Aerospace/Defence Sensing, Simulation and Controls**, p. 1-12, 1997.

KALMAN, R. E. A new approach to linear filtering and prediction problems. **Journal of Basic Engineering**, v. 82, p. 35-45, 1960.

KANG Yong-Cheol et al. Development and hardware implementation of a compensating algorithm for the secondary current of current transformers. **Proceedings of the IEE Electrical Power Applications**, v. 143, n. 1, p. 41-49, 1996.

KANG, Yong-Cheol et al. An Algorithm for Compensating Secondary Currents of Current Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 12, n. 1, p. 116-124, 1997.

KANG, Yong-Cheol; KANG, Sang-Hee; CROSSLEY, P. An Algorithm for detecting CT saturation using the secondary current third-difference function. **Proceedings of Power Tech Conference**, v. 4, Bologna, 2003.

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.

KANG, Yong-Cheol; LIM, Ui Jai; KANG, Sang-Hee; CROSSLEY, Peter A. Compensation of the Distortion in the Secondary Current Caused by Saturation and Remanence in a CT. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, n. 4, p. 1642-1649, 2004.

KANG, Sang-Hee; KIM, Min-Soo; NAM, Soon-Ryul; SHIN, Jonathan H.; JUNG, Jong-Jin. A CT Saturation Detection Algorithm Based on Wavelet Transformation. In: **Developments in Power System Protection (DPSP 2014), 12th IET International Conference on. IET**, 2014, p. 1-4.

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

KEZUNOVIC, M.; FROMEN, C. W.; PHILLIPS, F. Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformer Models for Protective Relay Transient Study. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 9, n. 1, p. 405-413, 1994.

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.

LANCZOS, Cornelius. **Applied Analysis**. 1. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1956.

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

LIMA, Dorival Kitakawa. **Transformadores para instrumentos ópticos: aspectos da viabilidade do seu uso pelas empresas do setor elétrico brasileiro**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

LIN, Xiangning; ZOU, Li; TIAN, Qing; WENG, Hanli; LIU, Pei. A Series Multiresolution Morphological Gradient-Based Criterion to Identify CT Saturation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 21, n. 3, p. 1169-1175, 2006.

LIU, Shun-Tsai; HUANG, Sy-Ruen; CHEN, Hung-Wei. Using TACS Functions Within EMTP to Set Up Current-Transformer Model Based on the Jiles-Atherton Theory of Ferromagnetic Hysteresis. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 4, p. 2222-2227, 2007.

LU, Z.; SMITH, J.S.; WU, Q. H. Morphological Lifting Scheme for Current Transformer Saturation Detection and Compensation. **IEEE Transactions on Circuits and Systems**, v. 55, n. 10, p. 3349-3357, 2008.

MCGRAW-EDISON COMPANY (Houston). James C. Cummins et al. **Current Transformer Saturation Correction Using Artificial Neural Networks**. US n. 6247003B1, 13 aug. 1998, 12 june 2001.

MEDEIROS FILHO, Solon de. **Medição de energia elétrica**. 4. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora SA, 1997.

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.

NAWIKAVATAN, A.; THAMMART, C.; NIYOMSAT, M.; LEELAJINDAKRAIRERK, M. The current transformer model with ATP-EMTP for transient response characteristic and its effect on differential relays performance. **Proceedings of the 8^o International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management (APSCOM 2009)**, p. 1-6, 2009.

NGK INSULATORS LTD (Tokio). Kawaguchi toshiyuki et al. **Optical Current Transformer**. EP n. 0409589 A2, 21 july 1989, 23 jan. 1991.

NOVANDA, H.; REGULSKI, P.; GONZÁLEZ-LONGATT, F.; TERZIJA, V. Unscented Kalman Filter for frequency and amplitude estimation. **Proceedings of Powertech Trondheim 2011**, p. 1-6, 2011.

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

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO - ONS. **Procedimentos de Rede: Submódulo 25.6 - Indicadores de qualidade de energia elétrica - frequência e tensão (revisão 1.1)**, 2010. Disponível em <apps05.ons.org.br/procedimentorede/procedimento_rede/procedimentos_rede.aspx>. Acesso em 22 de dezembro 2015

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.

PEREIRA, Fagner A.; GUERRA, Francisco C. F.; COSTA, Edson G.; SOUZA, Benemar A. Correction of Distorted Current Waveforms in the Secondary of Current Transformers. XIX Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2012, Campina Grande - PB. **Anais... SBA**, 2012

PRESS, William H.; FLANNERY, Brian P.; TEUKOLSKY, Saul A.; VETTERLING, William T. **Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing**. 2 ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2002.

RAYLEIGH INSTRUMENTS LIMITED (England). **Current transformer with a housing, a shunt circuitry and an output connector**. GB n. 2487555 A, 26 jan. 2011, 01 aug. 2012.

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.

REGULSKI, Pawel; TERZIJA, Wladimir. Estimation of Frequency and Fundamental Power Components Using an Unscented Kalman Filter. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 61, n. 4, p. 952-962, 2012.

REZAEI-ZARE, Afshin; IRAVANI, Reza; SANAYE-PASAND, Majid; MOHSENI, Hossein; FARHANGI, Shahrokh. An Accurate Current Transformer Model Based on Preisach Theory for the Analysis of Electromagnetic Transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 1, p. 233-242, 2008.

RIBEIRO, José Antonio Justino. **Propagação das Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações**. 2. Ed. São Paulo: Editora Érica, 2009.

RIORDON, J.; ZUBRITSKY, E.; NEWMAN, A. Top 10 articles. **Analytical Chemistry Journal**, v. 72, n. 9, p. 324A-329A, May 2000.

SAHA, M. M.; IZYKOWSKI, J.; LUKOWICZ, M.; ROSOŁOWSKI, E. 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.

SANTOS, E. M.; CARDOSO, J.; FARIAS, P. E.; MORAIS, A. P. CT Saturation Detection Based on the Distance Between Consecutive Points in the Plans Formed by the Secondary Current Samples and Their Difference-Functions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 28, n. 1, p. 29-37, 2013.

SAVITZKY, Abraham; GOLAY, Marcel J. E. Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures. **Analytical Chemistry Journal**, v. 36, n. 8, p. 1627-1639, 1964.

SAWA, T.; KUROSAWA, K.; KAMINISHI, T.; YOKOTA, T. Development of Optical Instrument Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 5, n. 2, p. 884-891, 1990.

SCHAFER, Ronald W. What Is a Savitzky-Golay Filter? **IEEE Signal Processing Magazine**, p. 111-117, July 2011.

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**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2012.

SCHETTINO, B. M.; DUQUE, C. A.; SILVEIRA, P. M.; COELHO, A. L. M.; RIBEIRO, P. F. Compensation of Current Distortions Caused by Current Transformer Saturation in the Presence of Noise. X Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica, 2013, Araxá - MG. **Anais...** SBQEE, 2013.

SCHETTINO, B. M.; DUQUE, C. A.; SILVEIRA, P. M.; RIBEIRO, P. F.; CERQUEIRA, A. S. A New Method of Current-Transformer Saturation Detection in the Presence of Noise. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 29, n. 4, p. 1760-1767, 2014.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC (Pullman). Armando Guzman-Casillas. **Improved restraint-type differential relay**. WO n. 01/29948 A1, 11 oct. 2000, 26 apr. 2001.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **Data Sheet SEL-421-4, -5**. Brasil: SEL, 2000, 41 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. (Seattle). Armando Guzman-Casillas; Gabriel Benmouyal. **System for estimating the frequency of the power signal on a power transmission line**. US n. 20030011352 A1, 06 july 2001, 16 jan. 2003.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **Data Sheet SEL-751A**. Brasil: SEL, 2007, 27 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **SEL-351A Protection System Data Sheet**. USA: SEL Inc, 2009, 36 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **SEL-451-5 Data Sheet**. USA: SEL Inc, 2010, 32 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **SEL-311C-1 Data Sheet**. USA: SEL Inc, 2011, 32 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES INC. **SEL-411L Data Sheet**. USA: SEL Inc, 2011, 40 p.

SHANDONG UNIVERSITY OF SCIENCE AND TECHNOLOGY – SDUST (Shandong). Xia Wenhua; Gong Maofa; Li Guoliang. **CT (Current Transformer) saturation detection method based on Hilbert-Huang transformation (HHT)**. CN n. 103050942 A, 21 dec. 2012, 17 apr. 2013.

SHU, Guangwei; ZANG, Wen. Research of the Model for Current Transformer in Real-time Simulation of Electric Power System. **Proceedings of the International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Theory**, p. 1041-1044, 2011.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT (Munich). Krebs Raine; Kumar Anil. **Verfahren und Vorrichtung zur Erkennung und Korrektur eines gesättigten Stromverlaufs eines Stromwandlers**. DE n. 19723422 C1, 04 june 1997, 10 dec. 1998.

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT. **SIPROTEC 5, Overcurrent Protection, Manual**. Germany: Siemens AG, ref. C53000-G5040-C017-3.02 r. 10.2013, 2013, 1146 p.

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

SKENDZIC, Veselin; HUGHES, Bob. Using Rogowski coils inside protective relays. In: Texas A&M Conference For Protective Relay Engineers, 65., 2013, College Station. **Anais...** College Station: Texas A&M University, 2013.

SMITH, T.; HUNT, R. Current Transformer Saturation Effects on Coordinating Time Interval. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 2, p. 825-831, 2013.

SOLAK, K.; REBIZANT, W.; KLIMEK, A. Fuzzy Adaptive Transmission-Line Differential Relay Immune to CT Saturation. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 27, n. 2, p. 766-772, 2012.

SOUTH CHINA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY – SCUT (Guangzhou). Wu Qinghua; He Qi. **CT (Current Transformer) saturation detection method based on morphological gradient wavelets**. CN n. 103245860 A, 26 apr. 2013, 14 aug. 2013.

STACHEL, P.; SCHEGNER, Peter. Detection and correction of current transformer saturation effects in secondary current signals. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, p. 1-6, 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.

TOMIC, Josif J.; KUSLJEVIC, Miodrag D.; VUJICIC, Vladimir V. A New Power System Digital Harmonic Analyzer. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 2, p. 772-780, 2007.

TOSHIBA CORPORATION (Tokyo). Ikuta Sakae et al. **Optical Current Transformer**. JP n. H07333256 A, 09 june 1994, 22 dec. 1995.

TZIOUVARAS, Demetrios A. et al. Mathematical Models of Current, Voltage and Coupling Capacitor Voltage Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 15, n. 1, p. 62-72, 2000.

UMAMAGESWARI, A.; IGNATIOUS, J. Joseph; VINODHA, R. A comparative study of Kalman filter, extended Kalman filter and unscented Kalman filter for harmonic analysis of the non-stationary signals. **International Journal of Scientific & Engineering Research**, v. 3, n. 7, p. 1-9, 2012.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA – UFJF (Juiz de Fora). Bruno Montesano Schettino et al. **Método para detecção de saturação em transformadores de corrente**. BR n. 102013034006-5, 28 nov. 2013.

VASEGHI, Saeed V. **Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction**. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2009.

XUJI ELECTRIC CO LTD; XUCHANG XJ SOFTWARE TECHNOLOGY CO LTD (Zhejiang). Lu Zhanfang et al. **Busbar differential protection method**. CN n. 103683216 A, 25 nov. 2013, 26 mar. 2014

YONG-CHEOL KANG; SANG-HEE KANG (Korea). Yong-Cheol Kang; Sang-Hee Kang; Seung-Hun Ok. **Method for detecting current transformer saturation**. US n. 6617839 B2, 17 may 2001, 02 nov. 2002.

YU, D. C.; CUMMINS, J. C.; WANG, Z.; YOON, H. J.; KOJOVIC, L. A. 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.

WALTER ROGOWISKI (Germany). **An Improved Apparatus for Measuring the Magnetic Potential between any Two Points of Magnetic Circuit**. GB n. 191318103 A, 09 aug. 1912, 07 aug. 1914.

WAN, Eric A.; MERWE, Rudolph van der. The Unscented Kalman Filter for Nonlinear Estimation. **Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium**, p. 53-158, 2000.

WARD, D. A.; EXON, J. La T. Using Rogowski coils for transient current measurements. **Engineering Science and Education Journal**, p. 105-113, june 1993.

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

WISZNIEWSKI, Andrzej; REBIZANT, Waldemar; SCHIEL, Ludwig. Correction of Current Transformer Transient Performance. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 2, p. 624-632, 2008.

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

APÊNDICE A - MODELOS DE TC E SEP UTILIZADOS

A.1. SIMULADOR DE TC NO MATLAB

Uma das formas utilizadas ao longo do desenvolvimento do presente trabalho para gerar sinais de corrente secundária distorcida pela saturação do TC foi através de um simulador de TC desenvolvido em MATLAB. Tal simulador baseia-se no modelo proposto pelo IEEE PSRC (SWIFT, 2001) e encontra-se detalhado no trabalho de Schettino (2012).

Inicialmente, é necessário informar ao simulador o valor de diversos parâmetros que representam características do SEP, do TC e do circuito secundário. A partir daí, o simulador executa um algoritmo que gera como saída o sinal de corrente secundária distorcida pela saturação do TC, bem como o sinal de corrente secundária ideal, que é a corrente do primário referida ao secundário. A Tabela 15 contém as faixas de valores atribuídas aos parâmetros de entrada utilizados no simulador de TC do MATLAB, com o intuito de simular uma grande variedade de correntes secundárias distorcidas, englobando inúmeras possibilidades de ocorrência de saturação do TC.

Tabela 15 – Parâmetros de entrada do simulador de TC desenvolvido no MATLAB

Parâmetro do simulador	Valor
Taxa de amostragem	200 amostras/ciclo
Frequência do sistema	$f = 60 \text{ Hz}$
Relação X/R	$5 \leq X_f / R_f \leq 50$
Relação de transformação do TC	300:5
Impedância nominal do burden	$ Z_b = 1 \Omega$
Múltiplo do burden nominal	$1 \leq q \leq 5$
Impedância do enrolamento primário	$R_p = 0; L_p = 0$
Fator de potência do burden	$0,5 \leq fp \leq 0,95$
Impedância do enrolamento secundário	$R_s = 0,15 \Omega; L_s = 0$
Fator de corrente de falta	$10 \leq FCF \leq 30$
Fluxo remanescente inicial	$-80\% \leq \varphi_{rem} \leq 80\%$
Inclinação da curva de excitação	1/22
Tensão de saturação do TC	100 V
Ângulo de incidência de falta	$-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

Fonte: ELABORADO PELO PRÓPRIO AUTOR

Os valores relacionados à curva de excitação do TC foram extraídos da Figura 38 (IEEE, 2008), da curva correspondente ao TC com RTC 300:5.

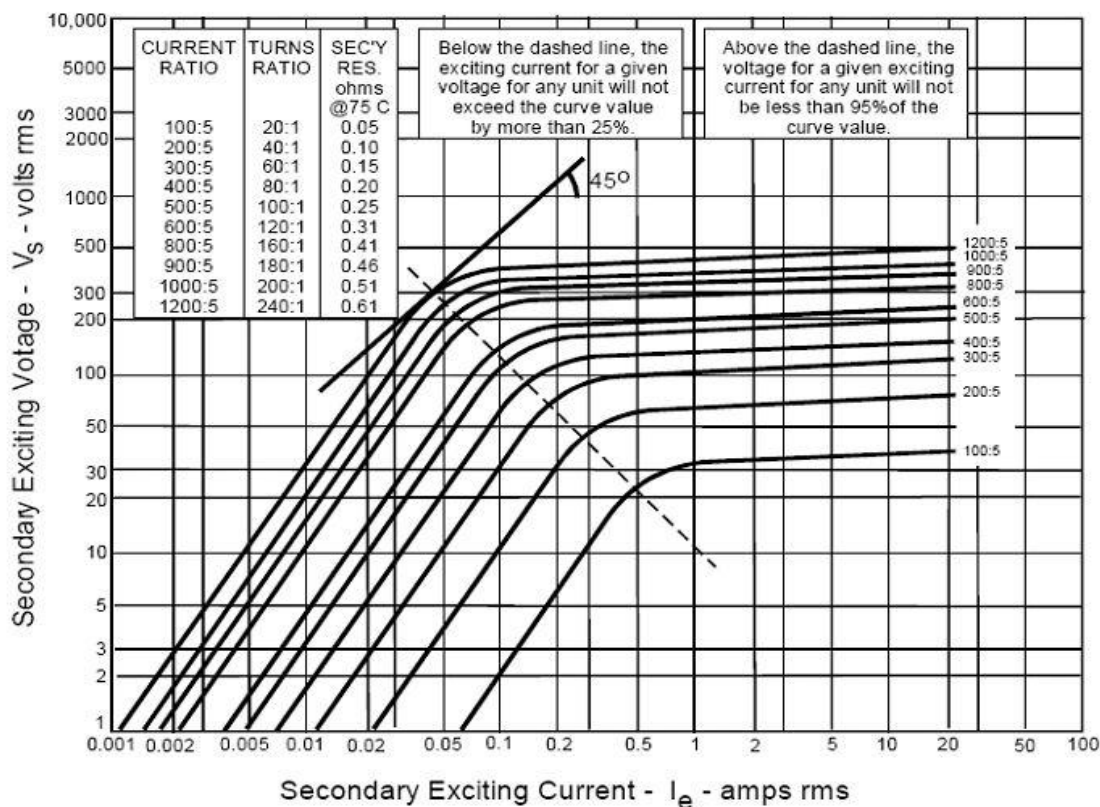


Figura 38 – Exemplos de curvas de excitação de TCs

Fonte: IEEE (C37.110), 2008

A.2. RTDS

O RTDS é constituído basicamente de um Hardware dedicado e um software de interface gráfica, denominado RSCAD, onde o operador pode desenvolver o modelo a ser simulado, gerenciar as simulações, modificar parâmetros do modelo e controlar entrada e saída de dados dentre diversas outras funcionalidades.

O sistema modelado no RSCAD que foi utilizado ao longo do presente trabalho pode ser representado simplificadaamente pelo diagrama mostrado na Figura 39. A representação equivale ao circuito equivalente de Thevenin de um SEP, composto por um gerador que alimenta uma carga Z_{load} em regime permanente. Foram desconsiderados o

acoplamento entre fases e a admitância *shunt* da linha. Um TC foi posicionado para a medição das correntes de falta geradas pelo fechamento supervisionado de três chaves individuais entre as fases e a terra, através do comando do operador.

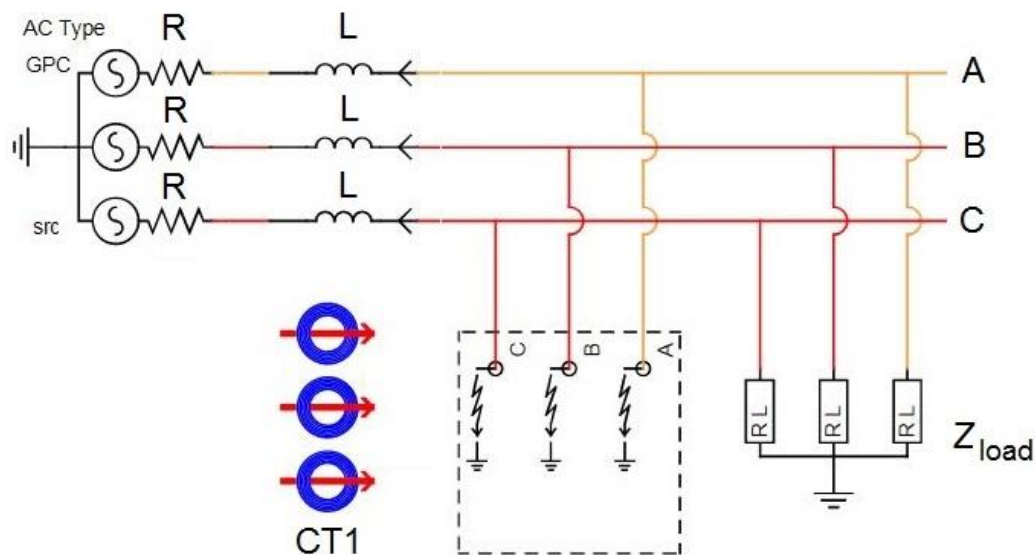


Figura 39 – Sistema de testes modelado no RSCAD

Fonte: TELA DO RSCAD, MODIFICADO PELO PRÓPRIO AUTOR

O controle do momento de fechamento das chaves possibilita a variação do ângulo de incidência de falta, permitindo a simulação de faltas simétricas a faltas totalmente assimétricas. As correntes secundárias do TC são monitoradas em tempo real no painel de *runtime* do RSCAD e são aquisitadas em um intervalo de 10 ciclos que se inicia 1 ciclo antes do acionamento da chave que provoca o curto-circuito e se estende por mais 9 ciclos após a incidência do mesmo. Além disso, são aquisitadas também as correntes primárias no mesmo intervalo de tempo, que servirão de referência para a avaliação dos resultados.

No presente trabalho, foi utilizada a versão 4.003 do RSCAD. Os sinais de corrente primária e secundária simulados foram amostrados a uma taxa padrão de 200 amostras por ciclo, extraídos no formato COMTRADE (*common format for transient data exchange*) e convertidos como sinais de entrada para serem processados pelos algoritmos desenvolvidos em MATLAB.

Os parâmetros tanto do modelo do SEP quanto do modelo do TC foram escolhidos de forma a possibilitar a simulação de diversos cenários de falta capazes de provocar a saturação do TC. Desta forma, é possível gerar inúmeros sinais de corrente secundária distorcida, cobrindo as mais variadas possibilidades de influência da saturação do

TC. A Tabela 16 mostra as faixas de valores atribuídas aos principais parâmetros do SEP modelado no RSCAD.

Tabela 16 – Parâmetros do SEP modelado no RSCAD

Parâmetro do modelo	Valor
Tensão do gerador (entre fases)	46 kV
Frequência do sistema	$f = 60$ Hz
Resistência equivalente da linha	$R = 0,5 \Omega$
Indutância equivalente da linha	$6,63 \text{ mH} \leq L \leq 66,3 \text{ mH}$
Relação X/R	$5 \leq X_f / R_f \leq 50$
Impedância da carga primária	$Z_{load} = (30,4 + j22,8)\Omega$
Tipo de falta	fase-terra
Ângulo de incidência de falta	$-90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

Fonte: ELABORADO PELO PRÓPRIO AUTOR

Em relação ao TC, foi utilizado o modelo CTV2, pertencente à biblioteca do RSCAD. Os principais parâmetros do modelo do TC e do *burden* são mostrados na Tabela 17. O modelo CTV2 do RSCAD também permite a escolha de parâmetros relacionados às características magnéticas do TC. Para o presente trabalho foi habilitada a opção que considera o fluxo remanescente após a ocorrência de reenergizações sucessivas na rede primária. Além disso, dentre as possíveis formas permitidas pelo CTV2 para representar a resposta magnética do núcleo, seja através de pontos da curva de magnetização B x H ou através da curva de excitação V x I, optou-se pela segunda. São necessários 10 pontos da curva V x I, para representar a não linearidade do núcleo. Tais pontos foram escolhidos da curva de excitação que representa o TC com RTC 300:5, mostrada na Figura 38, estando descritos na Tabela 18. Por fim, para o ajuste da curva de excitação objetivando a interpolação dos pontos, foi adotado o critério LS, disponível no modelo CTV2 do RSCAD.

Tabela 17 – Parâmetros do CT modelado no RSCAD

Parâmetro do modelo	Valor
Relação de transformação do TC	300:5
Perdas no ferro	$R_{loss} = 0 \Omega$
Impedância do enrolamento primário	$R_p = 0; L_p = 0$
Impedância do enrolamento secundário	$R_s = 0,15 \Omega; L_s = 0$
Impedância nominal do burden	$ Z_b = 3 \Omega$
Fator de potência do burden	$0,5 \leq fp \leq 0,95$
Múltiplo do burden nominal	$1 \leq q \leq 3$
Fluxo remanescente inicial	$-80\% \leq \phi_{rem} \leq 80\%$

Fonte: ELABORADO PELO PRÓPRIO AUTOR

Tabela 18 – pontos da curva de excitação do TC modelado

V_{RMS} (V)	0	1	3	7	12	35	90	100	110	200
I_{RMS} (A)	0	0,01	0,02	0,03	0,05	0,1	0,5	1	10	50

Fonte: ELABORADO PELO PRÓPRIO AUTOR

APÊNDICE B - EFEITOS DA REAMOSTRAGEM NA SNR

Seja $s(t)$ um sinal senoidal com amplitude A , frequência f e período $T = 1/f$, representado por

$$s(t) = A \cos(2\pi \cdot f \cdot t). \quad (\text{B.1})$$

Seja $w(t)$ um ruído gaussiano branco (WGN) descorrelacionado de $s(t)$ com média zero e densidade espectral de potência $S(f)$ constante e igual a η a ser adicionado ao sinal anterior, de tal forma a gerar o sinal $x(t)$, contaminado pelo ruído, tal que

$$x(t) = s(t) + w(t). \quad (\text{B.2})$$

A relação sinal-ruído (SNR) pode ser definida como

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{N}\right), \quad (\text{B.3})$$

sendo N a potência do ruído e P a potência do sinal, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) \cdot dt = \frac{A^2}{2}. \quad (\text{B.4})$$

Agora, ao supor que $x(t)$ seja amostrado a uma frequência f_{s1} , tal que $f < f_{s1}/2$, pelo teorema de Nyquist pode-se afirmar que o sinal amostrado conterà informações limitadas à frequência $f_{s1}/2$, significando dizer que:

i) O sinal amostrado $s_1[\bullet]$ manterá sua potência P_1 equivalente à potência P de $s(t)$, uma vez que seu espectro (impulso em f) está totalmente contido na banda limitada por $f_{s1}/2$, ou seja, de acordo com (B.4), tem-se:

$$P_1 = \frac{A^2}{2}. \quad (\text{B.5})$$

ii) O ruído amostrado $w_1[\bullet]$ passará a ter sua potência N_1 definida pela banda limitada por $f_{s1}/2$, da seguinte forma:

$$N_1 = \int_0^{f_{s1}/2} S(f) \cdot df = \frac{\eta \cdot f_{s1}}{2}. \quad (\text{B.6})$$

O cálculo da SNR para a amostragem na frequência f_{s1} , denominada SNR_1 , pode ser obtido aplicando (B.5) e (B.6) em (B.3), resultando:

$$SNR_1 = 10 \cdot \log \left(\frac{A^2}{\eta \cdot f_{s1}} \right). \quad (\text{B.7})$$

Analogamente, ainda pelo teorema de Nyquist, a reamostragem a uma frequência f_{s2} tal que $f < f_{s2}/2 < f_{s1}/2$ fará com que o novo sinal amostrado $s_2[\bullet]$ permaneça com potência $P_2 = P_1 = P = A^2/2$ enquanto a nova potência do ruído, denominada N_2 , ficará contida na banda limitada por f_{s2} , sendo calculada por

$$N_2 = \int_0^{f_{s2}/2} S(f) \cdot df = \frac{\eta \cdot f_{s2}}{2}. \quad (\text{B.8})$$

O novo valor da SNR, para a amostragem efetuada na frequência f_{s2} será então dada por

$$SNR_2 = 10 \cdot \log \left(\frac{A^2}{\eta \cdot f_{s2}} \right). \quad (\text{B.9})$$

A partir dos resultados obtidos, pode-se calcular através de (B.7) e (B.9) o incremento na SNR causado pela reamostragem, denominado ΔSNR , da seguinte forma:

$$\Delta SNR = SNR_2 - SNR_1 = 10 \cdot \log \left(\frac{A^2}{\eta \cdot f_{S2}} \right) - 10 \cdot \log \left(\frac{A^2}{\eta \cdot f_{S1}} \right),$$

que, após uma trivial simplificação, resulta em

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{f_{S1}}{f_{S2}} \right). \quad (\text{B.10})$$

Em outras palavras, pode-se concluir que o processo de reamostragem a frequências mais baixas (também denominado decimação ou *downsampling*) irá gerar um efeito de redução de ruído, ou seja, irá elevar a SNR.

Baseado nos parâmetros utilizados por Hooshyar, Sanaye-Pasand e Davarpanah (2012), o sinal foi inicialmente amostrado a uma frequência $f_{S1} = 1 \text{ MHz}$ e depois da inserção do ruído foi reamostrado a uma frequência $f_{S2} = 2,5 \text{ kHz}$. Portanto, o acréscimo na SNR devido à decimação, calculado através de (B.10), é:

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{1000000}{2500} \right) = 26 \text{ dB}.$$

Assim sendo, os testes efetuados pelos autores supracitados para a inserção de ruídos com SNR de 25 dB e 30 dB remetem-se a níveis de ruído de 51 dB e 56 dB, respectivamente, quando comparados ao método utilizado no presente trabalho.

Por fim, baseando-se agora nos parâmetros utilizados por Hooshyar e Sanaye-Pasand (2012), o sinal foi inicialmente amostrado a uma frequência $f_{S1} = 1 \text{ MHz}$ e depois da inserção do ruído foi reamostrado a uma frequência $f_{S2} = 2 \text{ kHz}$. Neste caso, o acréscimo na SNR devido à decimação, calculado através de (B.10), é:

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log \left(\frac{1000000}{2000} \right) = 27 \text{ dB}.$$

Pode-se verificar que a realização dos testes pelos autores supracitados para SNR de 30 dB remetem-se, neste caso, a um nível de ruído de 57 dB, quando comparado ao método utilizado no presente trabalho.

APÊNDICE C - ROTINA PARA ESTIMAR A SNR DESENVOLVIDA EM MATLAB

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Objetivo: estimar SNR de um sinal senoidal periódico senoidal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear all
close all

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%parâmetros de entrada
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

nm=1000; % numero de iterações de monte carlo
na=200; % numero de amostras por ciclo
dB=50; % valor da SNR real em dB
FCF=20; %amplitude do sinal
np=8; %numero de amostras usadas para estimar (tem que ser divisor de "na")

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% geração do sinal
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

n=[1:na];
is=zeros(1,na);
is=FCF*cos(2*pi*n/na);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% inserção do ruído
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

AR=(FCF/sqrt(2))/(10^(dB/20)); % amplitude do ruído
ruído=zeros(nm,na);
ruído=AR*randn(nm,na);
isr=zeros(nm,na);
for i=1:nm
isr(i,:)=is+ruído(i,:);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% inicialização de variáveis
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

TETA=zeros(2,1); % vetor de parâmetros a serem estimados (componentes em
quadratura)
S=zeros(8,1); % sinal reamostrado
ipfest=zeros(1,nm); % amplitude estimada
dBest=zeros(1,nm); % SNR estimada em dB para cada iteração de monte carlo
(cada evento)
noiseest=zeros(nm,na); % variavel associada - valor estimado do ruído,
ponto a ponto
sinalest=zeros(nm,na); % variavel associada - valor estimado do sinal,
ponto a ponto
sigmanest=zeros(1,nm); % variável associada

```

```

% geração matriz de observação (modelo linear)
H=zeros(np,2);
for j=1:np
    H(j,1)=cos(((2*pi)/na)*(200/np)*j);
    H(j,2)=sin(((2*pi)/na)*(200/np)*j);
end
JJ=inv(H'*H)*H';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Processo de estimação
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for i=1:nm %interações de monte carlo

    % reamostrando isr em np pontos ao longo do ciclo

    for j=1:np
        S(j,1)=isr(i,(200/np)*j);
    end

    TETA=JJ*S; % estimando os parâmetros (amplitudes das componentes em
    quadratura)
    ipfest(i)=sqrt(TETA(1)^2+TETA(2)^2); %estimando a amplitude

    for k=1:na;
        sinalest(i,k)=TETA(1)*cos(((2*pi)/na)*k)-TETA(2)*sin(((2*pi)/na)*k);
        noiseest(i,k)=isr(i,k)-sinalest(i,k); %TETA(1)*cos(((2*pi)/na)*k)-
        TETA(2)*sin(((2*pi)/na)*k);
    end

    sigmanest(i)=sqrt(var(noiseest(i,:)));
    dBest(i)=20*log10((ipfest(i)/sqrt(2))/sigmanest(i));

end % fim das interações de monte carlo

% Resultados

dBestm=mean(dBest2)

```